ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Convertidores, aplicaciones y diseño

3ª edición

Ned Mohan • Tore M. Undeland • William P. Robbins

Mc Graw Hill

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Convertidores, aplicaciones y diseño

TERCERA EDICIÓN

NED MOHAN
Department of Electrical Engineering
University of Minnesota

TORE M. UNDELAND
Department of Electrical Power Engineering
Norwegian University of Science and Technology

WILLIAM P. ROBBINS
Department of Electrical Engineering
University of Minnesota

Revisión técnica
Luis Mauro Ortega González
Departamento en Ingeniería Electrónica
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey
Campus Estado de México



MÉXICO • AUCKLAND • BOGOTÁ • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA • LISBOA • LONDRES
MADRID • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI • NUEVA YORK • SAN FRANCISCO • SAN JUAN
SAN LUIS • SANTIAGO • SÃO PAULO • SIDNEY • SINGAPUR • TORONTO

A nuestras familias…
Mary, Michael y Tara
Mona, Hilde y Arne
Joanne y Jon

CONTENIDO

SOBRE LOS AUTORES xv

PREFACIO xvii

PARTE 1 INTRODUCCIÓN 1

Capítulo 1 Sistemas de electrónica de potencia 3

1-1 Introducción 3
1-2 Electrónica de potencia en comparación con la electrónica lineal 4
1-3 Alcance y aplicaciones 7
1-4 Clasificación de procesadores y convertidores de potencia 8
1-5 Sobre el texto 11
1-6 La naturaleza interdisciplinaria de la electrónica de potencia 12
1-7 Símbolos usados 12
Problemas 13
Referencias 14

Capítulo 2 Panorama general de los interruptores de semiconductores de potencia 15

2-1 Introducción 15
2-2 Diodos 15
2-3 Tiristores 16
2-4 Características deseadas en interruptores controlables 19
2-5 Transistores de unión bipolar y darlingtons monolíticos 22
2-6 Transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor 23
2-7 Desactivación por puerta de tiristores 24
2-8 Transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) 25
2-9 Tiristores controlados MOS 26
2-10 Comparación de interruptores controlables 26
2-11 Circuitos de control y amortiguadores (*SNUBBERS*) 27
2-12 Justificación de las características de dispositivos idealizadas 28
Resumen 29
Problemas 29
Referencias 29

Capítulo 3 Revisión de conceptos básicos de circuitos eléctricos y magnéticos 30

3-1 Introducción 30
3-2 Circuitos eléctricos 30
3-3 Circuitos magnéticos 42

Resumen 51
Problemas 52
Referencias 54

Capítulo 4 Simulación por computadora de convertidores y sistemas de electrónica de potencia **55**

4-1 Introducción 55
4-2 Los retos en la simulación por computadora 56
4-3 Proceso de simulación 56
4-4 Las mecánicas de simulación [1] 58
4-5 Técnicas de solución para el análisis de dominio temporal 59
4-6 Simuladores orientados en circuitos de uso generalizado 62
4-7 Programas de solución de ecuaciones 65
Resumen 66
Problemas 66
Referencias 68

PARTE 2 CONVERTIDORES GENÉRICOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA **69**

Capítulo 5 Rectificadores de diodos de línea de frecuencia: frecuencia de línea de CA → CC no controlada **71**

5-1 Introducción 71
5-2 Conceptos básicos de rectificadores 72
5-3 Rectificadores monofásicos de puente de diodos 74
5-4 Rectificadores duplicadores de voltaje (monofásicos) 89
5-5 Efecto de rectificadores monofásicos sobre corrientes neutras en sistemas trifásicos de cuatro hilos 90
5-6 Rectificadores trifásicos de puente completo 91
5-7 Comparación de rectificadores monofásicos y trifásicos 99
5-8 Corriente de irrupción y sobretensiones en el arranque 100
5-9 Alertas y soluciones para armónicos de corriente de línea y un bajo factor de potencia 100
Resumen 100
Problemas 101
Referencias 104
Apéndice 104

Capítulo 6 Rectificadores e inversores de frecuencia de línea controlados por fases: frecuencia de línea CA ↔ CC controlada **108**

6-1 Introducción 108
6-2 Circuitos de tiristores y su control 109
6-3 Convertidores monofásicos 112
6-4 Convertidores trifásicos 123
6-5 Otros convertidores trifásicos 136
Resumen 136
Problemas 137
Referencias 139
Apéndice 140

Capítulo 7 Convertidores de modo de conmutación CC-CC **142**

7-1 Introducción 142
7-2 Control de convertidores de CC-CC 143
7-3 Convertidor reductor (buck) 144
7-4 Convertidor elevador (boost) 151

7-5 Convertidor reductor/elevador (buck-boost) 156
7-6 Convertidor Cúk de CC-CC 162
7-7 Convertidor de CC-CC de puente completo 165
7-8 Comparación de convertidores de CC-CC 171
Resumen 173
Problemas 174
Referencias 175

Capítulo 8 Inversores de CC-CA de modo conmutado: CC ↔ CA sinusoidal 176

8-1 Introducción 176
8-2 Conceptos básicos de los inversores de modo conmutado 177
8-3 Inversores monofásicos 185
8-4 Inversores trifásicos 198
8-5 Efecto del tiempo de supresión sobre el voltaje en inversores de PWM 208
8-6 Otros métodos de conmutación de inversores 211
8-7 Modo de operación de rectificadores 214
Resumen 215
Problemas 216
Referencias 218

Capítulo 9 Convertidores resonantes: conmutaciones de tensión cero y/o corriente cero 219

9-1 Introducción 219
9-2 Clasificación de convertidores resonantes 221
9-3 Conceptos básicos de circuitos resonantes 223
9-4 Convertidores de carga resonante 226
9-5 Convertidores de interruptores resonantes 239
9-6 Conmutación por voltaje cero, topologías de voltaje fijo 246
9-7 Inversores de enlace de CC resonante con conmutaciones por voltaje cero 249
9-8 Convertidores de semiciclo integral de enlace de alta frecuencia 254
Resumen 255
Problemas 256
Referencias 259

PARTE 3 APLICACIONES DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN 263

Capítulo 10 Fuentes de alimentación de CC conmutadas 265

10-1 Introducción 265
10-2 Fuentes de alimentación lineales 265
10-3 Vista general de fuentes de alimentación conmutadas 266
10-4 Convertidores de CC-CC con aislamiento eléctrico 268
10-5 Control de fuentes de alimentación CC de modo conmutado 283
10-6 Protección de fuentes de alimentación 300
10-7 Aislamiento eléctrico en el lazo de realimentación 302
10-8 Diseñar para cumplir con las especificaciones de fuentes de alimentación 303
Resumen 306
Problemas 306
Referencias 309

Capítulo 11 Acondicionadores de potencia y fuentes de alimentación ininterrumpida 311

11-1 Introducción 311
11-2 Perturbaciones de la red eléctrica 311
11-3 Acondicionadores de potencia 314
11-4 Sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS) 314

Resumen 318
Problemas 319
Referencias 320

PARTE 4 APLICACIONES DE ACCIONAMIENTOS POR MOTOR 321

Capítulo 12 Introducción a los accionamientos por motor 323

12-1 Introducción 323
12-2 Criterios para la selección de componentes del accionamiento 324
Resumen 330
Problemas 331
Referencias 331

Capítulo 13 Accionamientos por motor de CC 332

13-1 Introducción 332
13-2 El circuito equivalente de motores de CC 332
13-3 Motores de CC de imanes permanentes 334
13-4 Motores de CC con un devanado de campo de excitación separada 335
13-5 Efecto de la forma de onda de corriente de inducido 337
13-6 Servoaccionamientos de CC 337
13-7 Accionamientos de CC de velocidad ajustable 344
Resumen 349
Problemas 349
Referencias 350

Capítulo 14 Accionamientos por motor de inducción 351

14-1 Introducción 351
14-2 Principios básicos de la operación de motores de inducción 352
14-3 Características de motores de inducción con frecuencia nominal (de línea) y tensión nominal 356
14-4 Control de velocidad mediante la variación de frecuencia y voltaje del estator 357
14-5 Impacto de la excitación no sinusoidal sobre motores de inducción 365
14-6 Clasificaciones de convertidores de frecuencia variable 368
14-7 Accionamientos PWM-VSI de frecuencia variable 369
14-8 Accionamientos VSI de onda cuadrada y frecuencia variable 374
14-9 Accionamientos CSI de frecuencia variable 375
14-10 Comparación de accionamientos de frecuencia variable 376
14-11 Accionamientos de frecuencia de línea y tensión variable 377
14-12 Arranque con tensión reducida ("arranque suave") de motores de inducción 378
14-13 Control de velocidad mediante la recuperación de potencia por deslizamiento estático 379
Resumen 380
Problemas 381
Referencias 382

Capítulo 15 Accionamientos por motor síncrono 383

15-1 Introducción 383
15-2 Principios básicos de la operación del motor síncrono 383
15-3 Accionamientos por motores síncronos con formas de onda sinusoidales 386
15-4 Accionamientos por servomotores síncronos con formas de onda trapezoidales 388
15-5 Accionamientos de inversores conmutados por la carga 389
15-6 Cicloconvertidores 391

Resumen 391
Problemas 393
Referencias 393

PARTE 5 OTRAS APLICACIONES **395**

Capítulo 16 Aplicaciones residenciales e industriales **397**

16-1 Introducción 397
16-2 Aplicaciones residenciales 397
16-3 Aplicaciones industriales 400
Resumen 404
Problemas 404
Referencias 404

Capítulo 17 Aplicaciones de los sistemas de suministro de energía **405**

17-1 Introducción 405
17-2 Transmisión de CC en altas tensiones 405
17-3 Compensadores VAR estáticos 414
17-4 Interconexión de fuentes de energía renovables y sistemas de almacenamiento de energía al sistema de suministro de energía 418
17-5 Filtros activos 421
Resumen 422
Problemas 422
Referencias 423

Capítulo 18 Optimización de la interfaz de los sistemas de suministro de energía con sistemas de electrónica de potencia **425**

18-1 Introducción 425
18-2 Generación de armónicos de la corriente 426
18-3 Armónicos de corriente y factor de potencia 427
18-4 Normas de armónicos y prácticas recomendadas 427
18-5 Necesidad de mejores interfaces con los sistemas de suministro de energía 429
18-6 Interfaz monofásica mejorada con los sistemas de suministro de energía 429
18-7 Interfaz trifásica mejorada de los sistemas de suministro de energía 438
18-8 Interferencia electromagnética 439
Resumen 442
Problemas 442
Referencias 442

PARTE 6 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES **445**

Capítulo 19 Física básica de semiconductores **447**

19-1 Introducción 447
19-2 Procesos de conducción en semiconductores 447
19-3 Uniones *pn* 452
19-4 Descripción del control de carga de la operación de uniones *pn* 456
19-5 Ruptura de avalancha 458
Resumen 459
Problemas 460
Referencias 461

Capítulo 20 Diodos de potencia 462

20-1 Introducción 462
20-2 Estructura básica y características *I-V* 462
20-3 Consideraciones sobre la tensión de ruptura 463
20-4 Pérdidas en estado activo 467
20-5 Características de conmutación 471
20-6 Diodos de Schottky 475
Resumen 478
Problemas 479
Referencias 480

Capítulo 21 Transistores de unión bipolar 481

21-1 Introducción 481
21-2 Estructuras verticales de transistores de potencia 481
21-3 Características *I-V* 482
21-4 Física de la operación BJT 484
21-5 Características de conmutación 489
21-6 Tensiones de ruptura 495
21-7 Ruptura secundaria 496
21-8 Pérdidas en estado activo 497
21-9 Áreas de operación segura 498
Resumen 500
Problemas 500
Referencias 501

Capítulo 22 MOSFET de potencia 502

22-1 Introducción 502
22-2 Estructura básica 502
22-3 Características *I-V* 505
22-4 Física de operación del dispositivo 506
22-5 Características de conmutación 510
22-6 Limitaciones operativas y áreas de operación segura 515
Resumen 521
Problemas 521
Referencias 522

Capítulo 23 Tiristores 523

23-1 Introducción 523
23-2 Estructura básica 523
23-3 Características *I-V* 523
23-4 Física de operación del dispositivo 525
23-5 Características de conmutación 529
23-6 Métodos para mejorar especificaciones de *di/dt* y *dv/dt* 533
Resumen 534
Problemas 535
Referencias 536

Capítulo 24 Tiristores de desconexión de compuerta 537

24-1 Introducción 537
24-2 Estructura básica y características *I-V* 537
24-3 Física de operación de la desconexión 538
24-4 Características de conmutación del GTO 540

24-5 Protección del GTO contra sobrecorriente 545
Resumen 546
Problemas 547
Referencias 547

Capítulo 25 Transistores bipolares de compuerta aislada 548

25-1 Introducción 548
25-2 Estructura básica 548
25-3 Características *I-V* 549
25-4 Física de operación del dispositivo 550
25-5 El latchup en IGBT 553
25-6 Características de conmutación 555
25-7 Límites de dispositivos y AOS 557
Resumen 559
Problemas 559
Referencias 560

Capítulo 26 Dispositivos y circuitos emergentes 561

26-1 Introducción 561
26-2 Transistores de potencia de unión de efecto de cambio 561
26-3 Tiristor controlado por el campo 565
26-4 Dispositivos basados en JFET y otros dispositivos de potencia 567
26-5 Tiristores controlados por MOS 568
26-6 Circuitos integrados de potencia 573
26-7 Nuevos materiales semiconductores para dispositivos de potencia 578
Resumen 581
Problemas 581
Referencias 582

PARTE 7 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS DEL DISEÑO DE CONVERTIDORES 583

Capítulo 27 Circuitos amortiguadores 585

27-1 Función y tipos de circuitos de amortiguadores 585
27-2 Amortiguadores de diodos 586
27-3 Circuitos amortiguadores para tiristores 592
27-4 Necesidad de amortiguadores con transistores 594
27-5 Amortiguador de apagado 596
27-6 Amortiguador de sobretensión 600
27-7 Amortiguador de encendido 601
27-8 Amortiguadores para configuraciones de circuitos de puentes 602
27-9 Consideraciones de amortiguadores GTO 605
Resumen 605
Problemas 606
Referencias 607

Capítulo 28 Circuitos excitadores de puerta y base 608

28-1 Consideraciones preliminares de diseño 608
28-2 Circuitos excitadores con acoplamiento de CC 609
28-3 Circuitos excitadores eléctricamente aislados 614
28-4 Circuitos excitadores conectados en cascada 620
28-5 Circuitos excitadores de tiristores 621
28-6 Protección de dispositivos de potencia en circuitos excitadores 626

28-7 Consideraciones de disposición de circuitos 630
Resumen 635
Problemas 636
Referencias 636

Capítulo 29 Control de la temperatura de componentes y disipadores de calor 638

29-1 Control de las temperaturas de dispositivos semiconductores 638
29-2 Transmisión térmica por conducción 639
29-3 Disipadores de calor 644
29-4 Transmisión térmica por radiación y convección 645
Resumen 648
Problemas 649
Referencias 649

Capítulo 30 Diseño de componentes magnéticos 650

30-1 Materiales y núcleos magnéticos 650
30-2 Devanados de cobre 656
30-3 Consideraciones térmicas 659
30-4 Análisis del diseño específico de un inductor 660
30-5 Procedimientos de diseño de inductores 663
30-6 Análisis del diseño de un transformador específico 670
30-7 Corrientes parásitas 673
30-8 Inductancia de dispersión del transformador 680
30-9 Procedimiento de diseño de transformadores 681
30-10 Comparación de tamaños de transformadores e inductores 688
Resumen 689
Problemas 689
Referencias 692

Índice 693

SOBRE LOS AUTORES

Ned Mohan es profesor de la cátedra Oscar A. Schott de Electrónica de potencia de la University of Minnesota. Cuenta con numerosas patentes y publicaciones. Es becario del IEEE y fue orgulloso depositario del Distinguished Teaching Award que otorga el Institute of Technology, University of Minnesota.

Tore M. Undeland es profesor de Electrónica de potencia en la Faculty of Information Technology, Mathematics and Electrical Engineering en la Norwegian University of Sciencie and Technology, NTNU, Trondheim, Noruega. También es asesor científico en la SINTEF Energy Research y es becario en la IEEE. Desde 1979, ha pasado años sabáticos en la ASEA Vasteras, Suecia; la University of Minnesota y en Siemens. Ha trabajado en varias investigaciones industriales y proyectos de desarrollo sobre electrónica de potencia, además de contar con numerosas publicaciones en este campo.

William P. Robbins es profesor en el Department of Electrical and Computer Engineering en la University of Minnesota. Antes de ésta, fue ingeniero investigador de Boeing Company. Ha dado numerosos cursos sobre electrónica y fabricación de dispositivos de semiconductores. Como investigador se interesa en el ultrasonido, detección de insectos nocivos mediante el ultrasonido y en dispositivos micromecánicos; temas en los cuales también tiene varias publicaciones.

PREFACIO

Esta tercera edición de *Electrónica de potencia* —así como la primera edición publicada en 1989 y la segunda edición en 1995— tiene el objetivo fundamental de proporcionar una presentación cohesiva de los principios básicos de la electrónica de potencia en aplicaciones y diseño en el rango de potencia de 500 kW o menos, donde existe un mercado enorme, y también se dirige a ingenieros de la electrónica de potencia. El presente libro ha sido adoptado como libro de texto en muchas universidades en todo el mundo.

ORGANIZACIÓN DEL LIBRO

Este libro está dividido en siete partes.

La parte 1 presenta una introducción al campo de la electrónica de potencia, un resumen de los interruptores de semiconductores de potencia, una revisión de los conceptos de circuitos eléctricos y magnéticos pertinentes, y una discusión genérica de la función de las simulaciones por computadora en la electrónica de potencia.

La parte 2 analiza las topologías genéricas de los convertidores que se usan en la mayoría de las aplicaciones. Se supone que los dispositivos de semiconductores reales (transistores, diodos, etcétera.) son ideales, lo que permite que nos enfoquemos en las topologías de convertidores y sus aplicaciones.

La parte 3 estudia las fuentes de alimentación conmutadas de cc y los sistemas de alimentación ininterrumpida. Las fuentes de alimentación representan una de las aplicaciones mayores de la electrónica de potencia.

La parte 4 contempla los accionamientos motrices, los cuales constituyen otro campo de aplicación mayor.

La parte 5 incluye varias aplicaciones industriales y comerciales en un solo capítulo. Otro capítulo describe varias aplicaciones de alta potencia para empresas eléctricas. El último capítulo de esta parte del libro examina los armónicos y asuntos de EMI, además de cómo remediar la comunicación entre sistemas de electrónica de potencia con empresas eléctricas.

La parte 6 habla de los dispositivos de semiconductores de potencia que se usan en convertidores de electrónica de potencia, incluyendo circuitos de amortiguadores, circuitos de accionamientos, el layout de circuitos y disipadores de calor. También se agregó un extenso capítulo nuevo sobre el diseño de inductores y transformadores de alta frecuencia.

AGRADECIMIENTOS

Queremos dar las gracias a todos los profesores que nos dieron la oportunidad de escribir la tercera edición de nuestro libro al adoptar la primera y segunda ediciones. Expresamos nuestra sincera apreciación al editor ejecutivo de Wiley, Bill Zobrist, por su persistencia en mantenernos en el plazo previsto.

Ned Mohan
Tore M. Undeland
William P. Robbins

PARTE 1

INTRODUCCIÓN

CAPÍTULO 1

SISTEMAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

1-1 INTRODUCCIÓN

En términos generales, la tarea de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima para las cargas de los usuarios. La figura 1-1 muestra un sistema de electrónica de potencia en forma de diagrama de bloques. La entrada de potencia a este procesador de potencia viene normalmente (pero no siempre) de la compañía generadora de electricidad, con una frecuencia de línea de 60 o 50 Hz, monofásica o trifásica. El ángulo de fase entre el voltaje y la corriente de entrada depende de la topología y el control del procesador de potencia. La salida procesada (voltaje, corriente, frecuencia, así como el número de fases) es como lo requiere la carga. Si la salida del procesador de potencia se considera una fuente de voltaje, la corriente de salida y la relación del ángulo de fase entre el voltaje y la corriente de salida dependen de las características de la carga. Por lo regular, un controlador de realimentación compara la salida de la unidad del procesador de potencia con un valor deseado (o de referencia), y el error entre los dos es minimizado por el controlador. El flujo de potencia a través de estos sistemas podrá ser reversible, intercambiando de este modo los papeles de entrada y salida.

En los últimos años, el campo de la electrónica de potencia tuvo un crecimiento considerable debido a la confluencia de varios factores. El controlador en el diagrama de bloques de la figura 1-1 consiste en circuitos lineales integrados y/o procesadores de señales digitales. Dichos controladores fueron posibles gracias a avances revolucionarios en el campo de la microelectrónica. Además, los avances en la tecnología de la manufactura de semiconductores hicieron posible la mejora significativa de las capacidades de manejo de voltajes y corrientes así como de las velocidades de conmutación de dispositivos de semiconductores de potencia, que constituyen la unidad del procesador de potencia de la figura 1-1. Al mismo tiempo, el mercado para la electrónica de potencia creció de manera considerable. Las empresas de electricidad en Estados Unidos anticipan que, para 2000, más de 50% de la carga eléctrica se suministrará por medio de sistemas de electrónica de potencia como el de la figura 1-1. Este crecimiento del mercado incluso podrá ser mayor en otras partes del mundo donde el costo de energía es considerablemente más alto que en Estados Unidos. En la sección 1-3 se contemplan varias aplicaciones de electrónica de potencia.

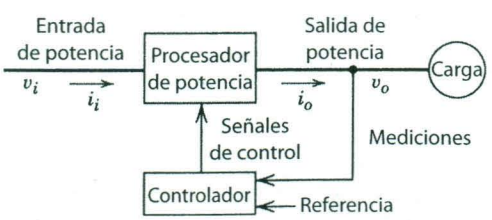


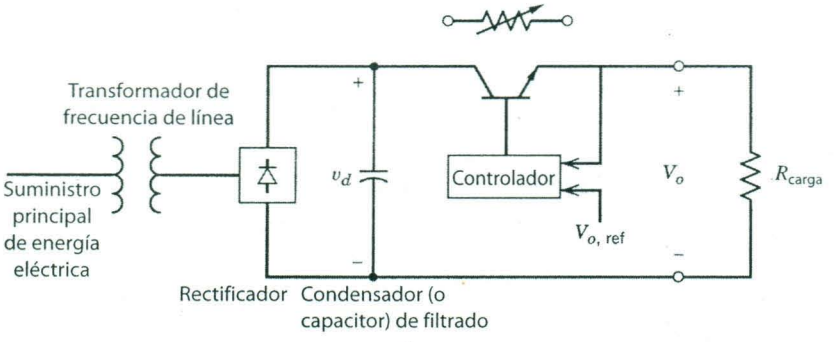
Figura 1-1 Diagrama de bloques de un sistema de electrónica de potencia.

1-2 ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN COMPARACIÓN CON LA ELECTRÓNICA LINEAL

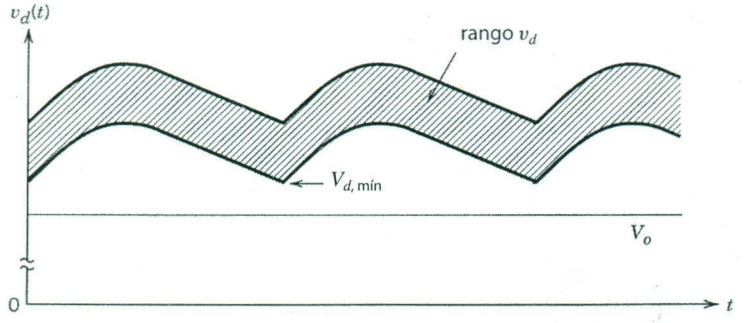
En todos los procesos de conversión de potencia como el que se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1-1, es importante que se presente una pequeña pérdida de potencia y, por ende, una alta eficiencia de energía, por dos razones: el costo de la energía desperdiciada y la dificultad para eliminar el calor generado debido a la energía disipada. Otras consideraciones importantes son la reducción de tamaño, peso y costo.

En la mayoría de los sistemas, los objetivos recién mencionados no se pueden alcanzar por medio de la electrónica lineal, pues en ésta los dispositivos de semiconductores son operados en su región lineal (activa) y se usa un transformador de frecuencia de línea para el aislamiento eléctrico. Como ejemplo, considere el suministro eléctrico de la corriente constante (CC) de la figura 1-2*a* para proporcionar un voltaje de salida regular V_o a una carga. La entrada de la compañía generadora de energía eléctrica normalmente podrá estar en 120 o 240 V, y el voltaje de salida podrá ser, por ejemplo, 5 V. Se requiere que la salida sea eléctricamente aislada de la entrada de la compañía generadora de energía eléctrica. En el suministro eléctrico lineal se usa un transformador de frecuencia de línea para dar el aislamiento eléctrico y reducir el voltaje de línea. El rectificador convierte la salida de corriente alterna (CA) del devanado de bajo voltaje a CC. El capacitor de filtrado reduce la ondulación en el voltaje v_d. La figura 1-2*b* muestra la forma de onda v_d, que depende de la magnitud de voltaje de la compañía generadora de electricidad (normalmente en un rango de $\pm$ 10% alrededor de su valor nominal). La relación de espiras o vueltas del transformador se debe seleccionar de tal modo que el mínimo de tensión de entrada v_d sea mayor que la salida deseada V_o. Para el rango de las formas de onda de tensión de entrada que se muestran en la figura 1-2*b*, el transistor es controlado para absorber la diferencia de voltaje entre v_d y V_o, lo que proporciona una salida regulada. El transistor opera en su región activa como un reóstato ajustable, lo cual produce una eficiencia de energía baja. El transformador de frecuencia de línea es relativamente grande y pesado.

En la electrónica de potencia se logra la regulación de potencia y el aislamiento eléctrico por ejemplo mediante un circuito como el que se muestra en la figura 1-3*a*. En este sistema, la entrada de la compañía



a)



b)

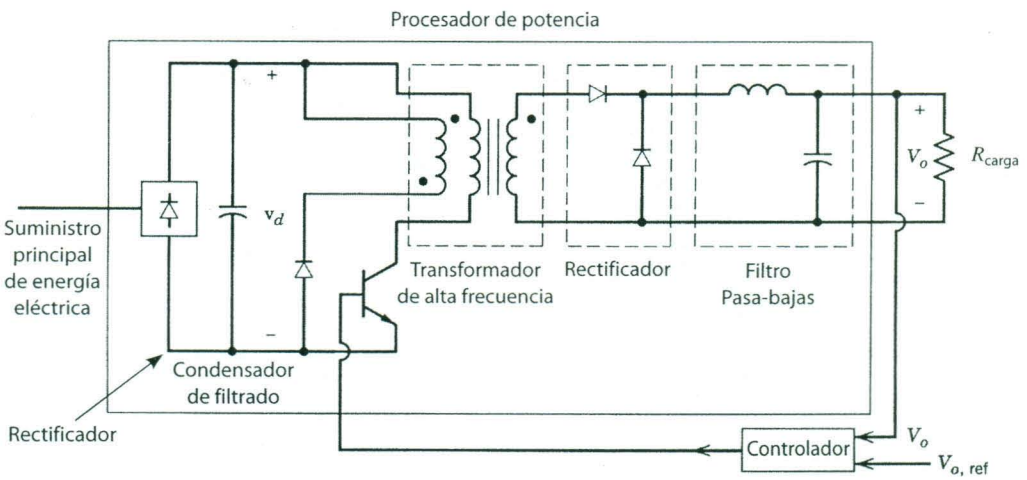
Figura 1-2 Suministro de potencia eléctrica lineal de CC.

generadora de energía eléctrica es rectificada a un voltaje de CC v_d, sin transformador de frecuencia de línea. El transistor opera como conmutador (en un modo de conmutación, ya sea completamente *encendido* o completamente *apagado*) con alta frecuencia de conmutación f_s, por ejemplo a 300 kHz, por lo que el voltaje de CC v_d se convierte en un voltaje de CA a la frecuencia de conmutación. Esto permite que un transformador de alta frecuencia se use para reducir la tensión y proporcionar el aislamiento eléctrico. A fin de simplificar este circuito para el análisis, se comenzará con el voltaje de CC v_d como entrada de CC y se omitirá el transformador, lo que resulta en un circuito equivalente, como se muestra en la figura 1-3*b*. Basta decir en este momento (este circuito se analiza en forma completa en los capítulos 7 y 10) que la combinación transistor/diodo se puede representar por medio de un interruptor de dos posiciones, como se muestra en la figura 1-4*a* (siempre y cuando $i_L(t) > 0$). El interruptor está en la posición *a* durante el intervalo t_{enc} cuando el transistor está conectado, y en la posición *b* cuando el transistor está desconectado durante t_{apag}. En consecuencia, v_{oi} es igual a V_d y cero durante t_{enc} y t_{apag}, respectivamente, como se muestra en la figura 1-4*b*. Vamos a definir

$$v_{oi}(t) = V_{oi} + v_{ondulación}(t) \tag{1-1}$$

donde V_{oi} es el valor medio (CC) de v_{oi}, y el voltaje de ondulación o de rizo instantáneo $v_{ondulación}(t)$, que tiene un valor medio de cero, se muestra en la figura 1-4*c*. Los elementos *L*-*C* forman un filtro pasa-bajas que reduce la ondulación o el rizo en la tensión de salida y pasa el promedio de la tensión de entrada, así que

$$V_o = V_{oi} \tag{1-2}$$



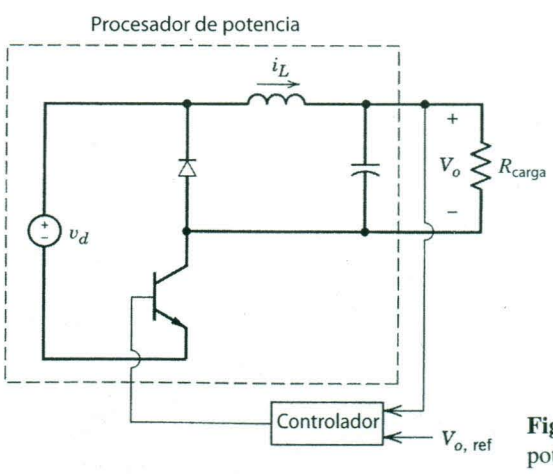


Figura 1-3 Suministro de potencia eléctrica de CC en modo de conmutación.

donde V_o es la tensión media de salida. A partir de las formas de onda repetitivas en la figura 1-4*b* se puede ver con facilidad que

$$V_o = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{oi}dt = \frac{t_{enc}}{T_s}v_d \tag{1-3}$$

Como el voltaje de entrada v_d cambia con el tiempo, la ecuación 1-3 muestra que es posible regular V_o en su valor deseado al controlar la relación t_{enc}/T_s, que recibe el nombre de relación de trabajo D del interruptor del transformador. Por lo regular, T_s $(= 1/f_s)$ se mantiene constante, y t_{enc} se ajusta.

Hay varias características que vale la pena hacer notar. Puesto que el transistor trabaja como interruptor, completamente conectado o desconectado, se minimiza la pérdida de potencia. Desde luego, existe una pérdida de energía cada vez que el transistor conmuta de un estado al otro a través de su región activa (esto se analiza en el capítulo 2). Por tanto, la pérdida de potencia debido a conmutaciones es linealmente proporcional a la frecuencia de conmutación. Esta pérdida de potencia de conmutación es por lo general mucho menor que la pérdida de potencia en suministros eléctricos de regulación lineal.

Con altas frecuencias de conmutación, el transformador y los componentes de filtrado son muy pequeños en peso y tamaño en comparación con los componentes de frecuencia de línea. Para detallar sobre el papel de las altas frecuencias de conmutación, el contenido armónico en la forma de onda de v_{oi} se obtiene por medio del análisis de Fourier (véase el problema 1-3 y su análisis en el capítulo 3), y el trazado, en la figura 1-4*d*. Esto muestra que v_{oi} consiste en un valor promedio (CC) y en componentes armónicos que están en un múltiplo de la frecuencia de conmutación f_s. Si la frecuencia de conmutación es alta, estos componentes de CA se eliminan con facilidad por medio de un pequeño filtro para producir la tensión de CC deseada. La selección de la frecuencia de conmutación se determina tomando en cuenta el compromiso entre la disipación de la potencia de conmutación en el transistor, que aumenta con la frecuencia de conmu-

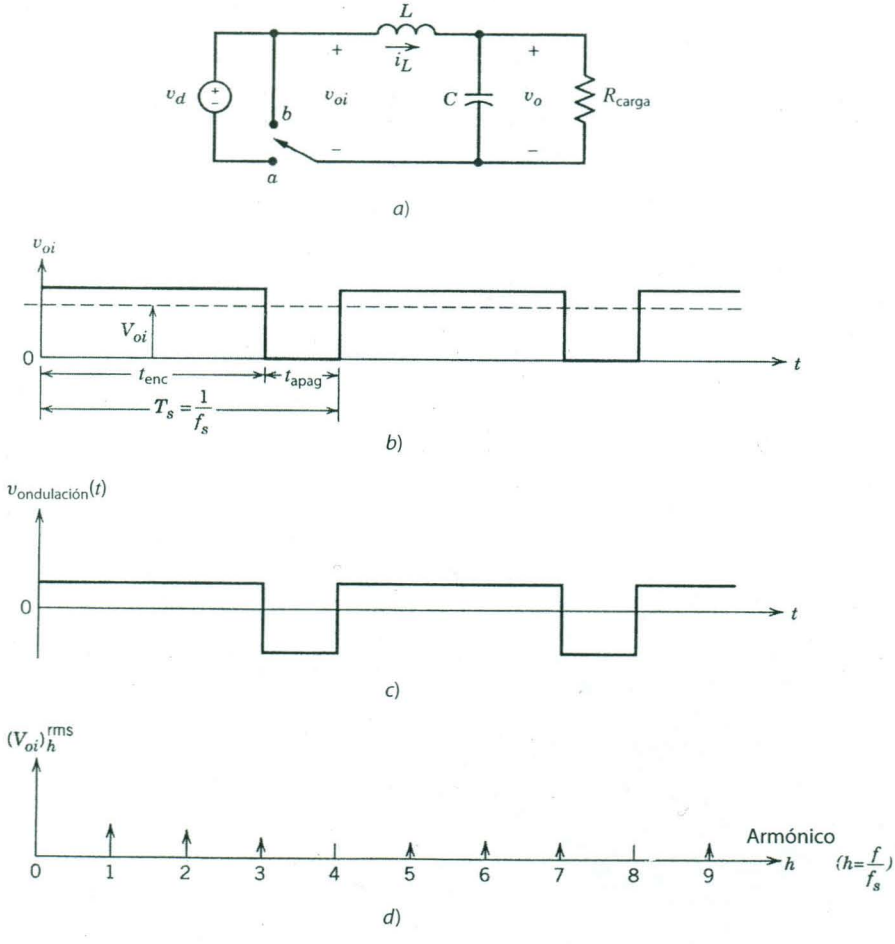


Figura 1-4
Circuito equivalente, formas de onda y espectro de frecuencia del suministro o fuente de alimentación en la figura 1-3.

tación, y el costo del transformador y filtro, que disminuye con la frecuencia de conmutación. Conforme se hagan disponibles transistores con mayores velocidades de conmutación, se podrán aumentar las frecuencias de conmutación, y se podrá reducir el tamaño de transformador y filtro para la misma disipación de potencia de conmutación.

Una observación importante en el circuito de modo de conmutación que se acaba de describir, es que tanto la entrada como la salida son de CC, tal como en el suministro regulado lineal. Las altas frecuencias de conmutación se usan para sintetizar la forma de onda de salida, que en este ejemplo es CC. En muchas aplicaciones, la salida es una onda sinusoidal.

1-3 ALCANCE Y APLICACIONES

La creciente demanda del mercado de la electrónica de potencia se debe a varios factores que se analizarán a continuación (véase las referencias 1-3).

1. *Fuentes de alimentación conmutadas (CC) y sistemas de alimentación ininterrumpida.* Los avances en la tecnología de manufactura en el campo de la microelectrónica dieron lugar al desarrollo de computadoras, equipos de comunicación y artículos electrónicos de consumo, que requieren el suministro eléctrico regulado de CC y a menudo sistemas de alimentación ininterrumpida.
2. *Conservación de la energía.* Los costos de energía cada vez más altos y la preocupación por el medio ambiente se combinaron para hacer de la conservación de la energía una prioridad. Una de estas aplicaciones de la electrónica de potencia es la operación de lámparas fluorescentes a altas frecuencias (por ejemplo, arriba de 20 kHz) para obtener una mayor eficiencia. Otra oportunidad para la conservación de energías grandes (véase el problema 1-7) se encuentra en los sistemas de bombas y compresores accionados por motores [4]. En un sistema de bomba convencional, como se muestra en la figura 1-5*a*, la bomba trabaja con una velocidad esencialmente constante, y el caudal de la bomba se controla mediante el ajuste de la posición de la válvula estranguladora. Este proceso permite una pérdida considerable de potencia a través de la válvula con caudales reducidos, donde la potencia proveniente de la compañía generadora de electricidad permanece prácticamente igual a la que se usa con el caudal completo. Esta pérdida de potencia se elimina en el sistema de la figura 1-5*b*, donde un accionamiento motriz de velocidad ajustable gradúa la velocidad de la bomba a un nivel adecuado para producir el caudal deseado. Como se analizará en el capítulo 14 (en combinación con el capítulo 8), las velocidades del motor se ajustan de manera muy eficiente por medio de la electrónica de potencia. Las bombas de calor y sistemas de aire acondicionado de carga proporcional y capacidad modulada son ejemplos de la aplicación de la electrónica de potencia para conservar energía.
3. *Control de procesos y automatización de fábricas.* Existe una creciente demanda para el desempeño mejorado que ofrecen bombas y compresores accionados con velocidades ajustables en el control de procesos. Los robots en fábricas automatizadas son impulsados por servoaccionamientos eléctricos (de velocidad y posición ajustable). Cabe mencionar que la disponibilidad de computadoras de proceso es un factor significativo para posibilitar el control de procesos y la automatización de fábricas.
4. *Transporte.* En muchos países están en amplio uso trenes eléctricos desde hace mucho tiempo. También existe la posibilidad de usar vehículos eléctricos en grandes áreas metropolitanas para reducir el esmog y la contaminación. Los vehículos eléctricos también requerirían cargadores de acumuladores que utilizan la electrónica de potencia.

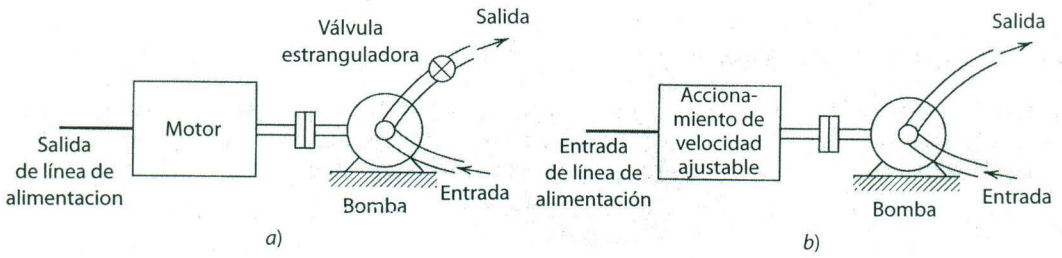


Figura 1-5 Conservación de la energía: *a*) accionamiento convencional, *b*) accionamiento de velocidad ajustable.

TABLA 1-1 Aplicaciones de la electrónica de potencia

a) Residencial	*d) Transporte*
Refrigeración y congeladores	Control de tracción de vehículos eléctricos
Calefacción de espacios	Cargadores de acumuladores para vehículos eléctricos
Aire acondicionado	Locomotoras eléctricas
Cocina	Tranvías, trolebuses
Iluminación	Trenes subterráneos
Electrónica (computadoras personales, otros equipos de entretenimiento)	Electrónica automotriz, controles de motores
b) Comercial	*e) Sistemas de electricidad pública*
Calefacción, ventilación y aire acondicionado	Transmisión de alta tensión de CC (*high-voltage DC transmission*)
Refrigeración centralizada	Compensación estática de VAR (*static VAR compensation*)
Iluminación	Fuentes de energía suplementarias (viento, fotovoltaico), celdas de combustible
Computadoras y equipos de oficina	Sistemas de almacenamiento de energía
Fuentes de alimentación ininterrumpida (*uninterruptible power supplies*, UPS)	Ventiladores de tiro por aspiración y bombas de agua de alimentación de calderas
Elevadores	*f) Ingeniería aeroespacial*
c) Industrial	Sistemas de suministro de energía para transbordadores espaciales
Bombas	Sistemas de energía de satélites
Compresores	Sistemas de energía para aeronaves
Sopladores y ventiladores	*g) Telecomunicaciones*
Herramentales mecanizados (robots)	Cargadores de acumuladores
Hornos de arco eléctrico, hornos de inducción	Sistemas de alimentación de energía (CC y UPS)
Iluminación	
Láseres industriales	
Calentamiento por inducción	
Soldadura	

5. *Aplicaciones de electrotecnia.* Éstas incluyen equipos para soldadura, galvanoplastia y calentamiento por inducción.
6. *Aplicaciones relacionadas con la energía pública.* Una de estas aplicaciones es la transmisión de energía eléctrica a través de líneas de alta tensión de CC (HVDC). En el extremo de transmisión de la línea se convierten voltajes y corrientes de frecuencia de línea en CC. Esta CC se vuelve a convertir a la CA de la línea de frecuencia en el extremo de recepción de la línea. La electrónica de potencia también empieza a desempeñar un papel importante ahora que las empresas de electricidad intentan utilizar la red de transmisión existente con una capacidad más alta [5]. En la actualidad se encuentra potencialmente una aplicación importante en la interconexión de sistemas fotovoltaicos y de energía eólica con la red eléctrica pública.

La tabla 1-1 presenta una lista de varias aplicaciones que cubren un amplio rango de energía, desde unas cuantas decenas de watts hasta varias centenas de megawatts. Conforme mejoran su desempeño los dispositivos de semiconductores de potencia y disminuye su costo, sin duda cada vez más sistemas usarán la electrónica de potencia.

1-4 CLASIFICACIÓN DE PROCESADORES Y CONVERTIDORES DE POTENCIA

1-4-1 PROCESADORES DE POTENCIA

Para un estudio sistemático de la electrónica de potencia es útil categorizar a los procesadores de potencia, como se muestran en el diagrama de bloques de la figura 1-1, en términos de su forma de entrada y salida o frecuencia . En la mayor parte de los sistemas de electrónica de potencia, la entrada proviene de la fuente generadora de energía eléctrica. Según la aplicación, la salida a la carga podrá tener una de las siguientes formas:

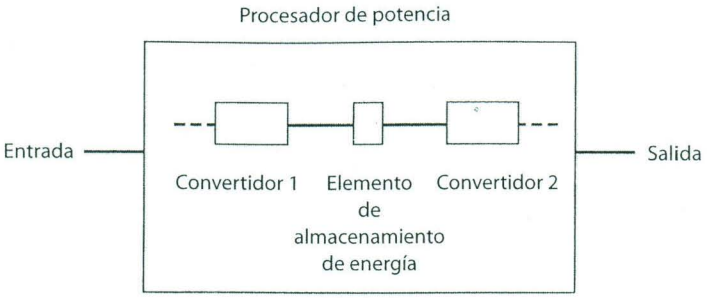


Figura 1-6 Diagrama de bloques de un procesador de potencia.

1. CC
   a) magnitud regulada (constante)
   b) magnitud ajustable
2. CA
   a) frecuencia constante, magnitud ajustable
   c) frecuencia ajustable y magnitud ajustable

El sistema de suministro de electricidad y la carga de CA, de manera independiente, podrá ser monofásico o trifásico. Por lo general, el flujo de energía es de la entrada del sistema eléctrico público a la carga de salida. Sin embargo, hay excepciones. Por ejemplo, en un sistema fotovoltaico interconectado con la red eléctrica pública de generación, el flujo de energía es del sistema fotovoltaico (una fuente de entrada de CC) al sistema público de CA (como carga de salida). En algunos sistemas, la dirección del flujo de energía es reversible, dependiendo de las condiciones de operación.

1-4-2 CONVERTIDORES DE POTENCIA

Los procesadores de potencia de la figura 1-1 consisten por lo general en más de una etapa de conversión (como se muestra en la figura 1-6), donde la operación de estas etapas se desacopla en forma instantánea por medio de elementos de almacenamiento de energía tales como capacitores e inductores. Por tanto, la potencia instantánea de entrada no tiene que ser igual a la potencia instantánea de salida. Nos referiremos a cada etapa de conversión de potencia como convertidor. Por ende, un convertidor es un módulo básico (bloque componente) de los sistemas de electrónica de potencia. El convertidor usa dispositivos de semiconductores de potencia controlados por señales electrónicas (circuitos integrados) y quizás elementos de almacenamiento de energía, como inductores y capacitores. Con base en la forma (frecuencia) en ambos lados, los convertidores se dividen en las siguientes categorías principales:

1. CA a CC
2. CC a CA
3. CC a CC
4. CA a CA

Se usará la palabra *convertidor* como término genérico para referirnos a una sola etapa de conversión de potencia que podrá realizar cualquiera de las funciones ya enumeradas. De modo más específico, en la conversión de CA a CC y CC a CA, el término *rectificador* se refiere a un convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CA al lado de CC. El término *inversor* se refiere al convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CC al lado CA. De hecho, el flujo de potencia promedio a través del convertidor puede ser reversible. En este caso, como se muestra en la figura 1-7, nos referimos a este convertidor en términos de sus modos de operación de rectificador o inversor.

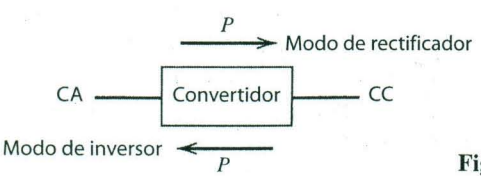


Figura 1-7 Convertidores de CA a CC.

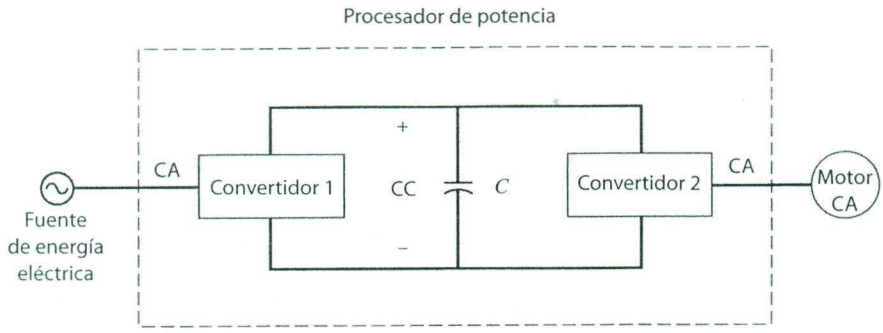


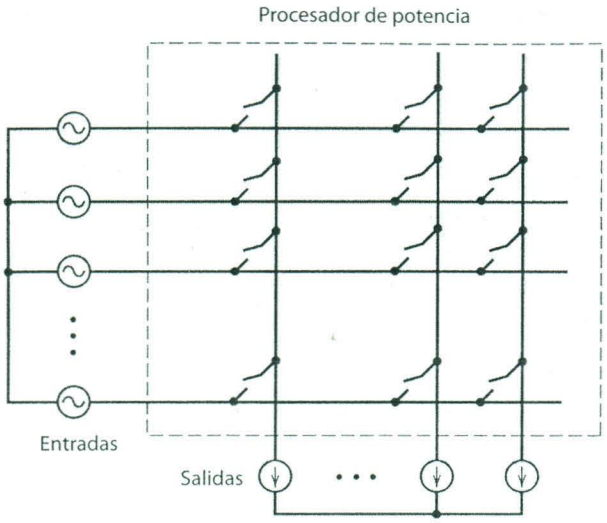
Figura 1-8
Diagrama de bloques de un accionamiento motriz de CA.

Supóngase, por ejemplo, que el procesador de potencia de la figura 1-6 representa el diagrama de bloques de un accionamiento motriz CA de velocidad ajustable (que se describirá en el capítulo 14). Como se muestra en la figura 1-8, este procesador consiste en dos convertidores: el convertidor 1, que opera como rectificador que convierte la línea de frecuencia CA en CC, y el convertidor 2, que opera como inversor que convierte CC en AC de magnitud y frecuencia ajustable. El flujo de energía en el modo de operación normal (dominante) es de la fuente de entrada de la compañía generadora de electricidad a la carga de salida que es el motor. Durante el frenado regenerativo, el flujo de energía invierte su dirección (del motor a la fuente). En este caso, el convertidor 2 opera como rectificador, y el convertidor 1, como inversor. Como ya se mencionó, un condensador (también llamado capacitor) de almacenamiento de energía en el enlace de CC entre los dos convertidores desconecta o desacopla la operación de los dos convertidores en forma instantánea. Esto se aclara mediante la clasificación de convertidores según el tipo de conmutación de los dispositivos dentro del convertidor. Existen tres posibilidades:

1. *Convertidores de frecuencia de línea (de conmutación natural),* donde las tensiones de la línea de alimentación presentes en un lado del convertidor facilitan la desconexión de los dispositivos de semiconductores de potencia. Del mismo modo se conectan los dispositivos, con la fase enganchada a la forma de onda de la tensión de línea. Por tanto, los dispositivos se conectan y desconectan con la frecuencia de línea de 50 o 60 Hz.
2. *Convertidores de conmutación (conmutación forzada),* donde los interruptores controlables en el convertidor se conectan y desconectan con frecuencias altas en comparación con la frecuencia de línea. A pesar de la alta frecuencia de conmutación interna del convertidor, la salida del convertidor ya podrá ser de CC o en una frecuencia comparable con la frecuencia de línea. Un comentario adicional: si la entrada en un convertidor de conmutación aparece como fuente de tensión, entonces la salida debe aparecer como una fuente de corriente, o viceversa.
3. *Convertidores resonantes y cuasirresonantes,* donde los interruptores controlables se conectan y/o desconectan con tensión cero y/o corriente cero.

1-4-3 CONVERTIDOR MATRICIAL COMO PROCESADOR DE POTENCIA

En las dos secciones anteriores se vio que la mayor parte de los procesadores de potencia usa más de un convertidor cuya operación instantánea se desacopla por un elemento de almacenamiento de energía (un inductor o un condensador). En teoría es posible sustituir las múltiples etapas de conversión y el elemento de almacenamiento intermedio de energía por una sola etapa de conversión de potencia, llamado convertidor matricial. Estos convertidores usan una matriz de interruptores bidireccionales de semiconductores, donde un interruptor está conectado entre cada terminal de entrada a cada terminal de salida, como se muestra en la figura 1-9*a* para un número arbitrario de fases de entrada y salida. Con este arreglo general de interruptores, el flujo de energía a través del convertidor se puede invertir. Debido a la ausencia de algún elemento de almacenamiento de energía, la entrada instantánea de potencia debe ser igual a la salida de potencia, suponiendo interruptores idealizados de pérdida cero. Sin embargo, el ángulo de fase entre las tensiones y corrientes es controlable y no tiene que ser idéntico al de salida (es decir, la entrada de potencia reactiva no tiene que ser igual a la salida de potencia reactiva). Además, la forma y la frecuencia en los dos lados son independientes; por ejemplo, la entrada podrá ser de CA trifásica y la salida de CC, o ambos podrán ser de CC o CA.



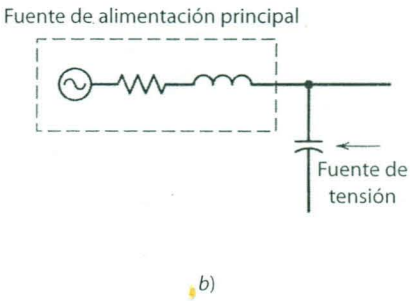


Figura 1-9
a) Convertidor matricial.
b) Fuente de tensión.

Sin embargo, hay ciertos requerimientos para los interruptores así como restricciones para la operación de los convertidores: si las entradas aparecen como fuentes de tensión, como se muestra en la figura 1-9*a*, las salidas deben aparecer como fuentes de corriente o viceversa. Por ejemplo, si ambos lados apareciesen como fuentes de tensión, las acciones de conmutación, en forma inevitable, conectarán fuentes de tensión de magnitud desigual directamente entre sí, lo cual es una condición inaceptable. Las funciones de conmutación en la operación de este tipo de convertidor deben asegurar que los interruptores no produzcan un cortocircuito de las fuentes de tensión, y que no produzcan circuitos abiertos en las fuentes de corriente. De lo contrario, el convertidor se destruirá.

Se sabe que a través de una fuente de tensión, la corriente puede cambiar de modo instantáneo, al igual que en una fuente de corriente puede cambiar de modo instantáneo la tensión. Si la entrada en la figura 1-9*a* es una fuente de alimentación principal pública, no es una fuente de tensión ideal debido a su impedancia interna y la correspondiente a las líneas de transmisión y distribución, transformadores, etc., que se encuentran a la salida de la fuente. A fin de que parezca una fuente de tensión lo más aproximada a lo ideal se requiere conectar una pequeña capacitancia en paralelo con ella, como se muestra en la figura 1-9*b*, a fin de superar el efecto de la impedancia interna.

Los interruptores en un convertidor matricial deben ser bidireccionales, es decir, deben ser capaces de bloquear tensiones de ambas polaridades y de conducir corriente en cualquier dirección. Estos interruptores no están disponibles y deben construirse mediante una combinación de los interruptores y diodos unidireccionales disponibles que se analizan en el capítulo 2. También hay limitantes en cuanto a la proporción de las magnitudes de las cantidades de entradas y salidas.

Pese a numerosos prototipos de laboratorio que se reportan en publicaciones de investigación, los convertidores matriciales hasta la fecha no han demostrado una ventaja significativa sobre los convencionales, y por tanto no han encontrado aplicaciones en la práctica. Por tanto, no se les abordará más en este libro.

1-5 SOBRE EL TEXTO

El propósito de este libro es facilitar el estudio de convertidores prácticos y emergentes de la electrónica de potencia, que hizo posible la nueva generación de dispositivos de semiconductores de potencia. El libro se divide en siete partes.

La parte 1 del libro, que incluye los capítulos 1 a 4, presenta una introducción, un breve resumen de los conceptos y dispositivos básicos, y simulaciones por computadora de los sistemas de electrónica de potencia. Una visión general de dispositivos de semiconductores de potencia (que se analizan en forma detallada en partes posteriores del libro), así como la justificación para asumirlos como interruptores ideales, se presenta en el capítulo 2. Los conceptos eléctricos y magnéticos básicos e importantes para la discusión de la

electrónica de potencia se analizan en el capítulo 3. En el capítulo 4 se describirá brevemente el papel de las simulaciones por computadora en el análisis y diseño de sistemas de electrónica de potencia. También se presentan algunos paquetes de software de simulación apropiados para este objetivo.

La parte 2 (capítulos 5 a 9) describe los convertidores de electrónica de potencia en forma genérica. De este modo, las topologías de convertidores básicas presentes en más de una aplicación se describen una sola vez en lugar de repetirlas cada vez que se encuentre una nueva aplicación. Este análisis genérico parte de la premisa de que los verdaderos interruptores de semiconductores de potencia se pueden tratar como interruptores ideales. El capítulo 5 describe los rectificadores de diodos de frecuencia de línea para la conversión de CA a CC. La conversión de CA a CC con convertidores de tiristores conmutados por línea (naturalmente conmutados) en modo de rectificador e inversor, se aborda en el capítulo 6. Los convertidores de conmutación para CC a CC y CC a CA sinusoidal, con interruptores controlados, se describen en los capítulos 7 y 8, respectivamente. Los convertidores resonantes en forma genérica se presentan en el capítulo 9.

Se decidió hablar de los convertidores de CA a CA en los capítulos sobre aplicaciones, debido a su naturaleza específica orientada a ellas. Los convertidores matriciales, que en principio pueden ser convertidores de CA a CA, se analizaron brevemente en la sección 1-4-3. Los interruptores de transferencia estáticos se abordan, junto con los sistemas de alimentación ininterrumpida, en la sección 11-4-4. Los convertidores en los que sólo se tiene que controlar la magnitud de tensión sin cambio alguno en la frecuencia de CA, se describen en la sección 14-12 para el control de velocidad de motores de inducción, y en la sección 17-3 para compensadores estáticos (inductores controlados por tiristores y condensadores o capacitores controlados por tiristores). Los cicloconvertidores para accionamientos muy grandes de motores síncronos se describen en la sección 15-6. Los convertidores de semiciclo integrado de enlace de alta frecuencia se presentan en la sección 9-8. Los controladores de semiciclo integrales alimentados por tensiones de frecuencia de línea para aplicaciones de tipo calentamiento se abordan en la sección 16-3-3.

La parte 3 (capítulos 10 y 11) trata del suministro de potencia eléctrica: fuentes de alimentación de conmutación de CC (capítulo 10) y fuentes de alimentación de CA ininterrumpidos (capítulo 11). La parte 4 describe las aplicaciones de accionamientos motrices, de los capítulos 12 a 15.

Otras aplicaciones de la electrónica de potencia se abordan en la parte 5, las cuales incluyen aplicaciones domésticas e industriales (capítulo 16), aplicaciones de compañías generadoras de electricidad (capítulo 17) y la interconexión de las fuentes de energía principales (unidades generadoras) con los sistemas electrónicos de potencia (capítulo 18).

La parte 6 (capítulos 19 a 26) contiene una descripción cuantitativa de los principios de operación física de dispositivos de semiconductores que se usan como interruptores. Por último, la parte 7 (capítulos 27 a 30) presenta las consideraciones de diseño práctico de sistemas de electrónica de potencia, como los circuitos de protección y de accionamiento de compuerta, consideraciones térmicas y diseño de componentes magnéticos.

También se recomienda al lector el resumen que se presenta en el prefacio.

1-6 LA NATURALEZA INTERDISCIPLINARIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

El análisis en este capítulo introductorio muestra que el estudio de la electrónica de potencia abarca muchos campos dentro de la ingeniería eléctrica, como lo ilustra la figura 1-10. Estos campos son los sistemas de potencia eléctrica (de energía eléctrica), electrónica de estado sólido, máquinas eléctricas, control analógico y digital, procesamiento de señales, cálculos de campos electromagnéticos, etc. La combinación del conocimiento de estos campos diversos hace que el estudio de la electrónica de potencia sea tanto estimulante como interesante. Hay muchos avances potenciales en todos estos campos que mejorarán las perspectivas para aplicaciones novedosas de la electrónica de potencia.

1-7 SÍMBOLOS USADOS

En el presente texto, para valores instantáneos tales como tensión, corriente y potencia, que son funciones de tiempo, los símbolos son las letras minúsculas v, i y p, respectivamente. Tal vez muestre explícitamente

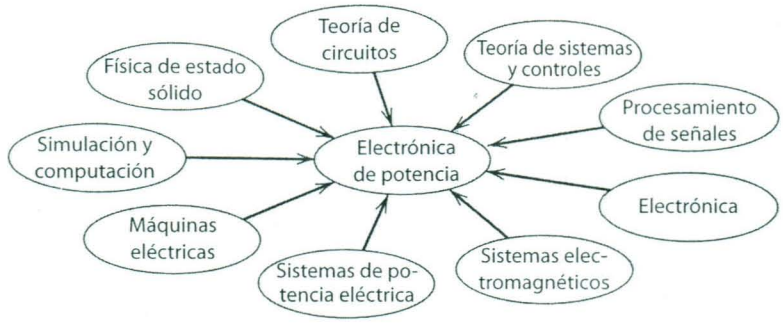


Figura 1-10 La naturaleza interdisciplinaria de la electrónica de potencia.

que se trata de funciones de tiempo, por ejemplo, al usar v en lugar de $v(t)$. Los símbolos en mayúsculas V e I se refieren a sus valores calculados a partir de sus formas de onda instantáneas. Por lo general se refieren a un valor medio en cantidades de CC y a la raíz cuadrática media o valor eficaz (*root-mean-square*, rms) en cantidades de CA. Donde existe la posibilidad de confusión, se agrega de manera explícita el subíndice avg o rms. Los valores pico siempre se indican mediante el símbolo "^" encima de las letras mayúsculas. La potencia promedio siempre se indica por medio de P.

PROBLEMAS

1-1 En el procesador de potencia de la figura 1-1, la eficiencia de energía es 95%. La salida a la carga trifásica es la siguiente: voltajes sinusoidales de línea a línea (rms) de 200 V a 52 Hz y corriente de línea de 10 A con un factor de potencia de 0.8 en atraso. La entrada al procesador de potencia es un voltaje de la fuente principal monofásico de 230 V a 60 Hz. La potencia de entrada se toma con un factor de potencia unitario. Calcule la corriente y la potencia de entrada.

1-2 Considere una fuente de alimentación lineal regulada de CC (figura 1-2*a*). La tensión de entrada instantánea corresponde a la forma de onda más baja en la figura 1-2*b*, donde $V_{d,\text{mín}} = 20$ V y $V_{d,\text{máx}} = 30$ V. Aproxime esta forma de onda por medio de una onda triangular que consista en dos segmentos lineales entre los dos valores indicados. Suponga que $V_o = 15$ V y que la carga de salida es constante. Calcule la eficiencia de energía en esta parte de la fuente de alimentación debido a pérdidas en el transistor.

1-3 Considere una fuente de alimentación de CC de modo de conmutación representada por el circuito en la figura 1-4*a*. El voltaje de CC de entrada $V_d = 20$ V y la relación de conmutación de trabajo $D = 0.75$. Calcule los componentes de Fourier de v_{oi} según la descripción del análisis de Fourier del capítulo 3.

1-4 En el problema 1-3, la frecuencia de conmutación $f_s = 300$ kHz y la carga resistiva absorbe 240 W. Los componentes de filtrado correspondientes a la figura 1-4*a* son $L = 1.3$ μH y $C = 50$ μF. Calcule la atenuación en decibeles del voltaje de ondulación en v_{oi} con varias frecuencias armónicas. (*Sugerencia:* Para calcular la resistencia de carga, suponga que la tensión de salida es una CC constante sin ninguna ondulación.)

1-5 En el problema 1-4, suponga que el voltaje de salida es una CC pura $V_o = 15$ V. Calcule y dibuje la tensión y corriente asociados con el inductor de filtro L, y la corriente por medio de C. Con la corriente del condensador obtenida, estime la ondulación de pico a pico en la tensión a través de C, que al principio se supuso de cero. (*Sugerencia:* Observe que, en condiciones de estado de equilibrio, el valor promedio de la corriente a través de C es cero.)

1-6 Considere sólo el componente de frecuencia de conmutación en v_{oi} en los problemas 1-3 y 1-4, y calcule la ondulación de pico a pico en la tensión de salida a través de C. Compare el resultado con el obtenido en el problema 1-5.

1-7 La referencia 4 indica a un informe de la Secretaría de Energía de Estados Unidos que estimaba que se pueden ahorrar más de 100 mil millones de kWh anuales, aplicando técnicas de conservación o ahorro de energía a sistemas accionados por bombas. Calcule *a*) cuántas plantas generadoras de 1000 MW en operación constante suministran esta energía desperdiciada que se podría ahorrar, y *b*) los ahorros en dólares si el costo de la electricidad fuese 0.1 US$/kWh.

REFERENCIAS

1. B.K. Bose, "Power Electronics—A Technology Review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, núm. 8, agosto de 1992, pp. 1303-1334,
2. E. Ohno, "The Semiconductor Evolution in Japan—A Four Decade Long Maturity Thriving to an Indispensable Social Standing", *Proceedings of the International Power Electronics Conference (Tokio)*, 1990, vol. 1, pp. 1-10.
3. M. Nishihara, "Power Electronics Diversity", *Proceedings of the International Power Electronics Conference (Tokio)*, 1990, vol 1, pp. 21-28.
4. N. Mohan y R.J. Ferraro, "Techniques for Energy Conservation in AC Motor Driven Systems", Electric Power Research Institute Final Report EM-2037, Project 1201-1213, septiembre de 1981.
5. N.G. Hingorani, "Flexible ac Transmission", *IEEE Spectrum*, abril de 1993, pp. 40-45
6. N. Mohan, "Power Electronic Circuits: An Overview", *IEEE/IECON Conference Proceedings*, 1988, vol. 3, pp. 522-527.

CAPÍTULO 2

PANORAMA GENERAL DE LOS INTERRUPTORES DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

2-1 INTRODUCCIÓN

Las crecientes capacidades de energía, la facilidad de control y los costos reducidos de los dispositivos de semiconductores modernos de potencia, en comparación con los de hace apenas unos cuantos años, han hecho que los convertidores sean asequibles en un gran número de aplicaciones y han abierto una infinidad de nuevas topologías de convertidores para aplicaciones de la electrónica de potencia. A fin de entender claramente la factibilidad de estas nuevas topologías y aplicaciones es fundamental apreciar en su conjunto las características de los dispositivos de potencia disponibles. Para este fin se presenta en este capítulo un breve resumen de las características de terminales y las capacidades de tensión, corriente y velocidad de conmutación de dispositivos de potencia actualmente disponibles.

Si los dispositivos de semiconductores de potencia se consideran interruptores ideales, el análisis de las topologías de convertidores se facilita en gran medida. Este planteamiento tiene la ventaja de que los detalles de la operación de dispositivos no ocultará la operación básica del circuito. Por tanto, se entienden mejor las importantes características de los convertidores. Un resumen de las características de dispositivos permitirá determinar hasta qué grado es posible idealizar las características de dispositivos.

Los dispositivos de semiconductores de potencia disponibles se clasifican en tres grupos, de acuerdo con su grado de controlabilidad:

1. *Diodos*. Estados de conexión y desconexión controlados por el circuito de potencia.
2. *Tiristores*. Son activados mediante una señal de control, pero pueden ser desactivados por medio del circuito de potencia (control por fase) o por un circuito de control externo.
3. *Interruptores controlables*. Se conectan y desconectan mediante señales de control.

La categoría de interruptores controlables abarca varios tipos de dispositivos, como transistores de unión bipolar (*bipolar junction transistors*, BJT), transistores de efecto de campo óxido metálico semiconductor (*metal-oxide-semiconductor field effect transistors*, MOSFET), tiristores desactivables por puerta (GTO) y transistores bipolares de puerta aislada (*insulated gate bipolar transistors*, IGBT). Durante los últimos años se registraron avances importantes en esta categoría de dispositivos.

2-2 DIODOS

Las figuras 2-1*a* y 2-1*b* muestran el símbolo de circuito para el diodo y su característica de estado permanente *i-v*. Cuando el diodo está polarizado en directa, empieza a conducir con sólo un pequeño voltaje en directo a través de él, que está en el orden de 1 V. Cuando el diodo está en polarización inversa, sólo una corriente de fuga muy insignificante fluye a través del dispositivo hasta que se alcanza la tensión de ruptura inversa. En la operación normal, el voltaje de polarización inversa no debe alcanzar el punto de ruptura.

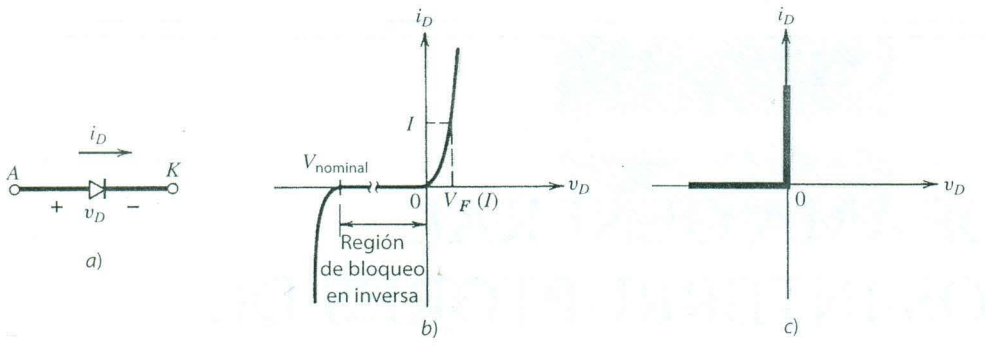


Figura 2-1 Diodo: *a*) símbolo, *b*) característica *i-v*, *c*) característica idealizada.

En vista de una corriente de fuga muy pequeña en el estado de bloqueo (polarización inversa) y una pequeña tensión en el estado de conducción (polarización directa), en comparación con las tensiones y corrientes de operación en las que se usa el diodo, se puede idealizar la característica de *i-v* para el diodo, como se muestra en la figura 2-1*c*. Esta característica idealizada sirve para analizar la topología del convertidor, pero no se debe usar para el propio diseño del convertidor cuando se estiman, por ejemplo, los requisitos del disipador de calor para el dispositivo.

Al encenderlo, el diodo puede considerarse un interruptor ideal porque se enciende rápido en comparación con los transitorios en el circuito de energía. Sin embargo, al apagarlo, la corriente del diodo se invierte para un tiempo de recuperación inversa t_{rr}, como se indica en la figura 2-2, antes de caer a cero. Esta corriente de recuperación inversa (negativa) es necesaria para barrer los portadores de exceso en el diodo y permitirle bloquear un voltaje de polaridad negativa. La corriente de recuperación inversa puede dar lugar a excesos de voltaje en circuitos inductivos. En la mayoría de los circuitos, esta corriente inversa no afecta la característica de entrada/salida del convertidor, así que el diodo también puede considerarse ideal durante el fenómeno transitorio de desconexión.

Según los requisitos de la aplicación, están disponibles varios tipos de diodos:

1. *Diodos Schottky*. Estos diodos se usan donde se requiere una caída baja de tensión directa (normalmente 0.3 V) en circuitos de tensión de salida muy baja. Estos diodos están limitados en su capacidad de tensión de bloqueo a 50 − 100 V.
2. *Diodos de recuperación rápida*. Estos diodos están diseñados para el uso en circuitos de alta frecuencia, en combinación con interruptores controlables donde se necesita un tiempo corto de recuperación inversa. En niveles de energía de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos tienen un grado de t_{rr} de menos que unos cuantos milisegundos.
3. *Diodos de frecuencia de línea*. El voltaje de estado de encendido de estos diodos está diseñado para ser lo más bajo posible, y en consecuencia tienen tiempos t_{rr} más grandes, aceptables para aplicaciones de frecuencia de línea. Estos diodos están disponibles con magnitudes de voltaje de bloqueo de varios kilovoltios y magnitudes de corriente de varios kiloamperios. Además, se pueden conectar en serie y paralelo para satisfacer cualquier requisito de corriente.

2-3 TIRISTORES

El símbolo de circuito y su característica de *i-v* se muestran en las figuras 2-3*a* y 2-3*b*. La corriente principal fluye desde el ánodo (A) al cátodo (K). En su estado inactivo, el tiristor puede bloquear una tensión de

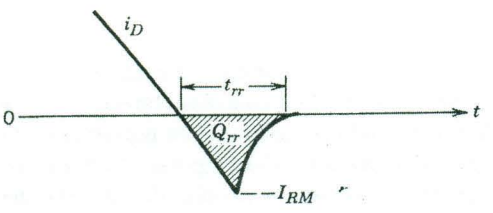


Figura 2-2 Apagado del diodo.

polaridad directa y no conducir, como se muestra en la figura 2-3*b* por la parte inactiva de la característica de *i-v*.

El tiristor puede dispararse para entrar en el estado activo por medio de la aplicación de un pulso de corriente de puerta positiva durante un periodo breve, en tanto que el dispositivo esté en estado de bloqueo directo. La relación de *i-v* resultante se ilustra por la parte activa de las características que se muestran en la figura 2-3*b*. La caída de tensión directa en el estado activo sólo es de unos cuantos voltios (por lo general 1-3 V, según la magnitud de bloqueo de voltaje del dispositivo).

Una vez que el dispositivo empieza a conducir, se enclava (conduce) y la corriente de puerta puede eliminarse. El tiristor no puede apagarse por la puerta, y el tiristor conduce como un diodo. Sólo cuando la corriente del ánodo intenta volverse negativa (por influencia del circuito en el que el tiristor está conectado) se apaga el tiristor y la corriente va a cero. Esto permite que la puerta recupere el control, a fin de encender el dispositivo en algún momento controlable después de que nuevamente haya entrado en el estado de bloqueo directo.

En polarización inversa y con tensiones debajo del voltaje de ruptura inversa, sólo una corriente de fuga muy insignificante fluye en el tiristor, como se muestra en la figura 2-3*b*. Normalmente las corrientes nominales de tiristores para voltajes de bloqueo directo e inverso son las mismas. Las corrientes nominales del tiristor se especifican en términos de los rms (de *root-mean-square*) máximos y las corrientes medias que fuese capaz de conducir.

Con los mismos argumentos que se emplearon para los diodos, el tiristor puede representarse por las características idealizadas que se muestran en la figura 2-3*c* para el análisis de topologías de convertidores.

En una aplicación como el circuito sencillo que se muestra en la figura 2-4*a*, el control se ejerce sobre el instante de la conducción de corriente durante el semiciclo positivo de la tensión del generador. Cuando la corriente del tiristor trata de invertirse, cuando la tensión del generador se vuelve negativa, el tiristor idealizado tendría su corriente en cero inmediatamente después de $t = \frac{1}{2}T$, tal como se muestra en la forma de onda en la figura 2-4*b*.

Sin embargo, como se especifica en las hojas de datos de tiristores y se ilustra por las formas de onda en la figura 2-4*c*, la corriente del tiristor se invierte antes de llegar a cero. El parámetro importante no es el tiempo que transcurre para que la corriente se vuelva cero desde su valor negativo, sino el intervalo de apa-

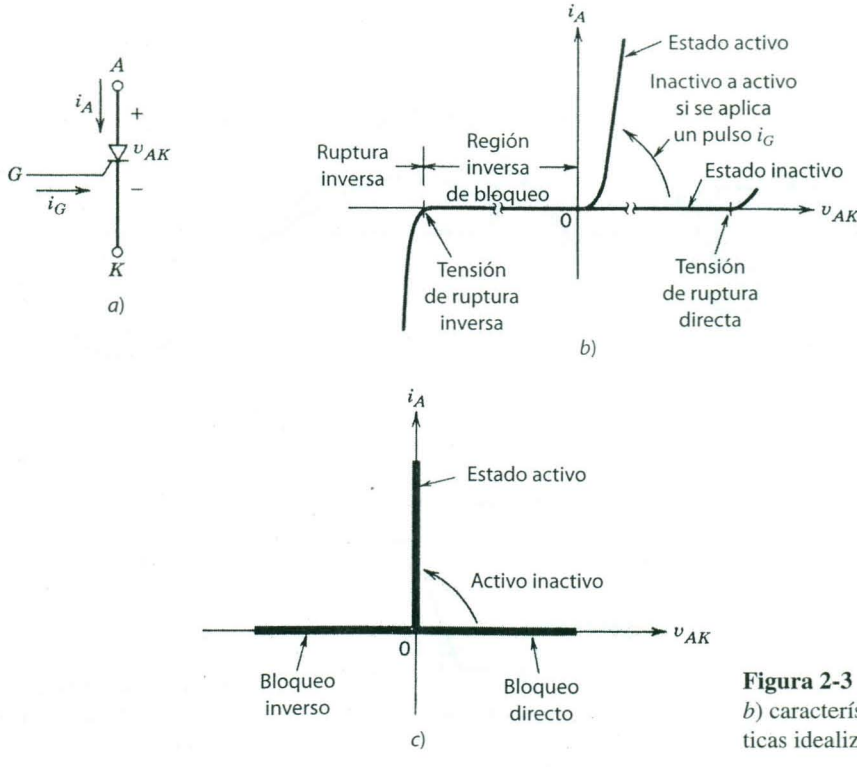


Figura 2-3 Tiristor: *a*) Símbolo; *b*) características de *i-v*; *c*) características idealizadas.

gado t_q definido en la figura 2-4*c* desde el paso de enlace cero de la corriente hasta el paso de enlace cero de la tensión a través del tiristor. Durante t_q se debe mantener una tensión inversa a través del tiristor, y sólo después de este tiempo el dispositivo es capaz de bloquear una tensión directa sin entrar en su estado activo. Si se aplica una tensión directa al tiristor antes de que haya pasado este intervalo, puede que el dispositivo se encienda en forma permanente, lo que podrá infligir un daño al dispositivo y/o circuito. Las hojas de datos de tiristores especifican t_q con un voltaje inverso especificado que se aplica durante este intervalo, así como una magnitud especificada de aumento de la tensión más allá de este intervalo. Este intervalo t_q se denomina a veces el tiempo de recuperación del tiristor conmutado por el circuito.

Según los requisitos de aplicación, están disponibles varios tipos de tiristores. Además de tensiones y corrientes nominales, el tiempo de apagado t_q y la caída de la tensión directa, otras características que se deben tomar en consideración son la magnitud de incremento de la corriente (*di/dt*) en la conexión, y la magnitud de incremento de la tensión (*dv/dt*) en la desconexión.

1. *Tiristores de control de fase.* Algunas veces denominados *tiristores de conversión*, se usan sobre todo para rectificar tensiones y corrientes de frecuencia de línea en aplicaciones como rectificadores controlados por fases para accionamientos motrices de CA y CC, y en transmisiones de energía de alta tensión. Los requisitos principales de estos dispositivos son grandes capacidades de manejo de tensión y corriente, y una baja caída de tensión activa. Este tipo de tiristor se produjo en diámetros de pastilla de hasta 10 cm, donde el promedio de corriente es más o menos de 4 000 A con voltajes de bloqueo de 5 − 7 kV. Los voltajes de encendido (activos) abarcan desde 1.5 V para dispositivos de 1 000 V hasta 3.0 V para los dispositivos de 5 − 7 kV.
2. *Tiristores de grado inversor.* Se diseñaron para tener tiempos de apagado t_q pequeños, además de bajas tensiones activas, aunque las tensiones activas son más grandes en dispositivos con valores más cortos de t_q. Estos dispositivos están disponibles con magnitudes de hasta 2 500 V y 1 500 A. Sus tiempos de desconexión están por lo regular en el rango de unos cuantos milisegundos hasta 100 μs, según sus voltajes nominales de bloqueo y caídas de tensión activa.
3. *Tiristores activados por luz.* Se activan mediante un pulso de luz conducido por fibras ópticas a una región especial sensible del tiristor. El disparo del tiristor activado por luz usa la capacidad de la luz de longitudes de onda correspondientes para generar un exceso de pares de electrones/huecos en el silicio. El uso principal de estos tiristores es en aplicaciones de alta tensión, como la transmisión de CC de alta tensión, donde se conectan muchos tiristores en serie para conformar una válvula de tiristores. Los distintos potenciales altos que cada dispositivo ve respecto de la tierra física presenta considerables dificultades para proporcionar impulsos de disparo. Existen reportes de tiristores

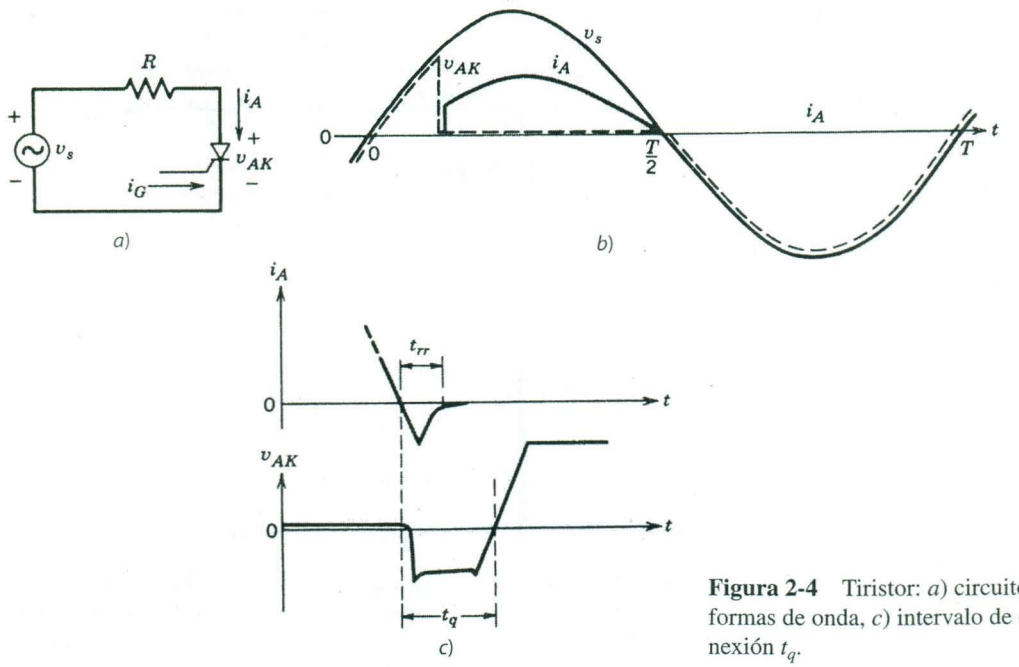


Figura 2-4 Tiristor: *a*) circuito, *b*) formas de onda, *c*) intervalo de desconexión t_q.

activados por luz con grados de 4 kV y 3 kA, voltajes activos de alrededor de 2 V y requisitos de potencia de disparos de luz de 5 mW.

Otras variaciones de estos tiristores son tiristores de desconexión asistidos por puerta (*gate-assisted turn-off thyristors*, GATT), rectificadores asimétricos controlados por silicio (*asymmetrical silicon-controlled rectifiers*, ASCR) y tiristores de conducción inversa (*reverse-conducting thyristors*, RCT). Se usan con base en su aplicación.

2-4 CARACTERÍSTICAS DESEADAS EN INTERRUPTORES CONTROLABLES

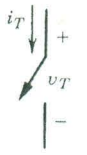


Figura 2-5 Interruptor controlable genérico.

Como se mencionó en la introducción, varios tipos de dispositivos de semiconductores de potencia, como BJT, MOSFET, GTO e IGBT, pueden encenderse y apagarse mediante señales de control aplicadas a la terminal de control del dispositivo. Se denomina a estos dispositivos *interruptores controlables*, y se representan en forma genérica por el símbolo del circuito que se muestra en la figura 2-5. Cuando el interruptor está apagado, no fluye corriente alguna, y cuando está encendido, la corriente fluye sólo en la dirección de la flecha. El interruptor controlable ideal tiene las siguientes características:

1. Bloquea de forma arbitraria grandes tensiones directas e inversas con flujo de corriente cero.
2. Conduce en forma arbitraria grandes corrientes con caída cero de tensión cuando está encendido.
3. Conmuta de encendido a apagado o viceversa en forma instantánea cuando se dispara.
4. Se requiere una cantidad de energía insignificante de la fuente de control para disparar el interruptor.

Los dispositivos verdaderos, como se esperaría, no tienen estas características ideales, y por ende disiparán energía cuando se usan en las numerosas aplicaciones que ya se mencionaron. Si disipan demasiada energía, los dispositivos pueden fallar y de esta manera no sólo se destruirán a sí mismos, sino que también podrán dañar los demás componentes del sistema.

La disipación de energía en dispositivos de semiconductores de potencia es de naturaleza muy genérica; es decir, los mismos factores básicos que dominan la disipación de energía también valen para todos los dispositivos de la misma manera. El diseñador de convertidores debe entender qué son estos factores y cómo minimizar la disipación de energía en los dispositivos.

A fin de considerar la disipación de energía en un dispositivo de semiconductores, se conecta un interruptor controlable en el circuito sencillo que se muestra en la figura 2-6*a*. Este circuito modela una situación muy común en la electrónica de potencia; la corriente que fluye a través de un interruptor también tiene que fluir a través de alguna(s) inductancia(s) de serie. Este circuito es parecido al circuito de la figura 1-3*b* que sirvió para introducir los circuitos de electrónica de potencia del modo de conmutación. La fuente de corriente CC es aproximadamente la corriente que realmente fluiría debido al almacenamiento de la energía inductiva. El diodo se asume como ideal porque este enfoque se centra en las características del interruptor, aunque en la práctica la corriente de recuperación inversa del diodo puede afectar de manera notable la tensión sobre el interruptor.

Cuando el interruptor está encendido, la corriente completa I_o fluye a través del interruptor, y el diodo está en polarización inversa. Cuando la corriente está apagada, I_o fluye a través del diodo, y aparece una tensión igual al voltaje de entrada V_d a través del interruptor cuando se opera con una velocidad de repetición o frecuencia de conmutación de $f_s = 1/T_s$, donde T_s es el periodo de conmutación. Las formas de onda de la conmutación se representan por aproximaciones lineales a las formas de onda propias a fin de simplificar el análisis.

Cuando el interruptor ha estado apagado durante un tiempo, se enciende mediante la aplicación de una señal de control positiva, como se muestra en la figura 2-6*b*. Durante la transición de la conexión de este interruptor genérico, el aumento de corriente se presenta con un corto tiempo de retraso $t_{d(\text{enc})}$, seguido por el tiempo de incremento de la corriente t_{ri}. Sólo después de que la corriente I_o fluye en su totalidad a través del interruptor, el diodo revierte su polarización inversa y el voltaje del interruptor cae a un pequeño valor activo de V_{enc} con un tiempo de caída de voltaje de t_{fv}. Las formas de onda en la figura 2-6*b* indican la presencia de grandes valores de tensión y corriente de conmutación simultáneamente durante el intervalo de cruce $t_{c(\text{enc})}$, donde

$$t_{c(\text{enc})} = t_{ri} + t_{fv} \tag{2-1}$$

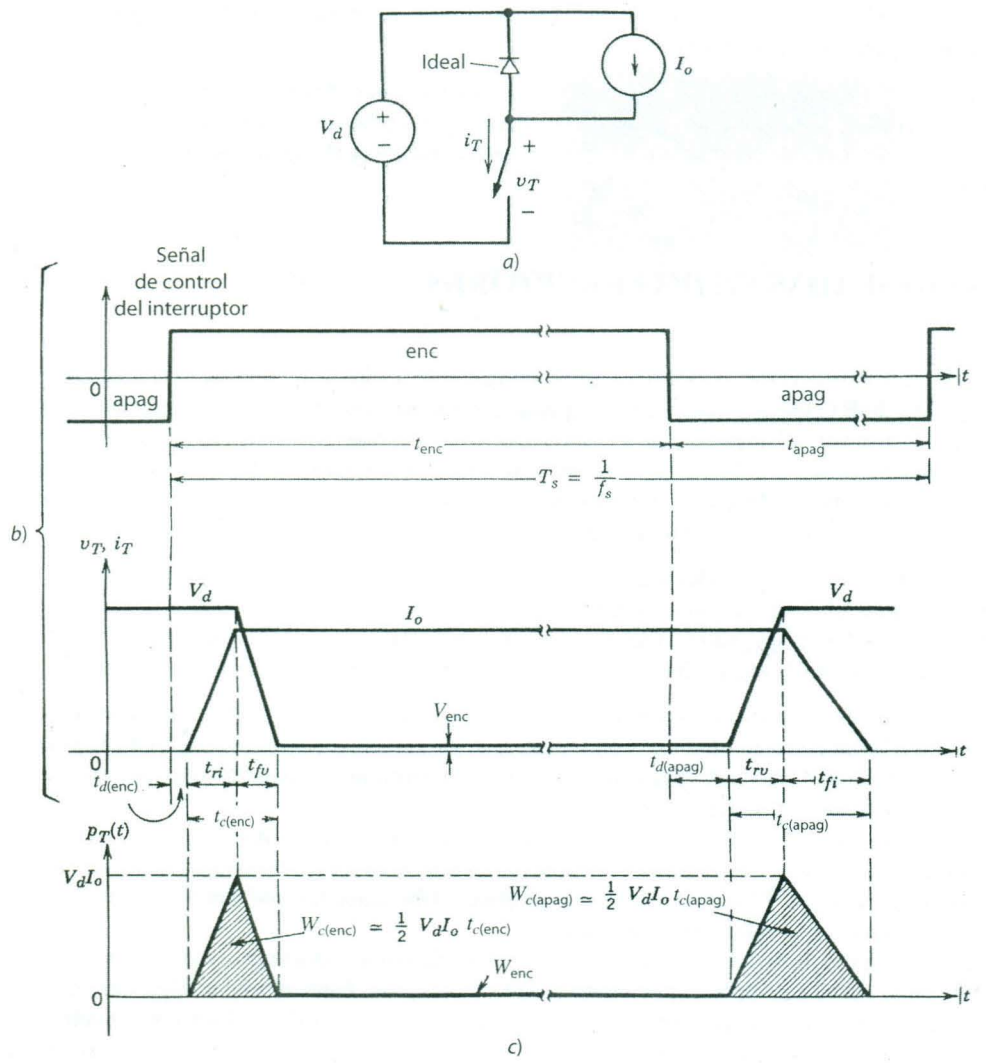


Figura 2-6 Características de conmutación por interruptor genérico (linealizada): *a*) circuito simplificado de conmutación impuesta inductiva; *b*) formas de onda de interruptores; *c*) pérdida de energía instantánea del interruptor.

La energía disipada en el dispositivo durante esta transición de encendido puede aproximarse a partir de la figura 2-6*c* como

$$W_{c(enc)} = 1/2 V_d I_o t_{c(enc)} \tag{2-2}$$

donde se detecta que no ocurre ninguna disipación de energía durante el intervalo de retraso de encendido $t_{d(enc)}$.

Una vez que el interruptor está completamente encendido, el voltaje activo V_{enc} estará en el orden de alrededor de un voltio, según el dispositivo de que se trate, y conducirá una corriente I_o. El interruptor permanece en conducción durante el intervalo de encendido t_{enc}, lo que por lo general es mucho más grande que los tiempos de transición de conexión y desconexión. La disipación de energía W_{enc} en el interruptor durante este intervalo activo se puede aproximar como

$$W_{enc} = V_{enc} I_o t_{enc} \tag{2-3}$$

donde $t_{enc} \gg t_{c(enc)}, t_{c(apag)}$.

A fin de apagar el interruptor, se aplica una señal de control negativa a la terminal de control del interruptor. Durante el periodo de transición de la desconexión del interruptor genérico, el aumento de tensión se presenta con un tiempo de retraso de desconexión $t_{d(apag)}$ y un tiempo de incremento de voltaje t_{rv}. Una vez que el voltaje alcance su valor final de V_d (véase la figura 2-6*a*), el diodo puede volverse a polarizar en directa y empezar a conducir corriente. La corriente en el interruptor cae a cero con un tiempo de caída de

corriente t_{fi} al tiempo que la corriente I_o conmuta del interruptor al diodo. Se presentan al mismo tiempo grandes valores de tensión de conmutación y corriente de conmutación durante el intervalo de cruce $t_{c(apag.)}$, donde

$$t_{c(apag)} = t_{rv} + t_{fi} \tag{2-4}$$

La energía disipada en el interruptor durante esta transición de desconexión se puede escribir, con el modelo de la figura 2-6*c*, de esta manera:

$$W_{c(apag)} = \tfrac{1}{2} V_d I_o t_{c(apag)} \tag{2-5}$$

donde toda disipación de energía durante el intervalo de retraso de desconexión $t_{d(apag)}$ se ignora por ser pequeña en comparación con $W_{c(apag)}$.

La disipación instantánea de energía $p_T(t) = v_T i_T$ trazada en la figura 2-6*c* deja claro que ocurre una gran disipación instantánea de energía en el interruptor durante los intervalos de conexión y desconexión. Hay f_s de estas transiciones de conexión y desconexión por segundo. Por ende, el promedio de pérdida de energía por conmutación P_s en el interruptor debido a estas transiciones se puede aproximar según las ecuaciones 2-2 y 2-5 como

$$P_s = \tfrac{1}{2} V_d I_o F_s (t_{c(enc)} + t_{c(apag)}) \tag{2-6}$$

Esto es un resultado importante porque muestra que la pérdida de energía por conmutación en un interruptor de semiconductor varía en forma lineal con la frecuencia de conmutación y los tiempos de conmutación. Por consiguiente, si se cuenta con dispositivos con breves tiempos de conmutación, es posible operar con altas frecuencias de conmutación a fin de reducir los requisitos de filtrado y al mismo tiempo evitar que sea excesiva la pérdida de energía por conmutación en el dispositivo.

La otra contribución importante para la pérdida de energía en el interruptor es el promedio de energía disipada durante el estado activo P_{enc}, que varía en proporción al voltaje del estado activo. Según la ecuación 2-3, P_{enc} se da por

$$P_{enc} = V_{enc} I_o \frac{t_{enc}}{T_s} \tag{2-7}$$

lo que muestra que el voltaje de estado activo en un interruptor debe ser lo más pequeño posible.

La corriente de fuga durante el estado inactivo (interruptor abierto) de los interruptores controlables es insignificante, y por tanto la pérdida de energía durante el estado inactivo se puede ignorar en la práctica. Por consiguiente, la disipación total de energía en promedio P_T en un interruptor es igual a la suma de P_s y P_{enc}.

Según las consideraciones que se analizaron en los párrafos antecedentes, las siguientes características son deseables en un interruptor controlable:

1. Una pequeña corriente de fuga en el estado inactivo.
2. Un pequeño voltaje de estado activo V_{enc} para minimizar pérdidas de energía en estado activo.
3. Tiempos cortos de voltaje de conexión y desconexión. Esto permitirá el uso del dispositivo con altas frecuencias de conmutación.
4. Gran capacidad de bloqueo de tensión directa e inversa. Esto minimizará la necesidad para la conexión en serie de varios dispositivos, lo cual complica el control y la protección de los interruptores. Además, la mayoría de los tipos de dispositivos tiene un mínimo de voltaje de estado activo, sin tener en cuenta su voltaje de bloqueo nominal. La conexión en serie de varios de estos dispositivos ocasionaría una tensión más alta en estado activo y, por tanto, más pérdidas de conducción. En la mayoría de los circuitos de convertidores (no en todos) se coloca un diodo a través del interruptor controlable, para permitir que la corriente fluya en dirección inversa. En estos circuitos no se requiere que los interruptores controlables tengan una capacidad significativa de bloqueo de tensión inversa.
5. Corriente nominal alta del estado activo. En aplicaciones de corriente alta esto minimizaría la necesidad de conectar varios dispositivos en paralelo, lo que evitaría el problema de compartición de corriente.
6. Un coeficiente positivo de temperatura de resistencia en estado activo. Esto asegura que los dispositivos en paralelo compartan de manera igual el total de la corriente.

7. Una pequeña cantidad de energía para conmutar el dispositivo. Esto simplificaría el diseño del circuito de control.
8. Capacidad de soportar tensión nominal y corriente nominal en forma simultánea durante la conmutación. Esto eliminaría la necesidad de circuitos de protección externa (amortiguadores) a través del dispositivo.
9. Grandes capacidades de *dv/dt* y *di/dt*. Esto minimizaría la necesidad de circuitos exteriores que de lo contrario se necesitarían para limitar *dv/dt* y *di/dt* en el dispositivo para que no se dañe.

Cabe notar que el circuito de conmutación inductivo de sujeción de la figura 2-6*a* genera una mayor pérdida de energía de conmutación y pone mayor tensión sobre el interruptor en comparación con el circuito de conmutación resistiva que se muestra en el problema 2-2 (figura P2-2).

Ahora veremos brevemente las características de *i-v* de estado permanente y los tiempos de conmutación de los dispositivos de semiconductores de potencia de uso común útiles como interruptores controlables. Como ya se mencionó, estos dispositivos son los BJT, MOSFET, GTO e IGBT. Los detalles de la operación física de estos dispositivos, sus características detalladas de conmutación, los circuitos de control más comunes así como los circuitos de amortiguadores que se necesitan se analizarán de los capítulos 19 a 28.

2-5 TRANSISTORES DE UNIÓN BIPOLAR Y DARLINGTONS MONOLÍTICOS

El símbolo de circuito para un NPN BJT se muestra en la figura 2-7*a*, y sus características de estado permanente, en la figura 2-7*b*. Como se muestra en las características de *i-v*, resulta una corriente de base lo bastante grande (según la corriente del colector) cuando el dispositivo está completamente encendido. Esto requiere que el circuito de control proporcione una corriente de base lo bastante grande, de modo que

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}} \tag{2-8}$$

donde h_{FE} es la ganancia de corriente de CC del dispositivo.

El voltaje del estado activo $V_{CE(sat)}$ de los transistores de potencia suele encontrarse en el rango de 1 − 2 V, así que la pérdida de energía de conducción en el BJT es muy pequeña. Las características idealizadas *i-v* del BJT al operar como interruptor se muestran en la figura 2-7*c*.

Los transistores de unión bipolar son dispositivos controlados por corriente, y se les tiene que suministrar corriente de base de manera continua para mantenerlos en estado activo. La ganancia de corriente CC h_{FE} es normalmente en promedio de sólo 5-10 en transistores de alta potencia, así que estos dispositivos en ocasiones están conectados en una configuración Darlington o triple Darlington, como se muestra en la figura 2-8, a fin de lograr una mayor ganancia de corriente. En esta configuración se acumulan algunas desventajas, como valores generales $V_{CE(sat)}$ un poco más altos, así como velocidades de conmutación más lentas.

Ya sea en unidades individuales o elaboradas como una configuración Darlington en un solo chip [un Darlington monolítico (*monolithic Darlington*, MD)], los BJT tienen un tiempo de almacenamiento signi-

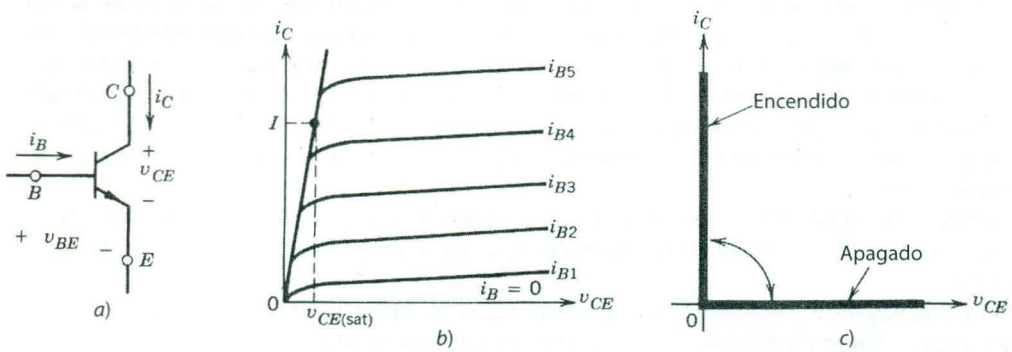


Figura 2-7 Un BJT: *a*) símbolo, *b*) características *i-v*, *c*) características idealizadas.

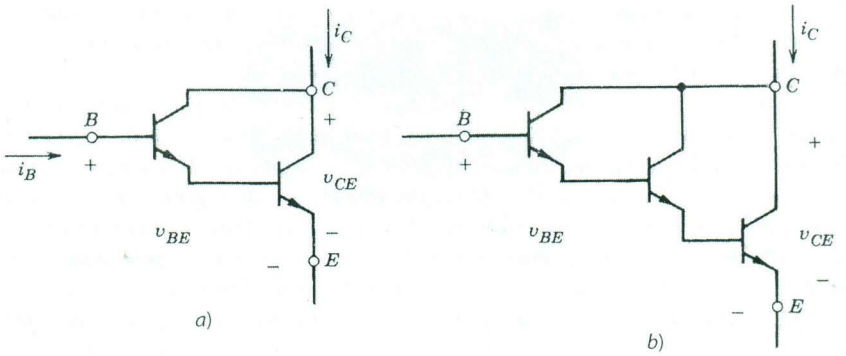


Figura 2-8 Configuraciones Darlington: *a*) Darlington, *b*) triple Darlington.

ficativo durante la transición de desconexión. Los tiempos normales de conmutación están en el rango de unos pocos cientos de nanosegundos a unos cuantos microsegundos.

Los BJT, incluso los MD, están disponibles en tensiones de hasta 1 400 V y corrientes de varios cientos de amperios. Pese a un coeficiente de temperatura negativo de resistencia en estado activo, los BJT modernos, fabricados con un buen control de calidad, pueden conectarse en paralelo, en tanto se tenga cuidado en el layout (arreglo) del circuito y se provea un margen de corriente extra; es decir, donde teóricamente cuatro transistores en paralelo bastarían para la compartición igualitaria de corriente, se podrán usar cinco a fin de tolerar un leve desequilibrio de corriente.

2-6 TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE METAL-ÓXIDO-SEMICONDUCTOR

El símbolo de circuito de un MOSFET de canal *n* se muestra en la figura 2-9*a*. Se trata de un dispositivo controlado por tensión, como lo indican las características *i-v* que se muestran en la figura 2-9*b*. El dispositivo está por completo encendido y se parece a un interruptor cerrado cuando la tensión de fuente de puerta está debajo del valor umbral $V_{GS(\text{th})}$. Las características idealizadas del dispositivo en operación como interruptor se muestran en la figura 2-9*c*.

Los transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor requieren la aplicación continua de tensión puerta-fuente de magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo. No hay flujo de corriente de puerta, excepto durante las transiciones de encendido a apagado, o viceversa, cuando la capacitancia de la puerta se está cargando o descargando. Los tiempos de conmutación son muy cortos y se encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos a unos cientos de nanosegundos, lo que depende del tipo de dispositivo.

La resistencia de estado activo $r_{DS(\text{enc})}$ del MOSFET entre la conexión de drenaje y la fuente aumenta rápidamente conforme al voltaje nominal de bloqueo del dispositivo. En un área por unidad, la resistencia del estado activo como función del voltaje nominal de bloqueo BV_{DSS} se expresa como

$$r_{DS(\text{enc})} = k\ \text{BV}_{DSS}^{2.5-2.7} \tag{2-9}$$

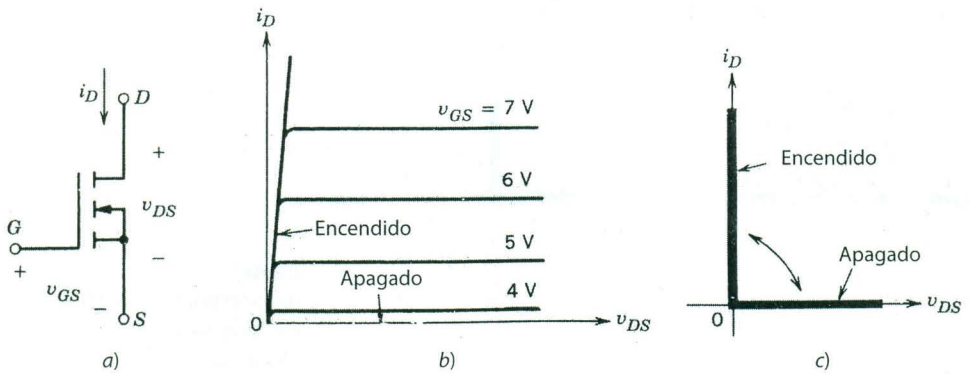


Figura 2-9 MOSFET de canal *n*: *a*) símbolo, *b*) características *i-v*, *c*) características idealizadas.

donde k es una constante que depende de la geometría del dispositivo. Por eso, sólo están disponibles dispositivos con voltajes nominales pequeños, los cuales tienen una baja resistencia del estado activo y, por tanto, pérdidas de conducción pequeñas.

Sin embargo, debido a su gran velocidad de conmutación, las pérdidas por conmutación pueden ser pequeñas en comparación con la ecuación 2-6. Desde el punto de vista de pérdida de energía total, los MOSFET de 300-400v compiten con transistores bipolares sólo si la frecuencia de conmutación sobrepasa los 30 a 100 kHz. Sin embargo, no se puede afirmar nada definitivo acerca de la frecuencia de cambio porque depende de las tensiones de operación, donde las tensiones bajas favorecen al MOSFET.

Los transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor están disponibles en voltajes nominales de más de 1 000 V, pero con corrientes nominales pequeñas y hasta 100 A con voltajes nominales pequeños. El máximo voltaje de puerta-fuente es ± 20 V, aunque hay disponibilidad de MOSFET controlables por señales de 5 V.

Puesto que su resistencia de estado activo tiene un coeficiente de temperatura positivo, los MOSFET se pueden conectar fácilmente en paralelo. Esto causa que el dispositivo que conduce la corriente más alta se caliente y de este modo lo obliga a compartir en forma igualitaria su corriente con los demás MOSFET en paralelo.

2-7 DESACTIVACIÓN POR PUERTA DE TIRISTORES

El símbolo para el GTO se muestra en la figura 2-10*a*, y su característica de estado permanente *i-v*, en la figura 2-10*b*.

Igual que el tiristor (SCR), el GTO se enciende por medio de un impulso de corriente de puerta de corta duración, y una vez en el estado activo, el GTO se mantiene encendido sin más corriente de puerta. Sin embargo, a diferencia del tiristor (SCR), el GTO se apaga mediante la aplicación de una tensión de puerta a cátodo negativa para que fluya una corriente de puerta negativa lo bastante grande. Esta corriente de puerta negativa sólo necesita fluir durante unos cuantos microsegundos (durante el tiempo de apagado), pero debe tener una magnitud muy grande, normalmente hasta una tercera parte de la corriente de ánodo que se esté desconectando. Los GTO bloquean voltajes negativos cuya magnitud depende de los detalles del circuito amortiguador para reducir *dv/dt* en lá desconexión circuito de control de puerta-diseño del GTO. Las características idealizadas del dispositivo al operar como interruptor se muestran en la figura 2-10*c*.

Aunque el GTO es un interruptor controlable en la misma categoría que los MOSFET y los BJT, su transitorio de conmutación de desconexión es distinto del que se ilustra en la figura 2-6*b*. La razón de esto es que los GTO actualmente disponibles no se pueden usar para un apagado inductivo como el que se muestra en la figura 2-6, a menos que se conecte un circuito de amortiguador (*snubber*) a través del GTO (véase la figura 2-11*a*). Esto es así porque los GTO actuales no toleran un *dv/dt* grande que acompañe al apagado inductivo. Por tanto, se tiene que usar un circuito para reducir el *dv/dt* en la desconexión, que consiste en *R*, *C* y *D*, como se muestra en la figura 2-11*a*, a través del GTO. Las formas de onda resultantes se muestran en la figura 2-11*b*, donde el *dv/dt* está considerablemente reducido en comparación con el *dv/dt* que resultaría sin el circuito de amortiguador de desconexión. Los detalles del diseño de un circuito de amortiguador para formar las formas de onda de conmutación de GTO se analizan en el capítulo 27.

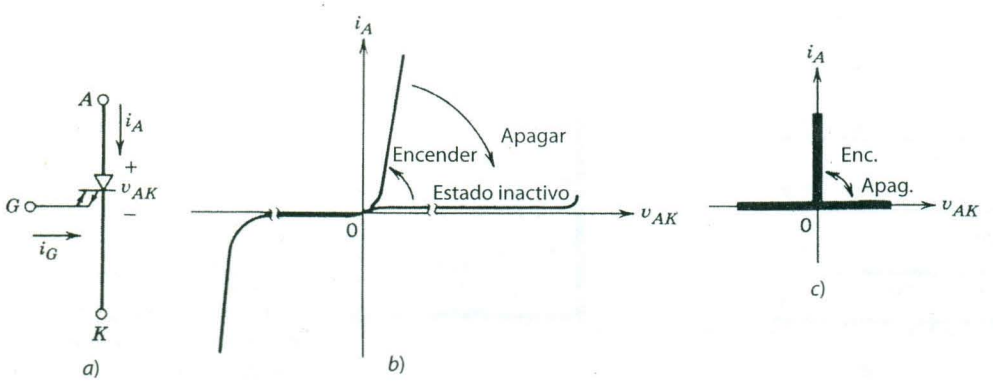


Figura 2-10 Un GTO: *a*) símbolo, *b*) características *i-v*, *c*) características idealizadas.

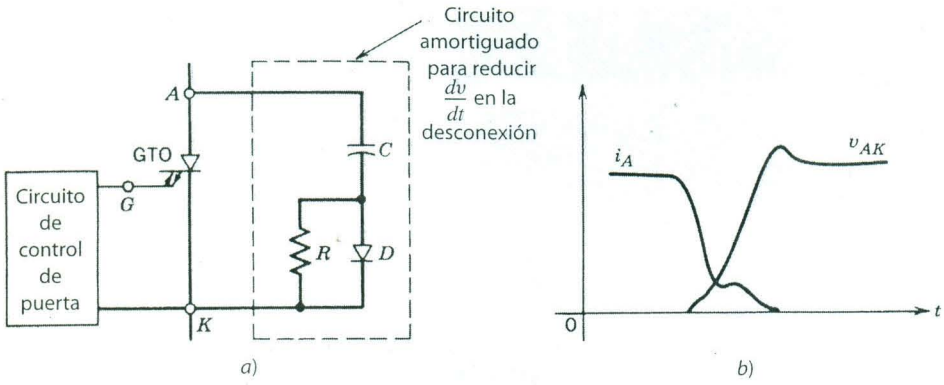


Figura 2-11 Características de transientes de desconexión de puerta: *a*) circuito de amortiguador, *b*) característica de desconexión de GTO.

El voltaje del estado activo (2 a 3 V) de un GTO es un poco más alto que los voltajes de tiristores. Las velocidades de conmutación de GTO están en el rango de unos cuantos microsegundos a 25 μs. Debido a su capacidad de manejar voltajes grandes (hasta 4.5 kV) y corrientes grandes (hasta unos cuantos kiloamperios), el GTO se usa cuando se necesita un interruptor para altos voltajes y altas corrientes en un rango de frecuencia de conmutación de unos cuantos cientos de hertzios a 10 kHz.

2-8 TRANSISTORES BIPOLARES DE PUERTA AISLADA (IGBT)

El símbolo de circuito para un IGBT se muestra en la figura 2-12*a*, y sus características de *i-v*, en la figura 2-12*b*. Los IGBT tienen algunas de las ventajas de los MOSFET, BJT y GTO combinados. Parecido al MOSFET, el IGBT tiene una puerta de alta impedancia que sólo requiere una pequeña cantidad de energía para conmutar el dispositivo. Igual que el BJT, el IGBT tiene un voltaje de estado activo pequeño, incluso en dispositivos con grandes voltajes nominales de bloqueo (por ejemplo, V_{enc} es de 2 a 3 V en un dispositivo de 1 000 V). Parecidos al GTO, los IGBT se pueden diseñar para bloquear tensiones negativas, como lo indican sus características de conmutación idealizadas que se muestran en la figura 2-12*c*.

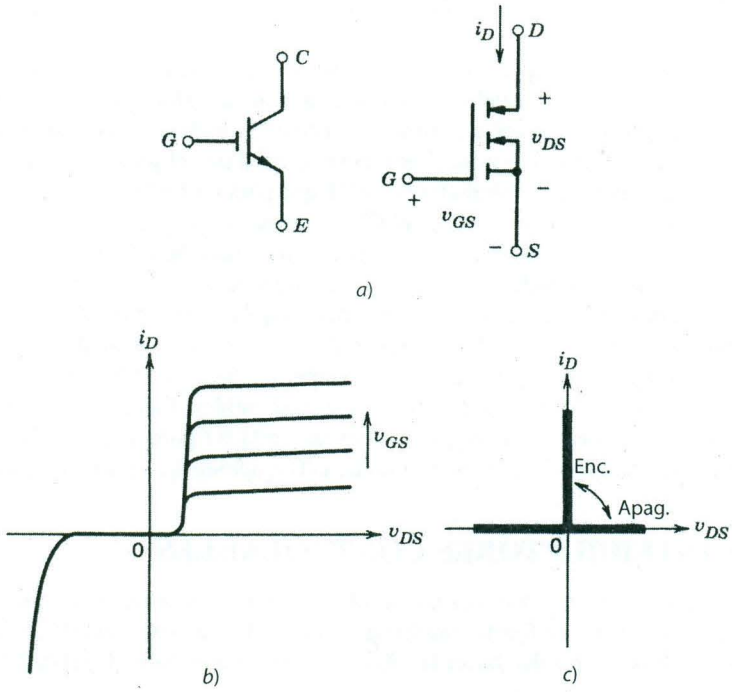


Figura 2-12 Un IGBT: *a*) símbolo, *b*) características de *i-v*, *c*) características idealizadas.

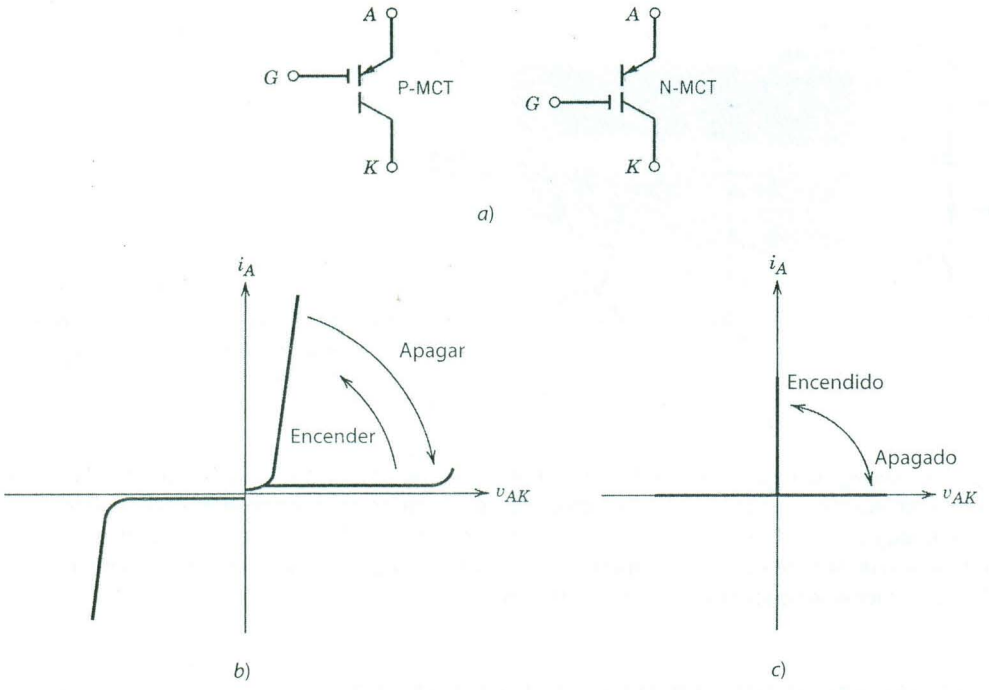


Figura 2-13 Un MCT: *a*) símbolos de circuito, *b*) características de *i-v*, *c*) características idealizadas.

Los transistores bipolares de puerta aislada tienen tiempos de conexión y desconexión en el orden de 1 μs, y están disponibles módulos en rangos de hasta 1 700 V y 1 200 A. Están previstos rangos de tensión de hasta 2 a 3 kV.

2-9 TIRISTORES CONTROLADOS MOS

El tiristor controlado MOS (*MOS-controlled thyristor*, MCT) es un dispositivo nuevo en el mercado comercial. Su símbolo de circuito se muestra en la figura 2-13*a*, y su característica de *i-v*, en la figura 2-13*b*. Los dos levemente distintos símbolos para el MCT denotan si el dispositivo es un P-MCT o un N-MCT. La diferencia surge por las diferentes ubicaciones de las terminales de control, tema que se abordará en detalle en el capítulo 26.

Al ver las características de *i-v*, queda claro que el MCT tiene muchas de las propiedades de un GTO, como una caída de baja tensión en el estado activo con relativamente altas corrientes, así como una característica de activación (enclavado) (el MCT permanece encendido incluso cuando se quita la activación de la puerta). El MCT es un dispositivo controlado por tensión, igual que el IGBT y el MOSFET, y se requiere más o menos la misma energía para conmutar un MCT que para un MOSFET o un IGBT.

El MCT tiene dos ventajas principales ante el GTO, además de sus requisitos de control mucho más sencillos (no se necesita una corriente de puerta negativa grande para la desconexión, como en el GTO) y velocidades de conmutación más rápidas (tiempos de conexión y desconexión de unos cuantos microsegundos): los MCT tienen caídas de voltaje de estado activo más pequeñas en comparación con IGBT de dimensionados comparables y están en la actualidad disponibles en tensiones nominales hasta 1 500 V con corrientes nominales de 50 A a unos cuantos cientos de amperios. Se han hecho pruebas con prototipos de voltajes nominales de 2 500 − 3 000 V, y pronto estarán disponibles. Las corrientes nominales de MCT individuales son considerablemente más pequeñas que las de GTO porque los MCT individuales no se pueden hacer tan grandes en el área transversal como un GTO, debido a su estructura más compleja.

2-10 COMPARACIÓN DE INTERRUPTORES CONTROLABLES

Sólo se pueden hacer pocas declaraciones definitivas al comparar estos dispositivos, pues se debe tomar en cuenta un número de propiedades en forma simultánea y porque los dispositivos aún se están desarrollando a pasos rápidos. No obstante, se pueden hacer las observaciones indicadas en la tabla 2-1.

Tabla 2-1 Propiedades relativas de interruptores controlables

Dispositivo	*Capacidad de potencia*	*Velocidad de conmutación*
BJT/MD	Media	Media
MOSFET	Baja	Rápida
GTO	Alta	Lenta
IGBT	Media	Media
MCT	Media	Media

Cabe notar que, además de las mejoras en estos dispositivos, se están investigando dispositivos nuevos. El avance en la tecnología de semiconductores permitirá sin duda alguna rangos de potencia mayores, velocidades de conmutación más rápidas y una reducción de costos. Un resumen de las capacidades de dispositivos de potencia se muestra en la figura 2-14.

Por otro lado, el tiristor de conmutación forzada, que en una época se usó ampliamente en circuitos para aplicaciones de interruptores controlables, ya no se usa en los nuevos diseños de convertidores, con la posible excepción de convertidores de potencia en el rango de MVA múltiples. Éste es un ejemplo pertinente de cómo los avances en dispositivos de semiconductores de potencia modificaron el diseño de convertidores.

2-11 CIRCUITOS DE CONTROL Y AMORTIGUADORES (*SNUBBERS*)

En un interruptor dado de semiconductores de potencia controlables, sus velocidades de conmutación y pérdidas en estado activo dependen de la forma como es controlado. Para un diseño correcto de un convertidor es entonces importante diseñar el circuito de control apropiado para la base de un BJT o la puerta de un MOSFET, GTO o IGBT. La tendencia es la integración de una gran parte de la técnica de circuitos junto con el interruptor de potencia dentro del paquete del dispositivo, para que se puedan usar por ejemplo las señales lógicas de un microprocesador y controlar así el interruptor en forma directa. Estos temas se abor-

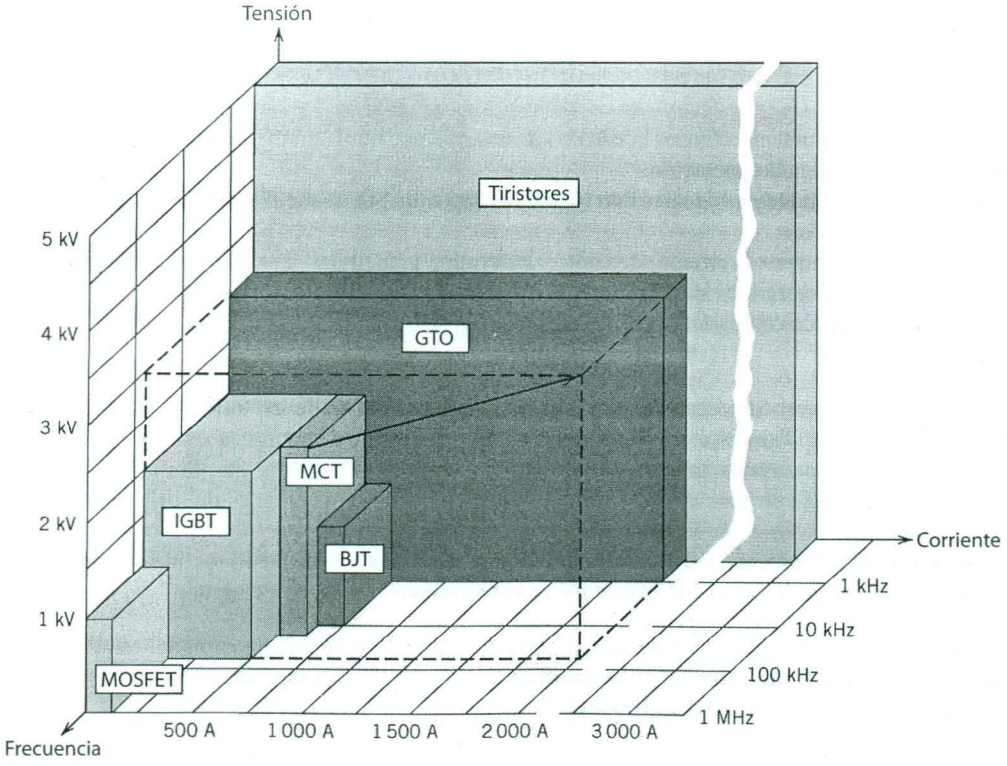


Figura 2-14 Resumen de las capacidades de dispositivos de semiconductores de potencia. Todos los dispositivos, con excepción del MCT, tienen una tecnología relativamente desarrollada, y en los próximos años sólo se anticipan mejoras evolutivas en las capacidades de los dispositivos. Sin embargo, la tecnología de MCT se encuentra en un estado de rápida expansión, y se esperan mejoras significativas en las capacidades, como lo indica la flecha de desarrollo en el diagrama.

dan de los capítulos 20 a 26. De los capítulos 5 a 18, donde las características de conmutación idealizadas sirven para el análisis de circuitos de convertidores, no es necesario considerar estos circuitos de control.

Los circuitos de amortiguadores, que se mencionaron brevemente junto con los GTO, se usan para modificar las formas de ondas de conmutación de interruptores controlables. Por lo general, los amortiguadores se dividen en tres categorías:

1. Amortiguadores de conexión para minimizar grandes sobrecorrientes a través del dispositivo en la fase de encendido.
2. Amortiguadores de desconexión para minimizar grandes sobretensiones a través del dispositivo en la fase de apagado.
3. Amortiguadores reductores de esfuerzo que forman las formas de ondas de conmutación del dispositivo de modo que la tensión y la corriente asociadas al dispositivo no estén en alto en forma simultánea.

En la práctica se usan algunas combinaciones de los amortiguadores recién mencionados, según el tipo de dispositivo y la topología del convertidor. Veremos los circuitos de amortiguadores en el capítulo 27. Puesto que se suponen interruptores ideales en el análisis de convertidores, no abordaremos los circuitos de amortiguadores de los capítulos 5 a 18.

La tendencia será el diseño de dispositivos capaces de soportar altas tensiones y corrientes en forma simultánea durante el breve intervalo de conmutación, y de este modo, minimizar el requisito de reducción de esfuerzo. Sin embargo, para un dispositivo con una característica dada, una alternativa para los amortiguadores es alterar la topología del convertidor de modo que no ocurran grandes tensiones y corrientes al mismo tiempo. Estas topologías de convertidores, llamados convertidores resonantes, se analizarán en el capítulo 9.

2-12 JUSTIFICACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE DISPOSITIVOS IDEALIZADAS

Para el diseño de un convertidor de electrónica de potencia es de extrema importancia considerar los dispositivos de semiconductores de potencia y sus características. La elección de dispositivos depende de la aplicación. Algunas propiedades de los dispositivos, y cómo influyen en el proceso de selección, se enumeran a continuación:

1. La tensión del estado activo o la resistencia del estado activo dictan las pérdidas de conducción en el dispositivo.
2. Los tiempos de conmutación dictan la pérdida de energía por transición y determinan qué tan alta puede ser la frecuencia de operación.
3. Las tensiones y corrientes nominales determinan la capacidad de manejo de potencia del dispositivo.
4. La potencia requerida por el circuito de control determina la facilidad de controlar el dispositivo.
5. El coeficiente de temperatura de la resistencia de estado activo de los dispositivos determina la facilidad de conectarlos en paralelo para manejar corrientes grandes.
6. El costo del dispositivo es un factor en su selección.

Para el diseño de un convertidor desde el punto de vista del sistema se deben tomar en cuenta los requisitos de tensión y corriente. Otros factores importantes son la eficiencia de energía aceptable, la frecuencia de conmutación mínima para reducir el tamaño de filtros y equipos, sus costos, etc. Por tanto, la selección del dispositivo debe asegurar una combinación apropiada entre las capacidades del dispositivo y los requisitos del convertidor.

Estas observaciones sirven para justificar el uso de características de dispositivos idealizadas en el análisis de topologías de convertidores y su operación en varias aplicaciones, como sigue:

1. Puesto que por lo regular se desea que la eficiencia de energía sea alta, la tensión del estado activo debe ser pequeña en comparación con las tensiones de operación, y por ende se puede ignorar en el análisis de características de convertidores.

2. Los tiempos de conmutación del dispositivo deben ser cortos en comparación con el periodo de frecuencia de operación, y por tanto se puede suponer que las conmutaciones son instantáneas.
3. En forma similar, pueden idealizarse las demás propiedades del dispositivo.

La suposición de características idealizadas simplifica en forma importante el análisis de convertidores sin pérdida significativa de precisión. Sin embargo, para el diseño de convertidores, no sólo se deben considerar y comparar las propiedades del dispositivo, sino también se deben comparar cuidadosamente las topologías de convertidores con base en las propiedades de los dispositivos disponibles y la aplicación planeada.

RESUMEN

Se presentan las características y capacidades de varios dispositivos de semiconductores de potencia. Se ofrece una justificación para suponer dispositivos ideales de los capítulos 5 a 18, a menos donde se declare lo contrario. Los beneficios de este planteamiento son la facilidad de análisis y una explicación clara de las características de convertidores, sin que estorben los detalles de operación de los dispositivos.

PROBLEMAS

2-1 Las hojas de datos de un dispositivo de conmutación especifican los siguientes tiempos de conmutación correspondientes a las características linealizadas que se muestran en la figura 2-6*b* para conmutaciones de inducción impuesta:

$$t_{ri} = 100 \text{ ns} \qquad t_{fv} = 50 \text{ ns} \qquad t_{rv} = 100 \text{ ns} \qquad t_{fi} = 200 \text{ ns}$$

Calcule y grafique la pérdida de energía por conmutación como función de frecuencia en un rango de 25-100 kHz, suponiendo $V_d = 300$ V e $I_o = 4$ A en el circuito de la figura 2-6*a*.

2-2 Considere el circuito de conmutación resistiva de la figura P2-2. $V_d = 300$ V, $f_s = 100$ kHz y $R = 75\ \Omega$, así que la corriente de estado activo es la misma que en el problema 2-1. Suponga que el tiempo de conexión del conmutador es la suma de t_{ri} y t_{fv} en el problema 2-1. Asimismo, suponga que el tiempo de desconexión es la suma de t_{rv} y t_{fi}.

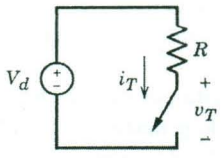


Figura P2-2

Suponga características de conmutación de voltaje y corriente lineales, y grafique el voltaje y corriente de conmutación y la pérdida de energía por conmutación como una función del tiempo. Compare el promedio de pérdida de energía con el del problema 2-1.

REFERENCIAS

1. R. Sittig y P. Roggwiller (eds.), *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Plenum, Nueva York, 1982.
2. M.S. Adler, S.W. Westbrook y A.J. Yerman, "Power Semiconductor Devices—An Assessment", IEEE Industry Applications Society Conference Record, 1980, pp. 723-728.
3. David L. Blackburn, "Status and Trends in Power Semiconductor Devices", EPE 093, 5a European Conference on Power Electronics and Applications, Conference Record, 1993, vol. 2, pp. 619-625.
4. B. Jayant Baliga, *Modern Power Devices*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1987.
5. Manual del usuario de MOS Controlled Thyristors, Harris Semiconductor, 1993.

CAPÍTULO 3

REVISIÓN DE CONCEPTOS BÁSICOS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS

3-1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo tiene una finalidad doble: 1) la revisión breve de algunas definiciones y conceptos básicos, fundamentales para el estudio de la electrónica de potencia, y 2) la introducción de suposiciones simplificadas que permiten una evaluación fácil de circuitos de la electrónica de potencia.

3-2 CIRCUITOS ELÉCTRICOS

Se pretende usar, hasta donde sea posible, las letras estándares y símbolos gráficos del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) [Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos de Estados Unidos]. Además, las unidades pertenecen al Sistema Internacional de Unidades (SI). Con letras minúsculas se representa el valor instantáneo de cantidades que varían como función del tiempo. Con las letras mayúsculas se representan ya sea los valores de promedio o los de rms. Ejemplo: en la figura 1-4*b* se muestra un voltaje v_{oi} y su valor promedio V_{oi}. Un valor promedio o rms se indica explícitamente o puede ser obvio por el contexto.

La dirección positiva de una corriente se indica en forma explícita por una flecha de corriente en el diagrama de circuito. El voltaje en cualquier nodo se define respecto de la tierra de un circuito. Ejemplo: v_a es el voltaje del nodo a respecto de la tierra. El símbolo v_{ab} se refiere al voltaje del nodo a respecto del nodo b, donde $v_{ab} = v_a - v_b$.

3-2-1 DEFINICIÓN DEL ESTADO PERMANENTE (O ESTABLE)

En los circuitos de la electrónica de potencia, los diodos e interruptores cambian en forma constante su estado activo o inactivo. Por tanto, surge la pregunta: ¿cuándo está uno de estos circuitos en estado permanente? La condición de estado permanente se alcanza cuando las formas de ondas del circuito se repiten con un periodo T que depende de la naturaleza específica de este circuito.

3-2-2 PROMEDIO DE ENERGÍA Y CORRIENTE rms

Considere el circuito de la figura 3-1, donde el flujo de energía instantáneo del subcircuito 1 al subcircuito 2 es

$$p(t) = vi \tag{3-1}$$

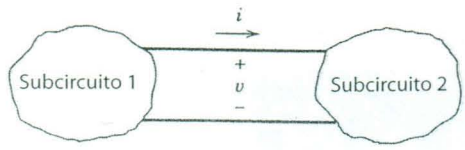


Figura 3-1 Flujo de potencia instantáneo.

Tanto v como i pueden variar como función del tiempo. Cuando las formas de onda v e i se repiten con un periodo T en estado permanente, el promedio del flujo de energía se calcula como

$$P_{\text{prom}} = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T vi\,dt \tag{3-2}$$

En estas condiciones, si el subcircuito 2 consiste únicamente en una carga resistiva, $v = Ri$ y en la ecuación 3-2

$$P_{\text{prom}} = R\frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt \tag{3-3}$$

En términos del valor rms I de la corriente, el promedio del flujo de potencia se expresa como

$$P_{\text{prom}} = RI^2 \tag{3-4}$$

La comparación con las ecuaciones 3-3 y 3-4 revela que el valor rms de la corriente es

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \cdot dt} \tag{3-5}$$

lo que muestra el origen del término raíz cuadrática media (rms).

Si i es una corriente constante de CC, las ecuaciones 3-4 y 3-5 aún son válidas, en tanto los valores promedio y rms permanezcan iguales.

3-2-3 FORMAS DE ONDA DE CA DE ESTADO PERMANENTE CON VOLTAJES Y CORRIENTES SINUSOIDALES

Considere el circuito de CA de la figura 3-2*a*, con una carga inductiva en una operación de estado permanente, donde

$$v = \sqrt{2}V\cos\omega t \qquad i = \sqrt{2}I\cos(\omega t - \phi) \tag{3-6}$$

y V e I son los valores de rms. Las formas de onda v e i están trazadas como funciones de ωt en la figura 3-2*b*.

3-2-3-1 Representación fasorial

Como v e i varían en forma sinusoidal con el tiempo a la misma frecuencia, pueden representarse en un plano complejo por medio de la proyección de los fasores rotantes sobre el eje horizontal real, como se muestra en la figura 3-2*c*. De manera convencional, estos fasores giran en sentido opuesto al de las manecillas del reloj con una frecuencia angular ω, y sus valores de rms (en vez de sus valores pico) sirven para representar sus magnitudes:

$$\mathbf{V} = Ve^{jo} \quad \text{e} \quad \mathbf{I} = Ie^{-j\phi} \tag{3-7}$$

Al considerar la ecuación 3-6, el diagrama fasorial en la figura 3-2*c* corresponde al instante en que v alcanza su valor positivo máximo.

En la ecuación 3-7, $\mathbf{V}$ e $\mathbf{I}$ están relacionados por la impedancia de carga compleja $\mathbf{Z} = R + j\omega L = Ze^{j\phi}$ en la frecuencia operativa ω de la siguiente manera:

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{Z}} = \frac{Ve^{jo}}{Ze^{j\phi}} = \frac{V}{Z}e^{-j\phi} = Ie^{-j\phi} \tag{3-8}$$

donde $I = V/Z$.

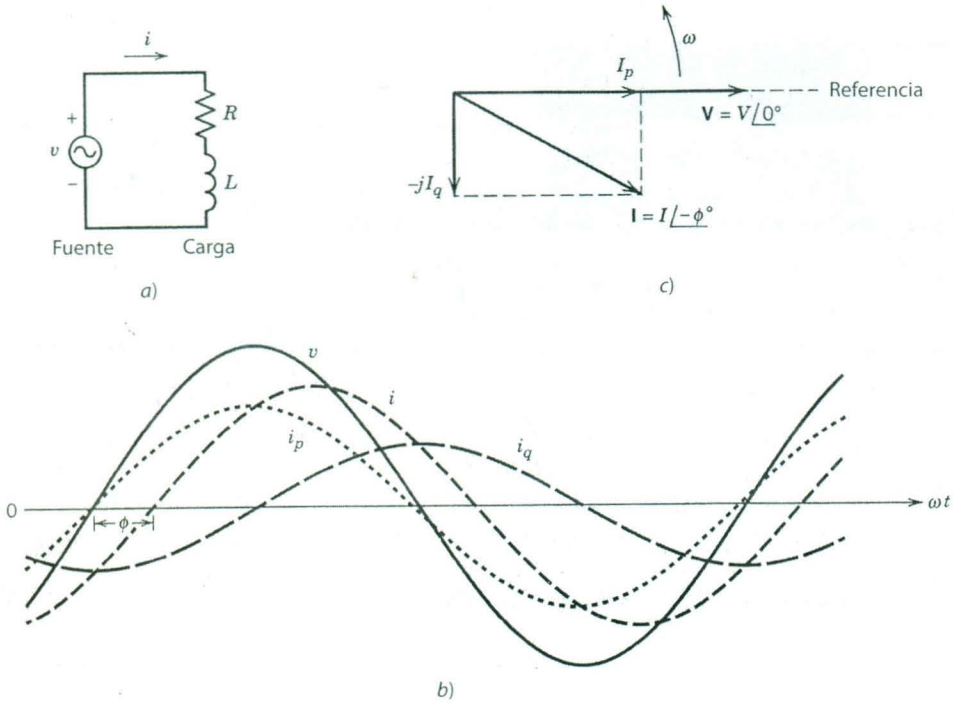


Figura 3-2 Estado permanente sinusoidal.

3-2-3-2 Potencia, potencia reactiva y factor de potencia

La potencia compleja **S** se define como

$$\mathbf{S} = \mathbf{VI}^* = Ve^{j0} \cdot Ie^{j\phi} = VIe^{j\phi} = Se^{j\phi} \tag{3-9}$$

En particular a la magnitud de la potencia compleja, también se le llama *potencia aparente*, se expresa en las unidades de voltios-amperes, y es

$$S = VI \tag{3-10}$$

La potencia promedio real P es

$$P = \text{Re}[\mathbf{S}] = VI \cos \phi \tag{3-11}$$

que se expresa como producto de V y el componente de corriente $I_p = I \cos \phi$, que está en fase con el voltaje en el diagrama fasorial de la figura 3-2*c*. El componente fuera de fase es $I_q = I \text{ sen } \phi$. El componente de corriente en fase $i_p(t)$ y el componente de corriente fuera de fase $i_q(t)$ se expresan como

$$i_p(t) = \sqrt{2} I_p \cos \omega t = (\sqrt{2} I \cos \phi) \cos \omega t \tag{3-12}$$

y

$$i_q(t) = \sqrt{2} I_q \text{ sen } \omega t = (\sqrt{2} I \text{ sen } \phi) \text{sen } i\, \omega t \tag{3-13}$$

donde $i(t) = i_p(t) + i_q(t)$. Estos dos componentes de corriente se trazan en la figura 3-2*b*.

Cabe notar que i_p e i_q resultan en los componentes de flujo de potencia instantáneo $p_1 = v \cdot i_p$ y $p_2 = v \cdot i_q$, donde $p = p_1 + p_2$. Tanto p_1 como p_2 pulsan a 2ω, el doble de la frecuencia de fuente ω. Aquí, p_1 tiene un valor promedio dado por la ecuación 3-11; el valor promedio de p_2 es cero.

En el diagrama fasorial de la figura 3-2*c*, sólo I_p ($= I \cos \phi$) es responsable de la transferencia de potencia, no I_q ($= I \text{ sen } \phi$). Es común definir una cantidad llamada *potencia reactiva* Q con las unidades de var (voltios-amperios-reactivos) usando I_q. Cuando se define la potencia compleja $\mathbf{S} = P + jQ$ y se usan las ecuaciones 3-9 y 3-10,

$$Q = VI \text{ sen } \phi = VI_q = (S^2 - P^2)^{1/2} \tag{3-14}$$

La carga inductiva que se muestra en la figura 3-2*a* tiene un valor positivo de ϕ, donde la corriente se queda atrás del voltaje. De acuerdo con la ecuación 3-14, una carga inductiva absorbe vars positivos, que también se llaman vars en atraso. Por el contrario, una carga capacitiva absorbe vars negativos, que también se llaman vars en adelanto (en otras palabras, suministra vars positivos al sistema eléctrico).

Debe entenderse la importancia física de S, P y Q. El costo de la mayoría de equipos eléctricos, como generadores, transformadores y líneas de transmisión, aumenta con $S = VI$, pues su nivel de aislamiento eléctrico y tamaño del núcleo magnético dependen de V, y su tamaño de conductor depende de I. La potencia P tiene una importancia física, pues representa el índice de trabajo útil que se realiza más las pérdidas de potencia. En la mayoría de las situaciones es deseable que la potencia reactiva Q sea cero.

A partir de la discusión anterior se define otra cantidad que se llama *factor de potencia*, una medida de la efectividad con la que la carga absorbe la potencia real:

$$\text{Factor de potencia} = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \cos\phi \tag{3-15}$$

que no tiene dimensión. En el caso ideal, el factor de potencia deberá ser 1.0 (es decir, Q debe ser cero) para absorber potencia con una magnitud de corriente mínima, y por tanto minimizar las pérdidas en el equipo eléctrico y posiblemente en la carga.

■ ***Ejemplo 3-1*** Una carga inductiva conectada a una fuente de CA de 120 V y 60 Hz absorbe 1 kW con un factor de potencia de 0.8. Calcúlese la capacitancia requerida en paralelo con la carga para producir el factor de potencia combinada de 0.95 (en retraso).

Solución

Para la carga:

$$P_L = 1\,000\ W$$

$$S_L = \frac{1\,000}{0.8} = 1\,250\ \text{VA}$$

$$Q_L = \sqrt{S_L^2 - P_L^2} = 750\ \text{VA (en retraso)}$$

Por ende, la potencia compleja de la carga es

$$\mathbf{S}_L = P_L + jQ_L$$

$$= 1\,000 + j750\ \text{VA}$$

La potencia reactiva jalada por el condensador se representa como $-jQ_C$ porque la corriente del condensador se queda adelante del voltaje por 90°. Por tanto, el total de la potencia compleja suministrada de la fuente es

$$S = (P_L + jQ_L) - jQ_C$$

$$= P_L + j(Q_L - Q_C)$$

Puesto que el factor de potencia combinada es 0.95 (de retraso),

$$S = \sqrt{P_L^2 + (Q_L - Q_C)^2} = \frac{P_L}{0.95}$$

$$(Q_L - Q_C) = P_L\sqrt{\left(\frac{1}{0.95^2} - 1\right)} = 328.7\ \text{VA (de retraso)}$$

y por tanto,

$$Q_C = 750 - 328.7 = 421.3\ \text{VA (adelantado)}$$

Puesto que

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C} = \frac{V^2}{(1/\omega C)} = V^2 \omega C$$

$$C = \frac{421.3 \times 10^6}{2\pi \times 60 \times 120^2} = 77.6\ \mu F$$ ■

3-2-3-3 Circuitos trifásicos

Durante condiciones operativas de estado permanente es posible analizar circuitos trifásicos como el de la figura 3-3*a* por fase. Por lo general se supone que la secuencia de fase positiva sea *a-b-c*. Con valores de rms para representar las magnitudes,

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_a &= \frac{\mathbf{V}_a}{\mathbf{Z}} = \frac{Ve^{jo}}{Ze^{j\phi}} = \frac{V}{Z}e^{-j\phi} = Ie^{-j\phi} \\ \mathbf{I}_b &= \mathbf{I}_a e^{-j2\pi/3} = Ie^{-j(\phi+2\pi/3)} \\ \mathbf{I}_c &= \mathbf{I}_a e^{j2\pi 3} = Ie^{-j(\phi-2\pi/3)} \end{aligned} \tag{3-16}$$

donde $I = V/Z$. Suponiendo que si **Z** es una impedancia inductiva con un valor positivo de ϕ, el voltaje de la fase y los fasores de corriente se muestran en la figura 3-3*b*.

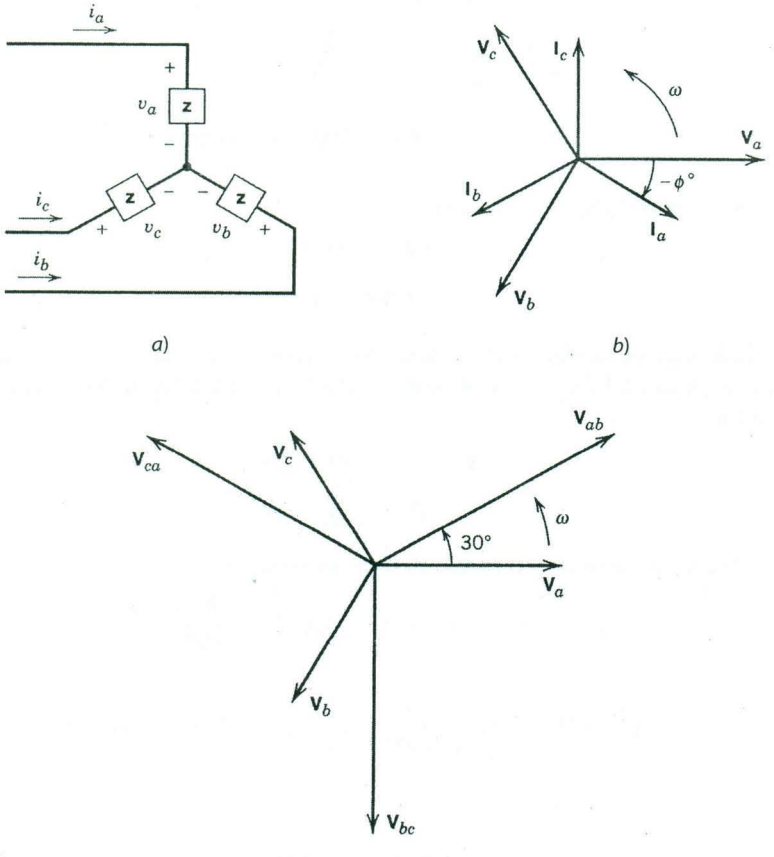


Figura 3-3 Circuito trifásico.

Es posible calcular los voltajes de línea a línea desde los voltajes de fases, al reconocer por ejemplo que $v_{ab} = v_a - v_b$. La figura 3-3*c* muestra fasores de voltaje de línea a línea donde $\mathbf{V}_{ab} = V_{LL}e^{j\pi/6}$ va adelante de $\mathbf{V}_a$ por 30°, y la magnitud de voltaje rms de línea a línea es

$$V_{LL} = \sqrt{3}\ \mathrm{V} \tag{3-17}$$

Es posible calcular la potencia por fase como

$$S_{\text{fase}} = VI \quad \text{y} \quad P_{\text{fase}} = VI\cos\phi \tag{3-18}$$

Por tanto, en un sistema equilibrado, el total de la potencia trifásica se expresa como

$$S_{\text{trifase}} = 3S_{\text{fase}} = 3VI = \sqrt{3}V_{LL}I \tag{3-19}$$

y

$$P_{\text{trifase}} = 3P_{\text{fase}} = 3VI\cos\phi = \sqrt{3}V_{LL}I\cos\phi \tag{3-20}$$

El circuito trifásico de la figura antecedente opera con el mismo factor de potencia que el factor de potencia por fase denotado como cos ϕ.

Se deberá notar que incluso cuando un circuito trifásico opere con voltajes y corrientes no sinusoidales, su potencia total aún puede calcularse por fase, en tanto el circuito opere en una condición equilibrada y de estado permanente.

3-2-4 FORMAS DE ONDA NO SINUSOIDALES EN ESTADO PERMANENTE

En los circuitos de electrónica de potencia, las formas de ondas de CC o de CA de baja frecuencia se sintetizan con segmentos de una forma de onda de entrada. El voltaje de motor producido por el inversor de electrónica de potencia en un accionamiento motriz de CA se muestra en la figura 3-4*a*. Ocurre a menudo que la corriente de línea tomada de la fuente principal de alimentación por el equipo de electrónica de potencia se presente muy distorsionada, como se muestra en la figura 3-4*b*. En estado permanente, este tipo de formas de onda se repite con un periodo T y una frecuencia de $f\,(=\omega/2\pi) = 1/T$. Esta frecuencia de repetición se llama frecuencia fundamental, y suele designarse por el subíndice 1. Además de una componente dominante en la frecuencia fundamental, las formas de ondas en la figura 3-4 contienen componentes en las frecuencias indeseadas que son armónicos (múltiplos) de la frecuencia fundamental. Estos componentes se calculan con el análisis de Fourier.

3-2-4-1 Análisis de Fourier de formas de ondas repetitivas

En general, una forma de onda no sinusoidal $f(t)$ que se repite con una frecuencia angular ω se expresa como

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \tfrac{1}{2}a_0 + \sum_{h=1}^{\infty}\left\{a_h\cos(h\omega t) + b_h\ \mathrm{sen}(h\omega t)\right\} \tag{3-21}$$

donde $F_0 = \frac{1}{2}a_0$ es el valor promedio. En la ecuación 3-21,

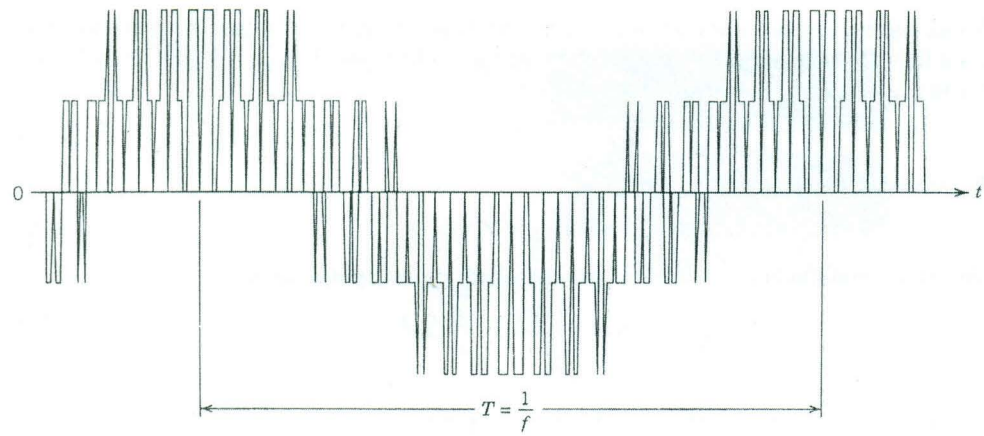
$$a_h = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\cos(h\omega t)\,d(\omega t) \quad h = 0,\cdots,\infty \tag{3-22}$$

y

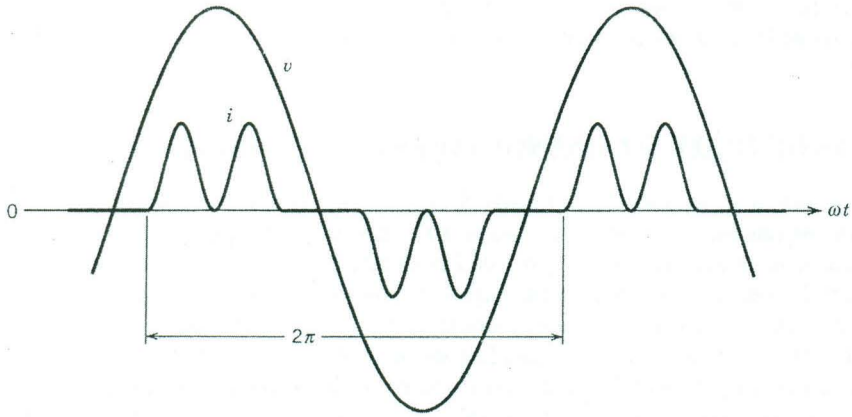
$$b_h = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\,\mathrm{sen}(h\omega t)\,d(\omega t) \quad h = 1,\cdots,\infty \tag{3-23}$$

A partir de las ecuaciones 3-21 y 3-22, el valor promedio (al notar que $\omega = 2\pi/T$)

$$F_0 = \tfrac{1}{2}a_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\,d(\omega t) = \frac{1}{T}\int_0^{T} f(t)\,dt \tag{3-24}$$



a)



b)

Figura 3-4 Formas de ondas no sinusoidales en estado permanente.

En la ecuación 3-21, cada componente de frecuencia $[f_h(t) = a_h\cos(h\omega t) + b_h\text{sen}(h\omega t)]$ puede representarse como fasor en términos de su valor rms,

$$\mathbf{F}_h = F_h e^{j\phi_h} \tag{3-25}$$

donde la magnitud de rms

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \tag{3-26}$$

y la fase ϕ_h está dada por

$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \tag{3-27}$$

Como mostraremos más tarde, el valor de rms de la función $f(t)$ se puede expresar en términos de los valores de rms de sus componentes de serie de Fourier

$$F = \left(F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \tag{3-28}$$

Cabe notar que muchas formas de ondas de CC como la de la figura 3-4 tienen un valor promedio de cero ($F_0 = 0$). Además, con la simetría de formas de ondas a menudo es posible simplificar los cálculos de a_h y b_h en las ecuaciones 3-22 y 3-23. La tabla 3-1 resume los tipos de simetría, condiciones requeridas y expresiones para a_h y b_h.

Tabla 3-1 La simetría en el análisis de Fourier

Simetría	*Condición requerida*	a_h y b_h
Par	$f(-t) = f(t)$	$b_h = 0 \quad a_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\cos(h\omega t)\, d(\omega t)$
Impar	$f(-t) = -f(t)$	$a_h = 0 \quad b_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\operatorname{sen}(h\omega t)\, d(\omega t)$
Media onda	$f(t) = -f(t + \frac{1}{2}T)$	$a_h = b_h = 0$ para h par
		$a_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\cos(h\omega t)\, d(\omega t)$ para h impar
		$b_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(t)\operatorname{sen}(h\omega t)\, d(\omega t)$ para h impar
Cuarto de onda par	Par y media onda	$b_h = 0$ para todos los h
		$a_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(t)\cos(h\omega t)\, d(\omega t) & \text{para } h \text{ impar} \\ 0 & \text{para } h \text{ par} \end{cases}$
Cuarto de onda impar	Impar y media onda	$a_h = 0$ para todos los h
		$b_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(t)\operatorname{sen}(h\omega t)\, d(\omega t) & \text{para } h \text{ impar} \\ 0 & \text{para } h \text{ par} \end{cases}$

3-2-4-2 Distorsión de corrientes de línea

La figura 3-5 muestra una corriente de línea i_s tomada del suministro de electricidad principal por el equipo de electrónica de potencia que se desvía considerablemente de una forma de onda sinusoidal. Esta corriente distorsionada también puede generar una distorsión en la tensión suministrada por la fuente de alimentación principal. Sin embargo, la distorsión en el voltaje de suministro suele ser pequeña. Con el fin de simplificar el análisis de modo significativo, se supondrá que el voltaje de entrada por el suministro de energía sea puramente sinusoidal con la frecuencia fundamental (con $\omega_1 = \omega$ y $f_1 = f$) como

$$v_s = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega_1 t \tag{3-29}$$

La corriente de entrada en estado permanente es la suma de sus componentes de Fourier (armónicos) como (aquí se supone que no hay ninguna componente de CC en i_s)

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \tag{3-30}$$

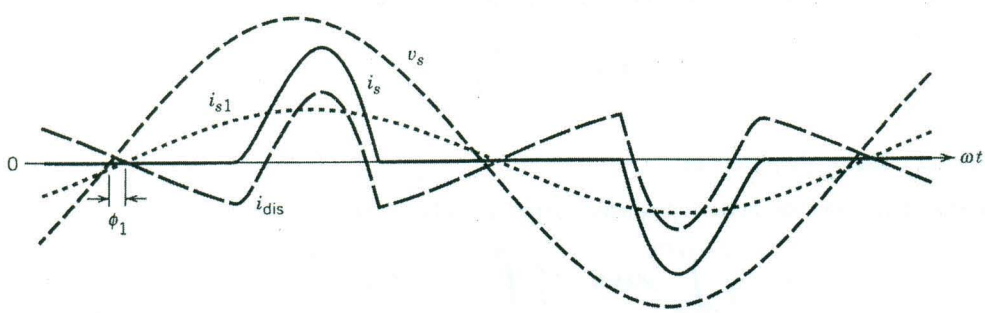


Figura 3-5 Distorsión de corriente de línea.

donde i_{s1} es el componente fundamental (de la línea de frecuencia) e i_{sh} es el componente en la frecuencia armónica $h, f_h(=hf_1)$. Estos componentes de corriente en la ecuación 3-30 se expresan como

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1}\ \text{sen}(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h\neq 1}\sqrt{2}I_{sh}\ \text{sen}(\omega_h t - \phi_h) \tag{3-31}$$

donde ϕ_1 es el ángulo de fase entre el voltaje de entrada sinusoidal supuesto v_s e i_{s1} (un valor positivo de ϕ_1 significa que la corriente i_{s1} va atrás del voltaje). El valor de rms I_s de la corriente de línea se calcula al aplicar la definición de rms dada por la ecuación 3-5 a la forma de onda de i_s, como en la siguiente ecuación (donde $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$):

$$I_S = \left(\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} i_s^2(t)\ \text{dt}\right)^{1/2} \tag{3-32}$$

Se sustituye i_s de la ecuación 3-30 en la ecuación 3-32 y, notando que las integrales de todos los términos de productos cruz (es decir, el producto de dos componentes de frecuencia) son individualmente cero,

$$I_S = \left(I_{s1}^2 + \sum_{h\neq 1} I_{sh}^2\right)^{1/2} \tag{3-33}$$

El monto de la distorsión en la forma de onda de voltaje o corriente (aquí en la corriente de entrada) se cuantifica por medio de un índice llamado *distorsión armónica total* (*total harmonic distortion*, THD). El componente de distorsión i_{dis} de la corriente de la ecuación 3-30 es

$$i_{\text{dis}}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h\neq 1} i_{sh}(t) \tag{3-34}$$

Esto se grafica en la figura 3-5. En términos de los valores de rms,

$$I_{\text{dis}} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left(\sum_{h\neq 1} I_{sh}^2\right)^{1/2} \tag{3-35}$$

La THD en la corriente se define como

$$\begin{aligned} \%\text{THD}_i &= 100 \times \frac{I_{\text{dis}}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \sqrt{\sum_{h\neq 1}\left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}}\right)^2} \end{aligned} \tag{3-36}$$

donde el subíndice i indica la THD en la corriente. Un índice similar THD_v se expresa mediante sus componentes de voltaje en la ecuación 3-36.

En muchas aplicaciones es importante conocer el valor pico $I_{s,\text{pico}}$ de la forma de onda i_s en la figura 3-5 como proporción de la corriente de rms total I_s. Esta proporción se define como

$$\text{Factor de cresta} = \frac{I_{s,\text{pico}}}{I_s} \tag{3-37}$$

3-2-4-3 Potencia y factor de potencia

Se comienza con la definición básica de la potencia promedio, en la figura 3-5

$$P = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} p(t)\ dt = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t)\ dt \tag{3-38}$$

Se usa v_s de la ecuación 3-29 e i_s de la ecuación 3-31 y una vez más se nota que las integrales de todos los términos de productos cruz son de manera individual cero:

$$P = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \text{sen}\,\omega_1 t \cdot \sqrt{2}I_{s1}\text{sen}(\omega_1 t - \phi_1)\,dt = V_s I_{s1}\cos\phi_1 \tag{3-39}$$

Observe que los componentes de corriente en frecuencias armónicas no contribuyen a la potencia promedio (real) tomada de la fuente de voltaje sinusoidal v_s. La potencia aparente S es el producto del voltaje de rms V_s y la corriente de rms I_s (como en la ecuación 3-10 para cantidades sinusoidales),

$$S = V_s I_s \tag{3-40}$$

El factor de potencia (PF) es el mismo que en la ecuación 3-15 para cantidades sinusoidales:

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \tag{3-41}$$

Con las ecuaciones 3-39 a 3-41,

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1}\cos\phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\phi_1 \tag{3-42}$$

El factor de potencia de desplazamiento (*displacement power factor*, DPF, que es lo mismo que el factor de potencia en circuitos lineales con voltajes y corrientes sinusoidales) se define como el coseno del ángulo ϕ_1:

$$\text{DPF} = \cos\phi_1 \tag{3-43}$$

Por tanto, el factor de potencia con una corriente no sinusoidal es

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\text{DPF} \tag{3-44}$$

Por la ecuación 3-35 nos damos cuenta de que una gran distorsión en la forma de onda de corriente generará un valor pequeño de I_{s1}/I_s, y por ende un factor de potencia bajo. En términos de las ecuaciones 3-36 y 3-44, el factor de potencia se expresa como

$$\text{PF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_i^2}}\text{DPF} \tag{3-45}$$

3-2-5 RESPUESTA DE INDUCTORES Y CONDENSADORES

Como lo muestran los fasores en la figura 3-6 en una condición de estado permanente sinusoidal, la corriente va atrás del voltaje por 90° en un inductor y se adelanta al voltaje por 90° en un condensador (capacitor). Los voltajes y corrientes están relacionados por

$$\mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{V}_L}{j\omega L} = \left(\frac{\mathbf{V}_L}{\omega L}\right)e^{-j\pi/2} \quad \text{en un inductor} \tag{3-46}$$

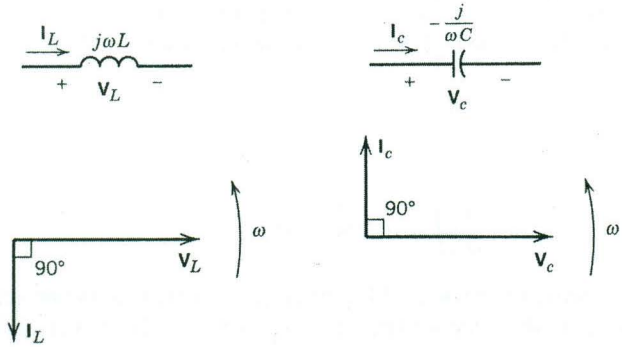


Figura 3-6 Representaciones fasoriales.

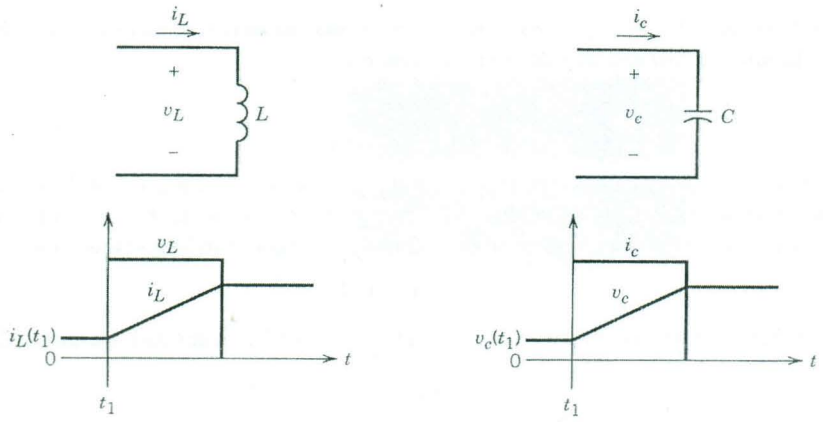


Figura 3-7 Respuesta de inductores y condensadores.

e

$$\mathbf{I}_c = j\omega C\mathbf{V}_c = (\omega C\mathbf{V}_c)e^{j\pi/2} \quad \text{en un capacitor} \tag{3-47}$$

En un inductor, $L(di_L/dt) = v_L(t)$, y por tanto,

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L}\int_{t_1}^{t} v_L d\xi \qquad t > t_1 \tag{3-48}$$

donde ξ es la variable de integración e $i_L(t_1)$ es la corriente del inductor en el momento t_1. En la figura 3-7*a* se aprecia la corriente del inductor en respuesta a un pulso de voltaje donde al principio, en $t = t_1$, el inductor tiene una corriente de $i_L(t_1)$. Se observa que, si bien el voltaje del inductor puede saltar de forma instantánea, la corriente del inductor no puede saltar instantáneamente.

En la figura 3-7*b* se aprecia la corriente del condensador en respuesta al pulso de corriente, donde $v_c(t_1)$ es el voltaje inicial del condensador en $t = t_1$. Como $C(dv_c/dt) = i_c$,

$$v_c(t) = v_c(t_1) + \frac{1}{C}\int_{t_1}^{t} i_c \, d\xi \qquad t > t_1 \tag{3-49}$$

donde ξ es la variable de integración. Si un condensador (capacitor) es un dual eléctrico de un inductor, su corriente puede saltar instantáneamente, pero su voltaje no puede cambiar de modo instantáneo.

3-2-5-1 V_L e I_c medios en estado permanente

Ahora consideraremos un concepto frecuente en la electrónica de potencia. Piense en los circuitos de las figuras 3-8*a* y 3-9*a* en estado permanente, aunque los voltajes y corrientes de circuito no sean sinusoidales ni CC constantes. Una condición de estado permanente implica que las formas de ondas de voltaje y corriente se repitan con un periodo T; es decir,

$$v(t + T) = v(t) \quad \text{e} \quad i(t + T) = i(t) \tag{3-50}$$

En el caso de un inductor que opere en condición de estado permanente, la sustitución de $t = t_1 + T$ en la ecuación 3-48 y el reconocimiento de que $i_L(t_1 + T) = i_L(t_1)$ de la ecuación 3-50 resulta en

$$\int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0$$

o

$$\frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0 \tag{3-51}$$

donde ξ es la variable de integración. La ecuación 3-51 implica que, en estado permanente, el voltaje medio del inductor (promediado en un periodo) debe ser cero. Esto se ilustra con las formas de onda de la figura

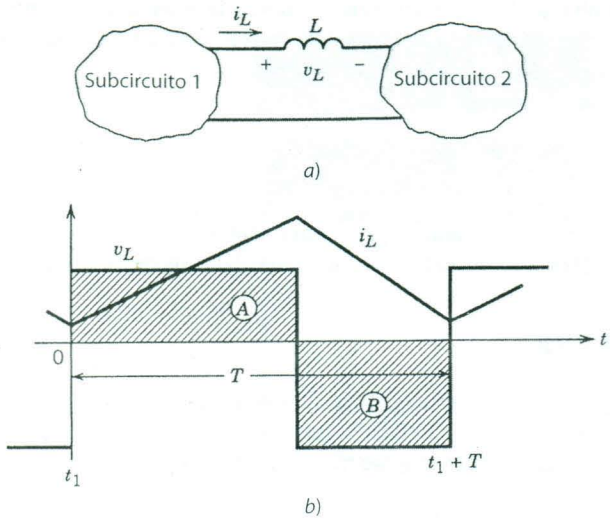


Figura 3-8 Respuesta del inductor en estado permanente.

3-8*b*, donde el área $A = B$. Como explicación física de esta propiedad, la integral del voltaje del inductor es igual al cambio en el acoplamiento indirecto del inductor, y la ecuación 3-51 implica que el cambio neto de flujo que acopla al inductor en un periodo de repetición es cero, lo cual es condición necesaria para la operación en estado permanente.

En caso de que un condensador opere en condición de estado permanente, sustituir $t = t_1 + T$ en la ecuación 3-49 y reconocer que $v_c(t_1 + T) = v_c(t_1)$ de la ecuación 3-50 resulta en

$$\int_{t_1}^{t_1+T} i_c \, d\xi = 0$$

o

$$\frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_1+T} i_c \, d\xi = 0 \tag{3-52}$$

donde ξ es la variable de integración. La ecuación 3-52 implica que, en estado permanente, la corriente media del condensador (promediado en un periodo) debe ser cero. Esto se ilustra con las formas de onda de la figura 3-9*b*, donde el área $A = B$. Como explicación física de esta propiedad, la integral de la corriente

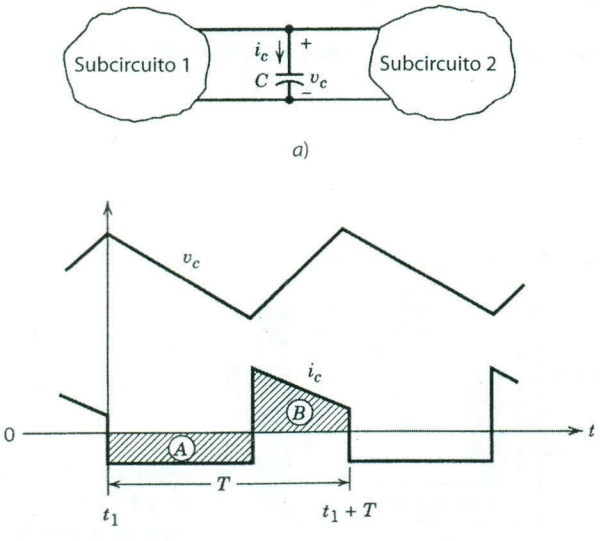


Figura 3-9 Respuesta del condensador en estado permanente.

del condensador es igual al cambio de la carga del condensador, y la ecuación 3-52 implica que el cambio neto de carga en el condensador en un periodo de repetición es cero, lo cual es condición necesaria para la operación en estado permanente.

3-3 CIRCUITOS MAGNÉTICOS

Los equipos de electrónica de potencia a menudo tienen componentes magnéticos, como inductores y transformadores. Abordaremos aquí algunos conceptos y definiciones básicos de circuitos magnéticos.

3-3-1 LA LEY DE AMPÈRE

Un conductor de corriente produce un campo magnético de intensidad H cuya unidad SI es amperios por metro (A/m). Según la ley de Ampère (figura 3-10*a*), la integral de línea de la intensidad del campo magnético H (con unidades de A/m) es igual a la corriente total (encerrada):

$$\oint H\, dl = \sum i \tag{3-53}$$

Para la mayoría de los circuitos prácticos, la ecuación antecedente se escribe como

$$\sum_k H_k l_k = \sum_m N_m i_m \tag{3-54}$$

Para el circuito de la figura 3-10*b*, la ecuación se vuelve $H_1 l_1 + H_g l_g = N_1 i_1$.

3-3-2 REGLA DE LA MANO DERECHA

El sentido de un campo H producido por un conductor de corriente se define por la regla de la mano derecha, en la que un tornillo con una rosca derecha se mueve en la misma dirección que el sentido de la corriente. El sentido del campo H se determina por la dirección rotativa del tornillo, como se muestra en la figura 3-11*a*. Esta regla se aplica para determinar el sentido del campo H producido en el núcleo de una bobina como la que se muestra en la figura 3-11*b*. El sentido de este campo H depende del sentido de la corriente y de la forma como esté embobinada la bobina.

3-3-3 DENSIDAD DEL FLUJO O CAMPO *B*

El campo H se relaciona con la densidad del flujo B o campo B por la propiedad del medio donde existan estos campos:

$$B = \mu H \tag{3-55}$$

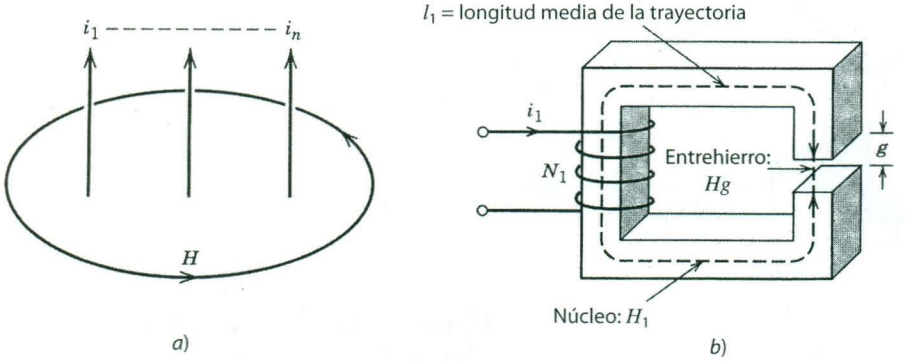


Figura 3-10 *a*) Formulación general de la ley de Ampère. *b*) Ejemplo específico de la ley de Ampère en el caso del devanado en un núcleo magnético con entrehierro.

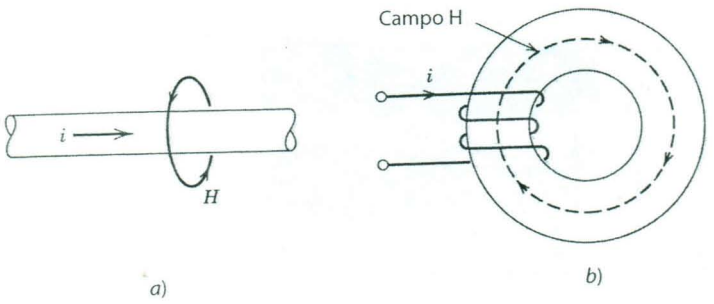


Figura 3-11 Determinación del sentido del campo magnético mediante la regla de la mano derecha en *a*) el caso general y *b*) un ejemplo específico de una bobina conductora de corriente embobinada sobre un núcleo toroidal.

donde B está en unidades SI de webers por metro cuadrado (Wb/m^2) o tesla (T) (un tesla es igual a un weber por metro cuadrado), y μ es la permeabilidad del medio en unidades SI de henrys por metro (H/m). La permeabilidad μ de un medio se define en términos de la permeabilidad del espacio o aire libre, μ_0, y una permeabilidad relativa μ_r:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \tag{3-56}$$

donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m y μ_r puede abarcar desde 1.0 para aire o un medio no magnético hasta varios miles para hierro.

La ecuación 3-55 manifiesta una relación lineal entre los campos B y H, en tanto μ permanezca constante, por ejemplo, en materiales no magnéticos o en los magnéticos que operen en una región lineal, muy por debajo de su densidad de flujo de saturación B_s, como se muestra en la figura 3-12. Más allá de B_s, un material magnético comienza a saturarse, como se muestra en la figura 3-12, y la permeabilidad incremental $\mu\Delta = \Delta B/\Delta H$ es mucho más pequeña que su permeabilidad en la región lineal.

3-3-4 CONTINUIDAD DE FLUJO

El campo B o la densidad de flujo representa la densidad de líneas de flujo por área de unidad. El flujo magnético ϕ que cruza un área se obtiene mediante la integral de superficie del campo B normal para esta área,

$$\phi = \iint_A B \, dA \tag{3-57}$$

Puesto que las líneas de flujo magnético forman bucles cerrados, las líneas de flujo que entran en un área de superficie cerrada deben ser iguales a las que salen de ella. A esto se le llama *continuidad de flujo*, y se representa como el íntegro de superficie cerrada de B, que es cero:

$$\phi = \iint_{A(\text{superficie cerrada})} B \, dA = 0 \tag{3-58}$$

Por ejemplo, en el circuito magnético de la figura 3-13, las ecuaciones 3-57 y 3-58 resultan en

$$B_1A_1 + B_2A_2 + B_3A_3 = 0 \quad \text{o sea} \quad \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0$$

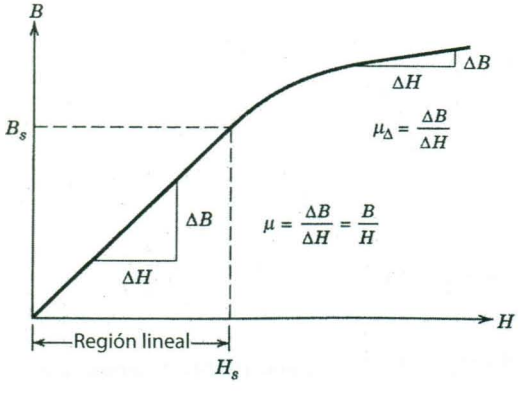


Figura 3-12 Relación entre campos B y H.

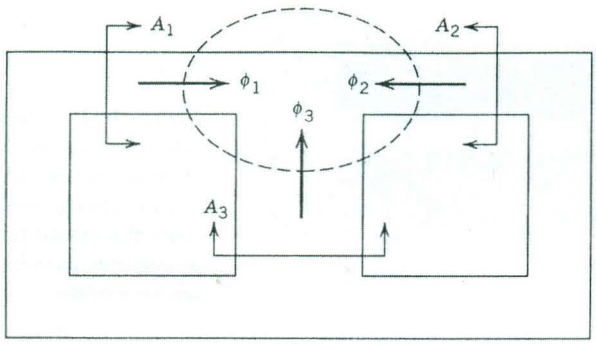


Figura 3-13 Continuidad de flujo.

En general,

$$\sum_k \phi_k = 0 \tag{3-59}$$

3-3-5 RESISTENCIA Y PERMEABILIDAD MAGNÉTICAS

La ley de Ampère en la forma de la ecuación 3-54 y la continuidad de flujo dada por la ecuación 3-58 pueden combinarse para definir la resistencia de un circuito magnético. En general, para un circuito magnético del tipo que se muestra en la figura 3-10*b*,

$$\sum_k H_k l_k = \sum_k H_k(\mu_k A_k)\frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_k (B_k A_k)\frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_k \phi_k \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \phi \sum_k \frac{l_k}{\mu_k A_k}$$

donde $\phi_k = \phi$ para cada k mediante la aplicación de la ecuación de continuidad de flujo de la ecuación 3-58. Por tanto, de la ecuación 3-54 y la ecuación antecedente se desprende que

$$\phi \sum_k \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_m N_m i_m \tag{3-60}$$

Para cada sección k, el término de la suma del lado derecho de la ecuación 3-60 se define como la reluctancia magnética en la trayectoria de las líneas de flujo magnético:

$$\mathcal{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k} \tag{3-61}$$

y por tanto,

$$\phi \sum_k \mathcal{R}_k = \sum_m N_m i_m \tag{3-62}$$

Para la estructura magnética sencilla que se muestra en la figura 3-14,

$$\phi \mathcal{R} = \text{Ni} \tag{3-63}$$

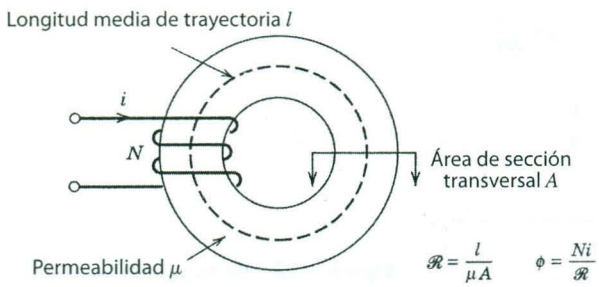


Figura 3-14 Resistencia magnética.

Tabla 3-2 Analogía eléctrica-magnética

Circuito magnético	*Circuito eléctrico*
mmf Ni	v
Flujo ϕ	i
Reluctancia $\mathcal{R}$	R
Permeabilidad μ	l/ρ, donde ρ = resistividad

Como se apreció en la ecuación 3-61, la reluctancia de un circuito magnético depende de la propiedad del medio magnético μ y su geometría l y A.

Si se conocen $\mathcal{R}_k$ e i_m en la ecuación 3-62 para circuitos parecidos al de la figura 3-10*b*, el flujo ϕ se calcula como

$$\phi = \frac{\sum_m N_m i_m}{\sum_k \mathcal{R}_k} \tag{3-64}$$

La permeabilidad de un circuito magnético se define como la recíproca de su resistencia:

$$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}} \tag{3-65}$$

3-3-6 ANÁLISIS DE CIRCUITOS MAGNÉTICOS

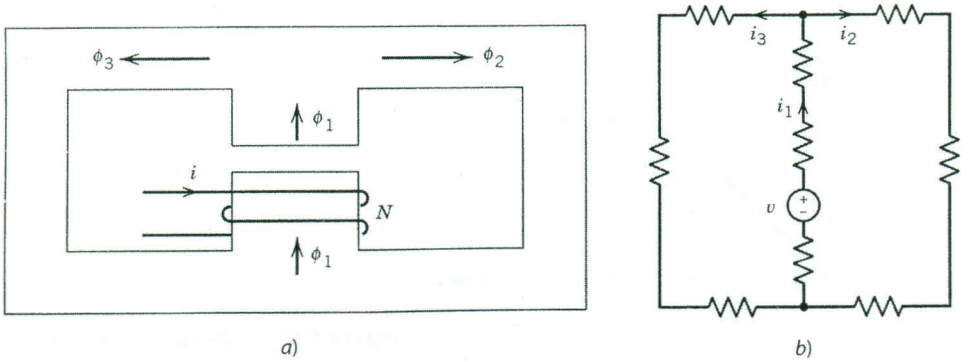
A fin de analizar los circuitos magnéticos, a menudo conviene recurrir a una analogía entre cantidades magnéticas y eléctricas, dada en la tabla 3-2, válida desde un punto de vista cuasiestático, es decir, en un instante dado.

Esto lleva a la analogía entre las ecuaciones de circuitos magnéticos y eléctricos de la tabla 3-3.

La figura 3-15*a* muestra un circuito magnético y la figura 3-15*b* muestra su análogo eléctrico, que se puede analizar fácilmente.

Tabla 3-3 Analogía de ecuaciones de circuitos eléctricos-magnéticos

Magnético	*Eléctrico (CC)*
$\frac{Ni}{\phi} = \mathcal{R} = \frac{l}{\mu A}$	Ley de Ohm: $\frac{v}{i} = R = \frac{l}{A/\rho}$
$\phi \sum_k \mathcal{R}_k = \sum_m N_m i_m$	Ley de voltaje de Kirchhoff: $i \sum_k R_k = \sum_m v_m$
$\sum \phi_k = 0$	Ley de corriente de Kirchhoff: $\sum_k i_k = 0$



a) *b)*

Figura 3-15 *a*) Circuito magnético. *b*) Análogo eléctrico.

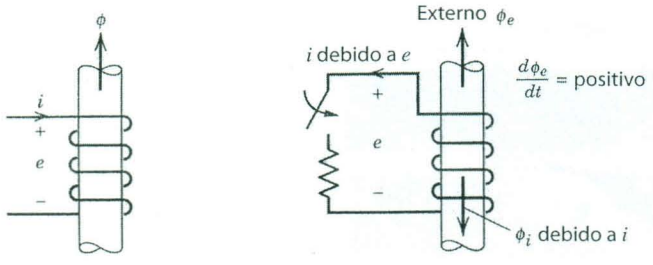


Figura 3-16 *a*) Sentido de flujo y polaridad de tensión. *b*) Ley de Lenz.

3-3-7 LEY DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA DE FARADAY

Considérese una bobina estacionaria con o sin núcleo magnético, como se muestra en la figura 3-16*a*. Por convención, se determina que la polaridad de tensión sea positiva en la terminal donde entra la corriente positiva. Aquí se usa el mismo conjunto de referencias que se aplica cuando se indica la ley de Ohm, $v = Ri$. Después de elegir el sentido de la corriente, se establece el sentido del flujo positivo mediante la regla de la mano derecha, vertical hacia arriba en la figura 3-16*a* para una corriente positiva. Luego se relaciona por medio de la ley de Faraday un acoplamiento indirecto de variación de tiempo de la bobina $N\phi$ al voltaje inducido como

$$e = +\frac{d(N\phi)}{dt} = N\frac{d\phi}{dt} \tag{3-66}$$

donde la polaridad de tensión positiva y el sentido de flujo son como se muestra en la figura 3-16*a*.

Esta polaridad de tensión inducida se confirma por la ley de Lenz de inducción electromagnética. Tratemos el flujo externo cambiante ϕ_e como causa, y la tensión inducida, como efecto. La polaridad de tensión inducida es tal que circula una corriente (si el circuito está cerrado) para oponerse al cambio del acoplamiento de flujo. Por tanto, en la figura 3-16*b*, si ϕ_e aumenta con el tiempo en el sentido indicado, la polaridad de la tensión inducida se obtiene al cerrar hipotéticamente el circuito por medio de una resistencia R. La corriente deberá salir de la terminal superior (según la regla de la mano derecha) a fin de oponerse al cambio en el acoplamiento de flujo de la bobina mediante la producción de ϕ_i. Esto implica que la tensión inducida tendría que ser positiva en la terminal superior de la bobina respecto de la terminal inferior.

3-3-8 COEFICIENTE DE INDUCCIÓN PROPIA *L* (AUTOINDUCTANCIA)

Una bobina como la que se muestra en la figura 3-17 tiene una inducción propia o simplemente inducción L, que se define como

$$L = \frac{N\phi}{i} \quad \text{o} \quad N\phi = Li \tag{3-67}$$

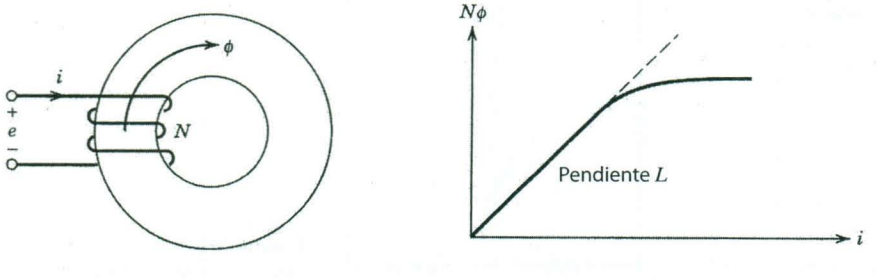


Figura 3-17 Inducción propia L.

donde por lo general, en el rango lineal del material del núcleo, L es independiente de i. Al sustituir $N\phi$ de la ecuación 3-67 en la ecuación 3-66, se tiene

$$e = L\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{dt} = L\frac{di}{dt} \quad \text{para una bobina estacionaria} \tag{3-68}$$

En bobinas con núcleos ferromagnéticos, $N\phi$ varía con i, como se muestra en la figura 3-17*b*, y se puede linealizar como indica la línea punteada. La pendiente de esta característica linealizada es igual a la inducción linealizada L.

En la ecuación 3-67, la sustitución para ϕ de la ecuación 3-63 arroja

$$L = \frac{N}{i}\frac{Ni}{\mathcal{R}} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \tag{3-69}$$

lo que muestra que la inducción de la bobina es una propiedad del circuito magnético y es independiente de i, en tanto no ocurra una saturación magnética.

3-3-9 TRANSFORMADORES

3-3-9-1 Transformadores con núcleos sin pérdida

Un transformador consiste en dos o más bobinas magnéticamente acopladas. La figura 3-18*a* muestra una sección transversal de un transformador conceptual con dos bobinas. Suponemos que el núcleo del transformador tiene las características de B-H que se muestran en la figura 3-18*b* y que $B(t)$ es siempre menos que B_s. El flujo total ϕ_1 en la bobina 1 está dado por

$$\phi_1 = \phi + \phi_{l1} \tag{3-70}$$

y el flujo total ϕ_2 en la bobina 2 está dado por

$$\phi_2 = -\phi + \phi_{l2} \tag{3-71}$$

En las ecuaciones 3-70 y 3-71, ϕ_{l1} y ϕ_{l2} son los flujos de fuga en las bobinas 1 y 2, respectivamente, y están diagramados en la figura 3-18*a*. El flujo ϕ en el núcleo acopla las dos bobinas y está dado por

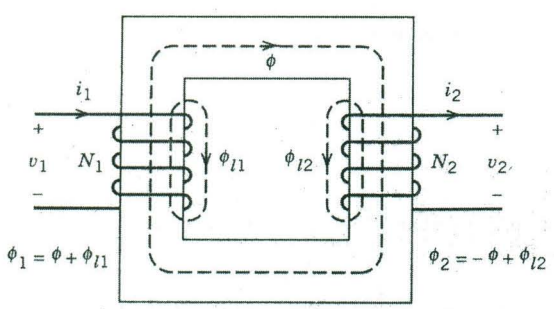
$$\phi = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{\mathcal{R}_c} = \frac{N_1 i_m}{\mathcal{R}_c} \tag{3-72}$$

donde $\mathcal{R}_c$ es la resistencia del núcleo e i_m es la corriente magnetizadora dada por la ecuación 3-72 como

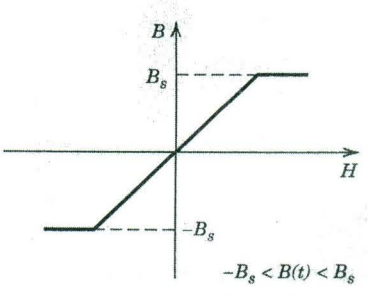
$$i_m = i_1 - \frac{N_2 i_2}{N_1} \tag{3-73}$$

Los flujos de fuga están indicados por

$$\phi_{l1} = \frac{N_1 i_1}{\mathcal{R}_{l1}} \tag{3-74}$$



a



b

Figura 3-18 *a*) Sección transversal de un transformador. *b*) Características de B-H del núcleo.

y

$$\phi_{l2} = \frac{N_2 i_2}{\mathcal{R}_{l2}} \tag{3-75}$$

donde $\mathcal{R}_{l1}$ y $\mathcal{R}_{l2}$ son las reluctancias de las trayectorias del flujo de fuga. Incluso en transformadores de buen diseño, los flujos de fuga son una parte no insignificante del total del flujo de las bobinas. Esto resulta en reluctancias de fugas que se deben tomar en cuenta en toda descripción de un transformador.

Los voltajes v_1 y v_2 en las terminales del transformador están indicados por

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \tag{3-76}$$

y

$$v_2 = -R_2 i_2 - N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \tag{3-77}$$

Las resistencias R_1 y R_2 dan cuenta de las pérdidas óhmicas en los devanados, causadas por la conductividad finita de los conductores. Los signos negativos en la ecuación 3-77 son el resultado de poner la polaridad del voltaje v_2 en positivo donde la corriente i_2 sale de la terminal de la bobina 2 (donde el sentido de ϕ_2 es consistente con la regla de la mano derecha aplicada a la bobina 2). Con las ecuaciones 3-70, 3-72 y 3-74 en la ecuación 3-76 para expresar los flujos en términos de las corrientes i_1 e i_2, tiene

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{l1}} \frac{di_1}{dt} + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} \tag{3-78}$$

De igual modo, el voltaje v_2 se expresa como

$$v_2 = -R_2 i_2 - \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{l2}} \frac{di_2}{dt} + \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} \tag{3-79}$$

La notación en la expresión para v_1 (ecuación 3-78) se simplifica mediante la definición de las siguientes cantidades:

$$\text{la emf (fuerza electromotriz) inducida en la bobina 1 } e_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} = L_m \frac{di_m}{dt} \tag{3-80a}$$

donde

$$\text{la inducción magnetizadora } L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \tag{3-80b}$$

y

$$\text{la inductancia de fugas para la bobina 1 } L_{l1} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{l1}} \tag{3-81}$$

Al emplear estas definiciones en la ecuación 3-78 se tiene que

$$v_1 = i_1 R_1 + L_{l1} \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = R_1 i_1 + L_{l1} \frac{di_1}{dt} + e_1 \tag{3-82}$$

Si el tercer término del lado derecho de la ecuación 3-79 se multiplica por N_1/N_1 y se define

$$L_{l2} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{l2}} \tag{3-83}$$

entonces la ecuación 3-79 se expresa como

$$v_2 = -R_2 i_2 - L_{l2} \frac{di_2}{dt} + \frac{N_2}{N_1} e_1 = -R_2 i_2 - L_{l2} \frac{di_2}{dt} + e_2 \tag{3-84}$$

donde e_2 es la emf inducida en la bobina 2.

Las ecuaciones 3-82 y 3-84 forman la base del circuito equivalente al transformador que se muestra en la figura 3-19*a*.

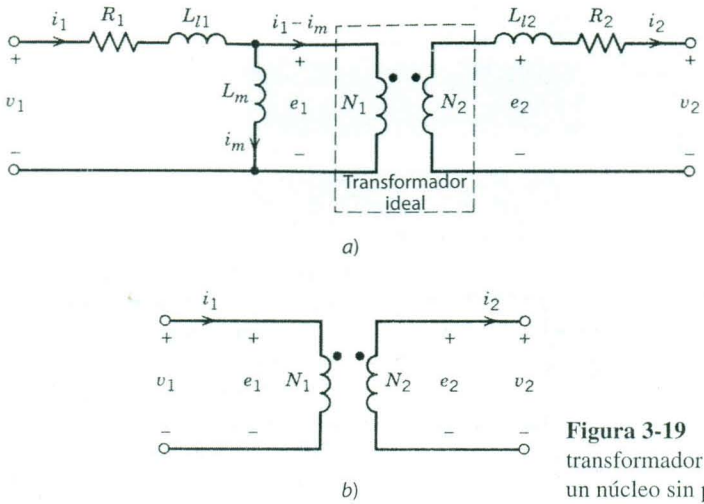


Figura 3-19 Circuito equivalente para *a*) un transformador físicamente realizable, devanado sobre un núcleo sin pérdidas, y *b*) un transformador ideal.

3-3-9-2 Transformadores ideales

Algunas veces, el circuito equivalente de un transformador puede simplificarse mediante las siguientes idealizaciones:

1. $R_1 = R_2 = 0$ (es decir, devanados a partir de conductores perfectos).
2. $\mathcal{R}_c = 0$ (permeabilidad del núcleo $\mu = \infty$) y, por tanto, $L_m = \infty$.
3. $\mathcal{R}_{l1} = \mathcal{R}_{l2} = \infty$ así que $L_{l1} = L_{l2} = 0$ (flujos de fuga ϕ_{l1} y $\phi_{l2} = 0$).

Si se pueden hacer estas idealizaciones, el equivalente del transformador se reduce al equivalente del transformador ideal que se muestra en la figura 3-19*b*. En las aproximaciones al transformador ideal, las ecuaciones 3-82 y 3-84 se reducen a

$$v_1 = e_1 \qquad v_2 = e_2 = \frac{N_2}{N_1} e_1 = \frac{N_2}{N_1} v_1 \quad \text{o} \quad \frac{v_1}{N_1} = \frac{v_2}{N_2} \tag{3-85}$$

La ecuación 3-72 se rescribe como $\mathcal{R}_c\phi = N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$ cuando $\mathcal{R}_c = 0$. Por ende, pueden expresarse las corrientes como

$$N_2 i_2 = N_1 i_1 \quad \text{o} \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \tag{3-86}$$

Las ecuaciones 3-85 y 3-86 son la descripción matemática de un transformador ideal. Observe que el circuito equivalente para el transformador físicamente realizable de la figura 3-19*a* contiene un transformador ideal.

3-3-9-3 Transformadores con núcleos que tienen histéresis

Si el transformador está devanado en un núcleo magnético que tiene una característica de *B-H* con histéresis, como se muestra en la figura 3-20, el flujo variante en el tiempo en el núcleo disipará la potencia en el

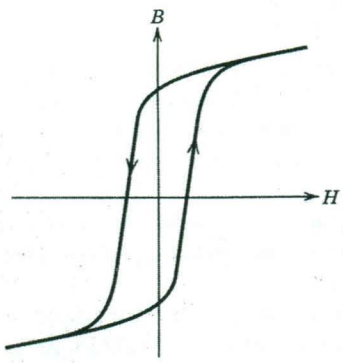


Figura 3-20 Característica de *B-H* de un núcleo de un transformador que tiene histéresis y por ende pérdidas magnéticas.

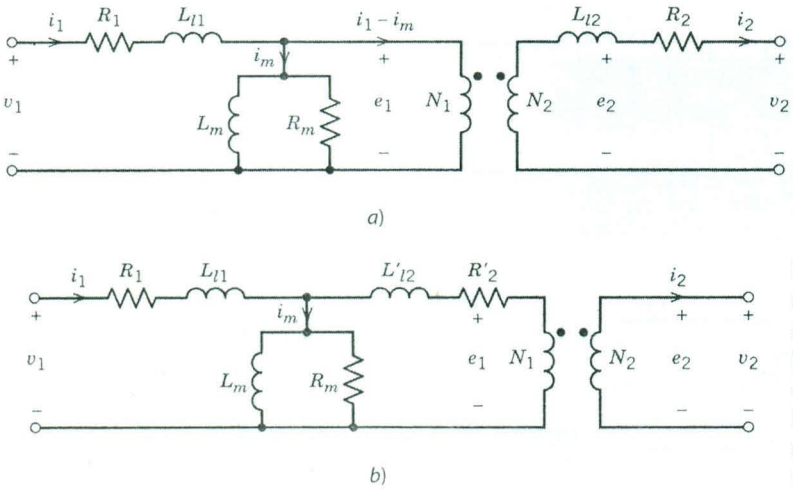


Figura 3-21 Circuito equivalente de un transformador, con los efectos de pérdida por histéresis. *a*) Los componentes del circuito están en ambos lados (los lados de la bobina 1 y de la bobina 2) del transformador ideal. *b*) Los componentes del lado secundario (bobina 2) están reflejados a través del transformador ideal hacia el lado primario (bobina 1).

núcleo. Esta disipación o pérdida se debe tomar en consideración en el circuito equivalente del transformador. Según la ecuación 3-72, la corriente magnetizadora i_m es la que genera el flujo en el núcleo, y en el circuito equivalente magnéticamente sin pérdida de la figura 3-19*a*, i_m fluye a través de la inductancia magnetizante L_m. En presencia de pérdidas del núcleo, i_m aún genera el flujo en el núcleo, así que una manera conveniente para modelar las pérdidas del núcleo en el circuito equivalente del transformador es por medio de una resistencia, ya sea en serie con L_m o en paralelo con L_m. La práctica estándar es incluir una resistencia R_m en paralelo con L_m, como se muestra en la figura 3-21*a*, lo que hace las pérdidas del núcleo iguales a e_1^2/R_m.

3-3-9-4 Inductancias de fuga por unidad

El total de la inductancia de fuga, vista desde un lado (por ejemplo, desde el lado de la bobina 1) se escribe como

$$L_{l,\text{total}} = L_{l1} + L'_{l2} \tag{3-87}$$

donde L'_{l2} es L_{l2} reflejado a través del transformador ideal en el circuito equivalente de la figura 3-21*a* hacia el lado primario (lado de la bobina 1) del transformador. Aquí, L'_{l2} se expresa como

$$L'_{l2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_{l2} \tag{3-88}$$

De igual manera, la resistencia de devanado R_2 se refleja a través del transformador ideal hacia el lado de la bobina 1 del circuito equivalente, y se escribe como

$$R'_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2 \tag{3-89}$$

En la figura 3-21*b* se muestra el circuito equivalente resultante para el transformador con todos los componentes no ideales pero aún lineales hacia el lado primario (bobina 1) del transformador. Para el análisis aproximado en transformadores con valores superiores a unos cuantos kilo-volt-amperios, normalmente es posible ignorar las resistencias de devanado y suponer que el núcleo magnético es ideal (es decir, $R_1, R_2 = 0$ y $R_m, L_m = \infty$).

El total de la inductancia de fuga $L_{l,\text{total}} = L_{l1} + L'_{l2}$ a menudo se especifica por unidad o porcentaje del voltaje del transformador y valores de voltios-amperios. Esto se puede ilustrar con un ejemplo.

■ ***Ejemplo 3-2*** Un transformador de 110/220 V, 60 Hz monofásico de 1 kVA tiene una reactancia de fuga de 4%. Calcule su inductancia de fuga total en *a*) al lado de 110 V y en *b*) al lado de 220 V.

Solución

Si suponemos que el lado de 110 V es el lado 1 y el lado de 220 el lado 2, $N_1/N_2 = 0.5$. Supongamos que L_{lt1} es la inductancia de fuga total en el lado 1 y L_{lt2} en el lado 2.

a) Para el lado 1,

$$V_{1,\text{nominal}} = 110 \text{ V}$$

$$I_{1,\text{nominal}} = \frac{1\,000}{110} = 9.09 \text{ A}$$

$$Z_{1,\text{base}} = \frac{V_{1,\text{nominal}}}{I_{1,\text{nominal}}} = \frac{110}{9.09} = 12.1\ \Omega$$

Por tanto,

$$L_{lt1} = \frac{0.04 \times Z_{1,\text{base}}}{2\pi \times 60} = 1.28 \text{ mH}$$

b) Para el lado 2,

$$V_{2,\text{nominal}} = 220 \text{ V}$$

$$I_{2,\text{nominal}} = \frac{1\,000}{220} = 4.54 \text{ A}$$

$$Z_{2,\text{base}} = \frac{V_{2,\text{nominal}}}{I_{2,\text{nominal}}} = 48.4\ \Omega$$

Por tanto,

$$L_{lt2} = \frac{0.04 \times Z_{2,\text{base}}}{2\pi \times 60} = 5.15 \text{ mH}$$

Observe que $L_{lt1} = (N_1/N_2)^2 L_{lt2}$. ■

RESUMEN

1. El estado permanente en un circuito de electrónica de potencia se define como la condición cuando las formas de ondas del circuito se repiten con un periodo T que depende de la naturaleza específica del circuito.
2. Para tensiones y corrientes sinusoidales en circuitos monofásicos y trifásicos están definidas las siguientes cantidades: valores rms, potencia media, potencia reactiva o vars, y factor de potencia.
3. Se repasa el análisis de Fourier para expresar formas de ondas no sinusoidales en estado permanente en términos de sus componentes de frecuencia armónicos.
4. Se define un índice de distorsión llamado distorsión armónica total (THD) para tensiones y corrientes no sinusoidales.
5. En caso de tensiones sinusoidales suministradas por el servicio de electricidad público, se definen el factor de potencia de desplazamiento (DPF) y el factor de potencia (PF) para cargas no lineales que jalan corrientes no sinusoidales.
6. En el estado permanente en circuitos de electrónica de potencia, el promedio de voltaje a través de un inductor es cero. De igual modo, el promedio de corriente a través de un condensador es cero.
7. Se repasan los siguientes principios básicos: la ley de Ampère, la regla de la mano derecha, la densidad de flujo o campo B, la continuidad de flujo, y la resistencia y permeabilidad magnéticas.
8. Para el análisis de circuitos magnéticos, se recurre a una analogía entre el circuito magnético y el circuito eléctrico instantáneo. Se repasa la ley de inducción magnética de Faraday y la definición de inducción propia.
9. Se repasan los conceptos básicos relativos a los transformadores.

PROBLEMAS

3-1 Con valores rms para representar sus magnitudes, el voltaje a través de una carga y la corriente que entra en ella son los siguientes en forma de vectores de fáseres:

$$\mathbf{V} = Ve^{j\alpha^\circ} \quad \text{e} \quad \mathbf{I} = Ie^{-j\phi^\circ}$$

Demuestre que la potencia instantánea $p(t) = v(t) \cdot i(t)$ se escribe como $p(t) = P + P\cos 2\omega t + Q \operatorname{sen} 2\omega t$, donde el promedio de potencia $P = VI\cos\phi$ y la potencia reactiva $Q = VI \operatorname{sen}\phi$.

3-2 En el problema 3-1, $V = 120$ V e $\mathbf{I} = e^{-j30^\circ}$ A.

a) Trace lo siguiente como una función de ωt:

i) v, i y $p(t)$

ii) i_p como se definió en la ecuación 3-12 y $p_1 = v \cdot i_p$

iii) i_q como se definió en la ecuación 3-13 y $p_2 = v \cdot i_q$

b) Calcule el promedio de potencia P.

c) Calcule el valor pico de p_2 en la parte *a*) y Q de la ecuación 3-14.

d) Calcule el factor de potencia de carga (PF). ¿La carga es inductiva o capacitiva? ¿Jala la carga vars positivos?

3-3 Para las formas de onda de la figura P3-3, calcule sus valores medios y los valores rms de los componentes fundamentales y armónicos de la frecuencia.

3-4 En las formas de onda de la figura P3-3 del problema 3-3, $A = 10$ y $u = 20^\circ$ ($u_1 = u_2 = u/2$), donde sea aplicable. Calcule sus valores rms totales como sigue:

a) Con los resultados del problema 3-3 en la ecuación 3-28.

b) Con la definición del valor rms que se da en la ecuación 3-5.

3-5 Consulte el problema 3-4 y calcule lo siguiente:

a) Para cada una de las formas de onda *a-e*, calcule la proporción de *i*) el componente de frecuencia fundamental al valor rms total y *ii*) del componente de distorsión al valor rms total.

b) Para las formas de onda *f* y *g*, calcule la proporción del valor medio al valor rms total.

3-6 Se aplica un voltaje sinusoidal $v = \sqrt{2}\,V \operatorname{sen}\omega t$ a una carga monofásica. La corriente que jala la carga corresponde a una de las formas de onda *a-e* de la figura P3-3. El cruce cero de la corriente de la forma de onda *se rezaga* de la forma de onda del voltaje en $\omega t = \phi^\circ$. Con los resultados de los problemas 3-3 y 3-4, calcule la potencia media que jala la carga, el factor de potencia de desplazamiento (DPF), la distorsión armónica total (THD) y el factor de potencia de cada forma de onda de los siguientes factores numéricos: $V = 120$ V, $A = 10$ A, $\phi = 30^\circ$ y $u = 20^\circ$ ($u_1 = u_2 = u/2$), donde sea aplicable.

3-7 Se proporciona una carga inductiva trifásica equilibrada en estado permanente desde una fuente de voltaje trifásico con una fase de voltaje de 120 V rms. La carga jala un total de 10 kW en un factor de potencia de 0.85 (retrasado). Calcule el valor rms de las corrientes de fase y la magnitud de la impedancia de carga por fase. Grafique un diagrama de fáseres que muestre los tres voltajes y corrientes.

3-8 Se filtra y aplica un voltaje de entrada de una forma de onda repetitiva a través de la carga de resistencia, como se muestra en la figura P3-8. Suponga que el sistema está en estado permanente. Suponga que $L = 5$ μH y $P_{\text{Carga}} = 250$ W.

a) Calcule el voltaje medio de salida V_o.

b) Suponga que $C \to \infty$ de modo que $v_o(t) \simeq V_o$. Calcule I_{Carga} y el valor rms de la corriente del condensador i_c.

c) En la parte *b*), trace v_L e i_L.

3-9 Las formas de onda repetitivas para la corriente que entra en una carga y el voltaje a través de ella en la figura P3-9 se muestran mediante segmentos lineales. Calcule la potencia media P que entra en la carga.

3-10 En la figura P3-9 se supone que el máximo (mínimo) de la carga de voltaje sea mayor (menor) que V_{prom} por 1%. Del mismo modo, en la corriente, la fluctuación alrededor de su valor medio es ±5%. Calcule el error en porcentaje si se supone que el promedio de potencia es $V_{\text{prom}}I_{\text{prom}}$, comparado con su valor exacto.

3-11 Un transformador está devanado sobre un núcleo toroidal. Al devanado primario se le suministra un voltaje de onda rectangular con una amplitud de ±50 V y una frecuencia de 199 kHz. Suponga una densidad de flujo uniforme en el núcleo y calcule el número mínimo de giros del devanado primario que se requiere para mantener la densidad de flujo pico en el núcleo debajo de 0.15 Wb/m^2 si el área de sección transversal del núcleo es de 0.635 cm^2.

Trace las formas de onda del voltaje y densidad de flujo en estado permanente como funciones de tiempo.

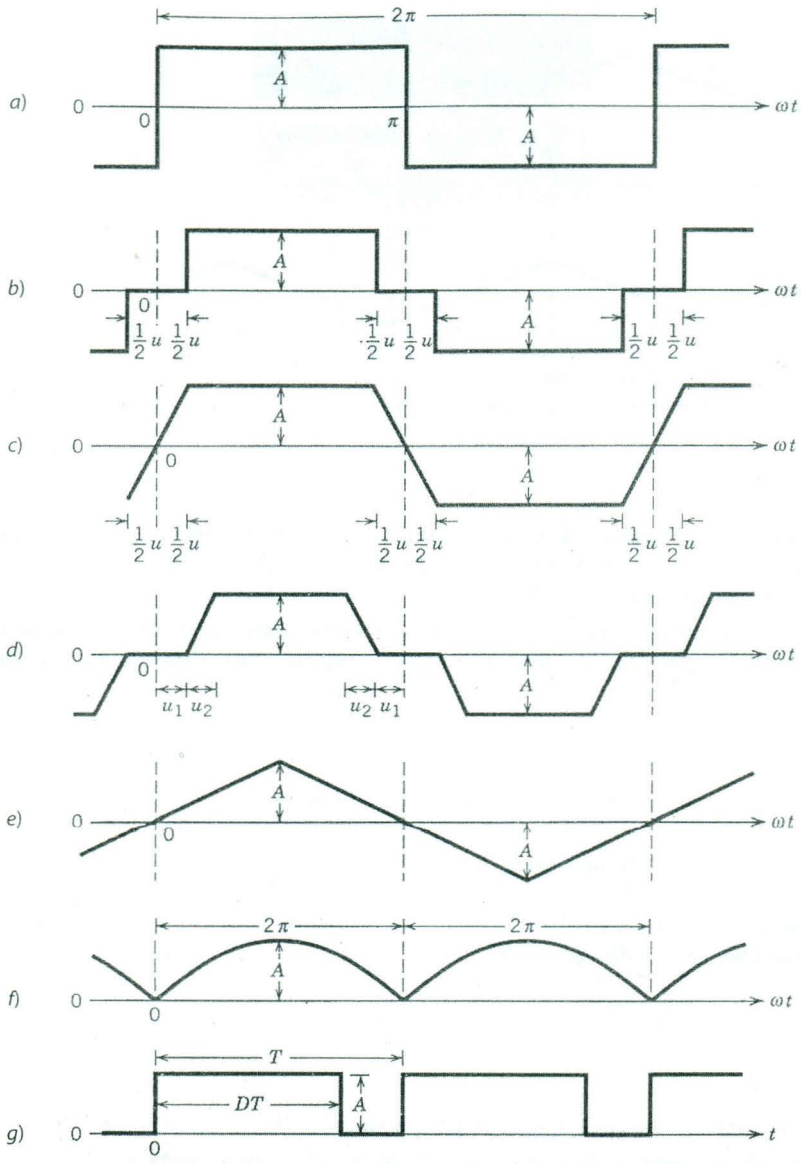
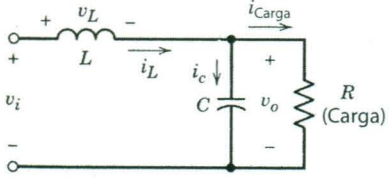


Figura P3-3



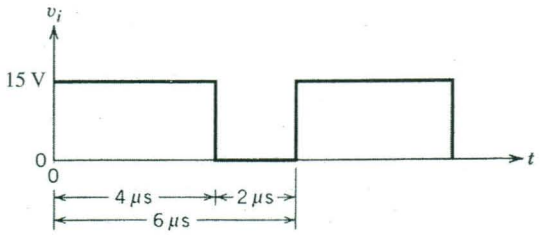


Figura P3-8

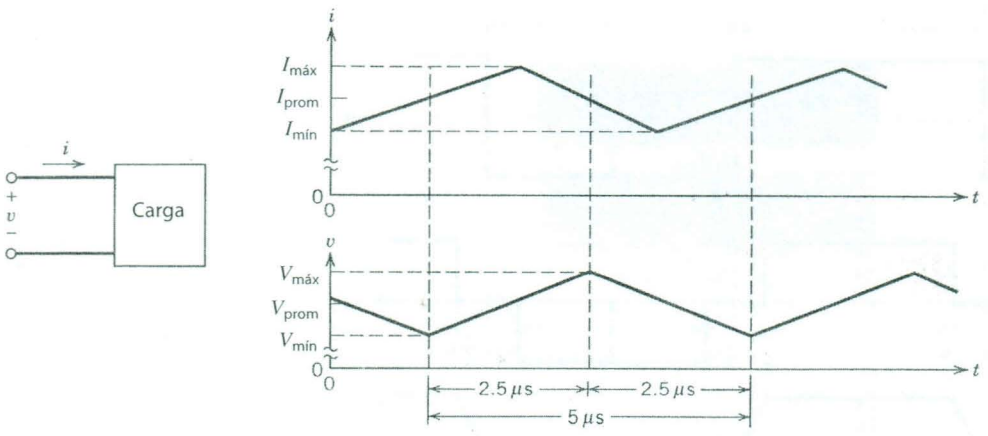


Figura P3-9

3-12 Un núcleo toroidal tiene entrehierros distribuidos que hacen que la permeabilidad relativa sea igual a 125. El área de sección transversal del núcleo es 0.113 cm^2, y la longitud media de la ruta, 3.12 cm. Calcule el número de giros requeridos para obtener una inductancia de 25 μH.

3-13 En el ejemplo 3-2, calcule la regulación del voltaje del transformador en porcentaje, si el voltaje de entrada es 110 V al transformador, que suministra sus kVA de carga completa a una carga con los siguientes factores de potencia:

a) 1.0

b) 0.8 (de retraso)

Observe que la regulación del voltaje del transformador se define como

$$\text{Porcentaje de regulación} = 100 \times \frac{V_{\text{salida, sin carga}} - V_{\text{salida, carga completa}}}{V_{\text{salida, sin carga}}}$$

3-14 Consulte el problema 3-11 y calcule la inductancia magnetizadora L_m si la longitud media de la ruta es igual a 3.15 cm y su permeabilidad relativa $\mu_r = 2\,500$.

REFERENCIAS

1. H.P. Hsu, *Fourier Analysis*, Simon & Schuster, Nueva York, 1967.
2. Cualquier texto de introducción a los circuitos eléctricos y campos magnéticos.

CAPÍTULO 4

SIMULACIÓN POR COMPUTADORA DE CONVERTIDORES Y SISTEMAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

4-1 INTRODUCCIÓN

El propósito de este capítulo es la descripción breve del papel de las simulaciones por computadora en el análisis y diseño de sistemas de electrónica de potencia. Se hablará del proceso de simulación y de algunos paquetes de software de simulación para esta aplicación.

En sistemas de electrónica de potencia como el de la figura 1-1, que luego se repite en la figura 4-1, los convertidores para el procesamiento de energía consisten en interruptores de componentes pasivos, diodos, tiristores y otros de estado sólido. Por tanto, cambia la topología de circuitos cuando se abren y cierran estos interruptores como función de tiempo bajo la dirección del controlador. Por lo regular no es posible, y a menudo no es deseable, que se resuelva para los estados de circuitos (tensiones y corrientes) en forma cerrada como una función de tiempo. Sin embargo, mediante la simulación por computadora es posible modelar estos circuitos.

Emplearemos la simulación por computadora a lo largo de este libro como medida didáctica *opcional*. Las simulaciones por computadora son comunes en la investigación para analizar el comportamiento de nuevos circuitos, lo que permite comprenderlos mejor. En la industria sirven para acortar el proceso de diseño en general, ya que suele ser más fácil estudiar la influencia de un parámetro sobre el comportamiento del sistema en la simulación en comparación con hacerlo en el laboratorio con una tarjeta experimental [1].

Con las simulaciones se calculan las formas de onda de circuitos, el desempeño dinámico y de estado permanente de sistemas, y las especificaciones de tensiones y corrientes de diferentes componentes. Por lo regular habrá diferentes iteraciones entre varios pasos. Conforme se desarrolla la confianza en la simulación, puede que sea posible ampliar las simulaciones de forma que incluyan cálculos de pérdidas de potencia. Esto permite que un diseño térmico asegure el aumento de temperatura dentro del sistema a niveles aceptables.

Sin embargo, se deberá notar que en la electrónica de potencia, mucho más que en la electrónica de niveles de señales, la simulación por computadora y un prototipo de hardware de comprobación de concepto en el laboratorio se complementan entre sí. Es decir, la simulación por computadora no se deberá ver como sustituto de un prototipo de hardware (tarjeta experimental).

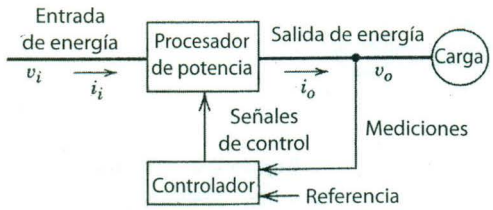


Figura 4-1 Sistema de electrónica de potencia: diagrama de bloques.

4-2 LOS RETOS EN LA SIMULACIÓN POR COMPUTADORA

Al principio tenemos que darnos cuenta de que existen varios factores que hacen de la simulación por computadora un gran reto:

1. Los interruptores de estado sólido, como diodos y tiristores, presentan una no linealidad extrema durante su transición de un estado a otro. El programa de simulación debe ser capaz de representar esta conmutación entre estados en forma adecuada.
2. La simulación puede durar mucho tiempo. Las constantes de tiempo o, en otras palabras, el tiempo de respuesta de varias partes dentro del sistema, pueden discrepar por varios órdenes de magnitud. Ejemplo: en un accionamiento motriz, los interruptores de semiconductores tienen tiempos de conmutación de microsegundos o menos, mientras que la constante de tiempo mecánica o el tiempo de respuesta del motor y de la carga podrán ser del orden de segundos o incluso minutos. Esto requiere que la simulación proceda con paso de tiempo muy breve a fin de tener la resolución para representar las constantes de tiempo más pequeñas, por ejemplo, la conmutación, con precisión. En la misma simulación, el tiempo máximo de simulación es normalmente largo y está impuesto por la constante de tiempo más larga.
3. No siempre hay modelos precisos disponibles. En particular, esto sucede con dispositivos de semiconductores de potencia (incluso para diodos de potencia sencillos), pero también con componentes magnéticos tales como inductores y transformadores.
4. El controlador en el diagrama de bloques de la figura 4-1, que puede ser analógico o digital, tiene que modelarse junto con los convertidores de potencia.
5. Aunque sólo sean de interés las formas de onda de estado permanente, el tiempo de simulación es por lo regular lo bastante largo, debido a valores desconocidos de los estados de circuito iniciales al principio de la simulación.

Estos retos implican una evaluación cuidadosa del objetivo de la simulación. Por lo general, no es deseable simular todos los aspectos del sistema en detalle (por lo menos no al inicio, aunque se puede hacer como último paso). La razón es que el tiempo de simulación puede ser muy largo y la información final puede ser abrumadora, lo que ocultaría los fenómenos de interés. Al respecto, la mejor simulación es la más sencilla posible y la que cumpla con el objetivo inmediato. En otras palabras, hay que simplificar el sistema para cumplir con los objetivos de simulación. En la siguiente sección se abordarán algunas opciones.

4-3 PROCESO DE SIMULACIÓN

En la electrónica de potencia se tienen que llevar a cabo varios tipos de análisis. Para cada tipo de análisis existe una cantidad correspondiente de detalles de simulación en los cuales deberán estar representados los componentes de circuitos y los controladores. En las siguientes secciones se hablará de estos tipos de análisis. Es importante notar que en cada paso podrá ser deseable verificar los resultados de simulación por medio de un prototipo de hardware en el laboratorio.

4-3-1 SIMULACIÓN DE BUCLE (LAZO) ABIERTO Y SEÑALES GRANDES

A fin de conocer mejor el comportamiento de un nuevo sistema, con frecuencia se comienza con la simulación del procesador de potencia con señales de control especificadas antes, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4-2. El objetivo de esta simulación es obtener varias formas de ondas de voltaje y

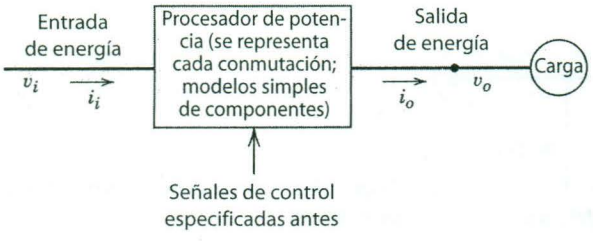


Figura 4-2 Simulación de bucle (lazo) abierto y señales grandes.

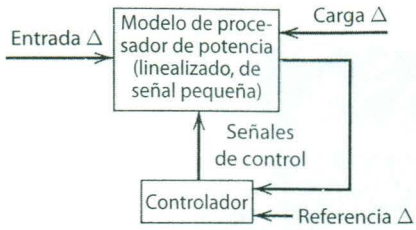


Figura 4-3 Diseño de controlador y modelo de señales pequeñas (linealizado).

corriente dentro de los convertidores del procesador de potencia para verificar que el circuito se comporte correctamente y como pronosticaron los cálculos analíticos. Al final, este paso proporciona una opción para la topología de circuitos y los valores de los componentes.

Esta simulación incluye cada apertura y cierre de los interruptores, y la simulación se lleva a cabo a través de un gran número de ciclos de conmutación para alcanzar el estado permanente. La mayoría de las veces, en esta fase de la simulación no se obtiene ningún beneficio de la inclusión de modelos muy detallados de componentes del circuito. Por tanto, los componentes del circuito, en especial los de conmutación, deben representarse por sus modelos sencillos (simplificados). Debido a que aún no se realiza el diseño del controlador y a que el comportamiento dinámico del sistema ante los cambios en las condiciones operativas no es de interés en esta fase temprana, el controlador no está representado. Por tanto, esto se llama una simulación de bucle o lazo abierto.

4-3-2 DISEÑO DE SEÑAL PEQUEÑA (LINEAL) Y DEL CONTROLADOR

Por medio de una topología de circuito elegida y de los valores de componentes puede desarrollarse un modelo lineal (de señal pequeña, figura 4-3) del procesador de potencia como función de transferencia, con base en las técnicas que se describirán más adelante. El punto importante es que en este tipo de modelo los interruptores están representados por sus características promedio. Una vez que tengamos un modelo linealizado del circuito, existen métodos conocidos de la teoría de control para el diseño del controlador con la finalidad de asegurar la estabilidad y la respuesta dinámica a perturbaciones o cambios ligeros (indicados por Δ en la figura 4-3) en la entrada, carga y referencia. Existen paquetes comerciales de software especializado que automatizan el proceso de diseño de controladores [2].

4-3-3 COMPORTAMIENTO DE SISTEMAS DE BUCLE CERRADO Y SEÑALES GRANDES

Una vez diseñado el controlador, se debe verificar el desempeño del sistema mediante la combinación de controlador y circuito en una operación de bucle cerrado, en respuesta a perturbaciones grandes, como cambios de pasos en carga y entradas. El diagrama de bloques se muestra en la figura 4-4. Esta simulación de señales grandes se realiza en dominio temporal a través de un lapso amplio que incluye muchos (miles de) ciclos de conmutación. Por tanto, los dispositivos de conmutación deberán estar representados por sus modelos sencillos (idealizados). Sin embargo, se podrá incluir la saturación y otras no linealidades y pérdidas correspondientes. Es suficiente representar al controlador en una de estas simulaciones de la manera más sencilla posible, en lugar de representarlo en detalle al nivel de componente mediante operacionales amplificadores, comparadores, etcétera.

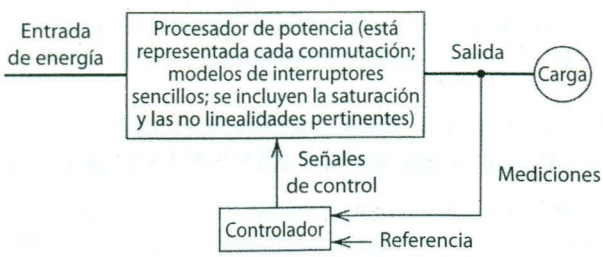


Figura 4-4 Comportamiento de un sistema de bucle cerrado y señales grandes.

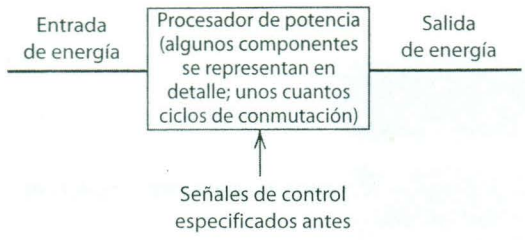


Figura 4-5 Detalles de conmutación.

4-3-4 DETALLES DE CONMUTACIÓN

En el paso de simulación previo, el objetivo fue obtener el comportamiento general del sistema que sólo se ve afectado de manera marginal por las no idealidades de dispositivos de semiconductores. Ahora el objetivo es obtener sobretensiones, pérdidas de potencia y otros esfuerzos de componentes debido a la naturaleza no ideal de los dispositivos de conmutación y las inductancias y capacitancias de dispersión dentro del procesador de potencia. Saber esto es necesario para seleccionar las características, y evaluar la necesidad de circuitos de protección tales como amortiguadores, y la de minimizar las inductancias y capacitancias de dispersión. El diagrama de bloques se muestra en la figura 4-5.

Para obtener esta información sólo se tienen que simular unos cuantos ciclos de conmutación con valores del peor escenario de tensiones y corrientes obtenido en las simulaciones anteriores. En vez del circuito completo, sólo una parte del circuito en investigación se deberá modelar en detalle. Únicamente se necesita la simulación de unos cuantos ciclos para obtener los esfuerzos del peor caso porque se repiten con cada ciclo. Para este fin se necesitan modelos detallados y precisos de los dispositivos de conmutación.

4-4 LAS MECÁNICAS DE SIMULACIÓN [1]

Después de establecer los tipos de análisis necesarios, el siguiente paso es determinar las mejores herramientas para la tarea. Hay dos opciones básicas: 1) simuladores orientados en circuitos y 2) programas de solución de ecuaciones. Estas opciones se analizarán a continuación en forma genérica.

4-4-1 SIMULADORES ORIENTADOS EN CIRCUITOS

A través de los años, se hicieron considerables esfuerzos en el desarrollo de software para simuladores orientados a circuitos. En estos paquetes de software el usuario necesita proporcionar la topología de los circuitos y los valores de los componentes. El simulador genera internamente las ecuaciones de circuito, por completo transparentes para el usuario. Según el simulador, el usuario tiene la flexibilidad de seleccionar los detalles de los modelos componentes. La mayoría de los simuladores permite especificar los controladores por medio de una función de transferencia o por modelos de componentes tales como amplificadores operativos, comparadores, etcétera.

4-4-2 PROGRAMAS DE SOLUCIÓN DE ECUACIONES

Una alternativa para los simuladores orientados en circuitos es la descripción de circuito y controlador mediante ecuaciones diferenciales y algebraicas. Se tienen que desarrollar las ecuaciones para todos los estados posibles en los que pueda operar el circuito. Tal vez haya muchos de estos estados. Luego se tiene que describir la lógica que determina el estado del circuito y el conjunto correspondiente de ecuaciones diferenciales con base en las condiciones del circuito. Estas ecuaciones algebraicas/diferenciales se resuelven con un lenguaje de alto nivel, como C o FORTRAN, o por medio de paquetes de software específicamente diseñados para este propósito, los cuales proporcionan opciones para rutinas de integración, resultados gráficos, etcétera.

4-4-3 COMPARACIÓN DE SIMULADORES ORIENTADOS EN CIRCUITOS Y PROGRAMAS DE SOLUCIÓN DE ECUACIONES

Para usar simuladores orientados en circuitos, el tiempo de configuración inicial es corto, y resulta fácil realizar los cambios en la topología y control de los circuitos. Normalmente hay muchos modelos integrales para

los componentes y controladores (análogos y digitales). Es posible segmentar el sistema general en módulos más pequeños o bloques constructivos para ponerlos a prueba de modo individual y combinarlos después.

Del lado negativo hay poco control sobre el proceso de simulación, lo que puede ocasionar tiempos de simulación largos o, peor aún, problemas de convergencia numérica o de oscilación, lo que causa que la simulación se detenga. Los pasos para superar estas dificultades no suelen ser obvios, y quizá requieran el método de prueba y error.

Por otro lado, los programas de solución de ecuaciones dan el control total sobre el proceso de simulación, como el método de integración pertinente, el paso de tiempo de simulación, etc. Esto permite acortar el tiempo de simulación (ejecución). Como se trata de herramientas universales, los programas de solución de ecuaciones también pueden ser útiles en aplicaciones distintas de la simulación de electrónica de potencia.

Del lado negativo, se necesita normalmente un tiempo largo para la configuración inicial porque el usuario debe desarrollar todas las combinaciones posibles de las ecuaciones diferenciales y algebraicas. Puede que incluso un cambio menor en la topología del circuito y en el control requiera el mismo esfuerzo que la configuración inicial.

En conjunto, los simuladores orientados en circuitos son mucho más fáciles de usar y por tanto se emplean mucho más. Los programas de solución de ecuaciones tienden a usarse en circunstancias especiales. Se abordarán las características de algunos paquetes de software de mayor uso en las secciones 4-6 y 4-7.

4-5 TÉCNICAS DE SOLUCIÓN PARA EL ANÁLISIS DE DOMINIO TEMPORAL

Tanto los simuladores orientados en circuitos como los programas de solución de ecuaciones tienen que resolver ecuaciones diferenciales como una función de tiempo. Para cada planteamiento, el usuario debe conocer los conceptos fundamentales para la resolución de estas ecuaciones.

En la electrónica de potencia, los circuitos suelen ser lineales, pero cambian como una función del tiempo debido a la acción de los interruptores. Un conjunto de ecuaciones diferenciales describe el sistema por cada estado del circuito. En la presente sección se analizará una técnica de solución numérica por medio de un ejemplo sencillo que permite el cálculo de variables del sistema como función del tiempo.

4-5-1 ECUACIONES DIFERENCIALES LINEALES

La figura 4-6*a* muestra un circuito equivalente simplificado que representa un suministro de tensión regulado en modo de conmutación de las figuras 1-3 y 1-4*a*, del capítulo 1. En este ejemplo, un cambio del estado del interruptor de la figura 1-3 afecta el voltaje v_{oi} en el circuito de la figura 4-6*a* ($v_{oi} = V_d$ cuando el interruptor está activo, y $v_{oi} = 0$ cuando está inactivo). Por ende, la misma topología de circuito aplica en ambos estados del interruptor. Se incluye la resistencia del inductor r_L.

La forma de onda del voltaje v_{oi} se muestra en la figura 4-6*b*, donde la relación de trabajo del interruptor $D = t_{enc}/T_s$ se determina por el controlador en el sistema real, con base en las condiciones de operación.

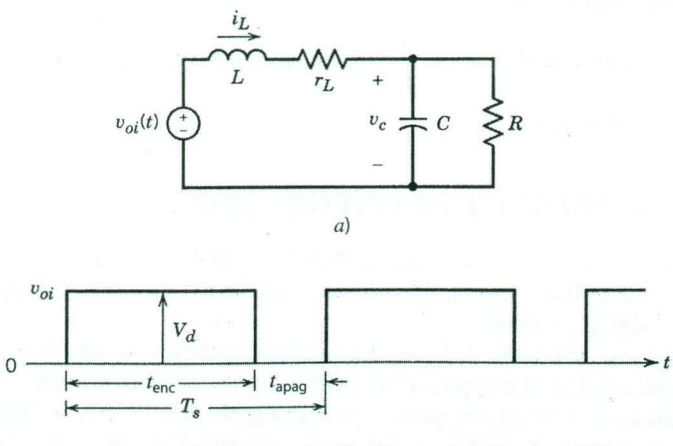


Figura 4-6 Circuito equivalente simplificado de una fuente de energía regulada de modo de conmutación (igual que en la figura 1-3).

Las ecuaciones se escriben en términos del voltaje del condensador v_c y la corriente del inductor i_L, las llamadas variables de estado, pues describen el estado del circuito. Se supone que en el tiempo $t = 0$, al principio de la simulación, se conocen la corriente del inductor inicial $i_L(0)$ y el voltaje inicial del condensador $v_c(0)$. Al aplicar la ley de corriente de Kirchhoff (KCL) y la ley de voltaje de Kirchhoff (KVL) en el circuito de la figura 4-6*a*, obtenemos las siguientes dos ecuaciones:

$$r_L i_L + L\frac{di_L}{dt} + v_c = v_{oi} \quad \text{(KVL)} \tag{4-1}$$

$$i_L - C\frac{dv_c}{dt} - \frac{v_c}{R} = 0 \quad \text{(KCL)} \tag{4-2}$$

Al dividir ambos lados de la ecuación 4-1 entre L, y los de la ecuación 4-2 entre C, se les expresa en la forma usual de la matriz de variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \dfrac{di_L}{dt} \\ \dfrac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{r_L}{L} & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{oi}(t) \tag{4-3}$$

La ecuación que antecede se puede escribir como

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}g(t) \tag{4-4}$$

donde $\mathbf{x}(t)$ es un vector de variable de estado y $g(t)$ es la entrada única:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad g(t) = v_{oi}$$

La matriz $\mathbf{A}$ y el vector $\mathbf{b}$ son

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{r_L}{L} & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4-5}$$

En general, la matriz de transición de estado $\mathbf{A}$ y el vector de entrada $\mathbf{b}$ pueden ser funciones del tiempo, y la ecuación 4-4 se puede escribir como

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}(t)g(t) \tag{4-6}$$

Con un paso de tiempo de integración Δt, la solución de la ecuación 4-6 en el tiempo t se puede expresar en términos de la solución en el $t - \Delta t$:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^{t} [\mathbf{A}(\zeta)\mathbf{x}(\zeta) + \mathbf{b}(\zeta)g(\zeta)]\, d\zeta \tag{4-7}$$

donde ζ es una variable de integración.

4-5-2 MÉTODO TRAPEZOIDAL DE INTEGRACIÓN

Existen muchos métodos numéricos elegantes para resolver la integral en la ecuación 4-7. No obstante, sólo se analizará una técnica que se llama método trapezoidal y que se usa en dos programas de resolución de circuitos de uso amplio: SPICE y EMTP.

Este método emplea una aplicación de interpolación lineal entre los valores en el tiempo $t - \Delta t$ y t, suponiendo que se conozca $\mathbf{x}(t)$ en el tiempo t. Como $\mathbf{x}(t)$ es lo que se está calculando en la ecuación 4-7, suponer su conocimiento *a priori* ubica este método en la categoría de los métodos "implícitos". La figura 4-7 ilustra este método de integración en forma gráfica para una variable única $x(t)$, donde A y b son esca-

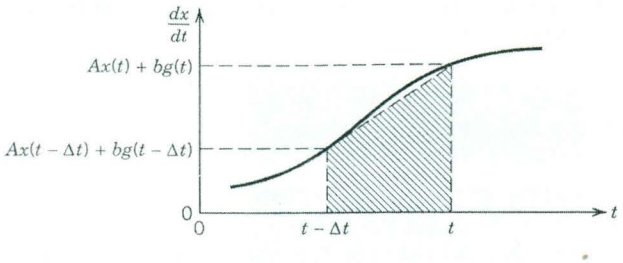


Figura 4-7 Método trapezoidal de integración.

lares. Como implica el nombre, el área trapezoidal, mediante la interpolación lineal entre los valores en el tiempo $t - \Delta t$ y t, aproxima el valor de la integral. Al aplicar este método a la ecuación 4-7 tenemos

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \tfrac{1}{2}\Delta t\,[\mathbf{A}(t - \Delta t)\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t)] + \tfrac{1}{2}\Delta t[\mathbf{b}(t - \Delta t)g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t)g(t)] \quad (4\text{-}8)$$

Cabe notar que la ecuación anterior es una ecuación algebraica que en este caso también es lineal. Por tanto, al reordenar los términos, obtenemos

$$[\mathbf{I} - \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}(t)]\,\mathbf{x}(t) = [\mathbf{I} + \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}(t - \Delta t)]\,\mathbf{x}(t - \Delta t) + \tfrac{1}{2}\Delta t\,[\mathbf{b}(t - \Delta t)g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t)g(t)] \quad (4\text{-}9)$$

Si multiplicamos ambos lados de la ecuación 4-9 por el inverso de $[\mathbf{I} - \frac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}(t)]$, podemos despejar $\mathbf{x}(t)$:

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{I} - \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}(t)]^{-1}\{[\mathbf{I} + \tfrac{1}{2}\Delta t\mathbf{A}(t - \Delta t)]\mathbf{x}(t - \Delta t) + \tfrac{1}{2}\Delta t[\mathbf{b}(t - \Delta t)g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t)g(t)]\} \quad (4\text{-}10)$$

Por lo común, en sistemas de electrónica de potencia, **A** y **b** cambian cuando el estado del circuito cambia debido a una acción de conmutación. Sin embargo, para cualquier estado de circuito a través de un intervalo durante el cual el estado no cambia, la matriz de transición de estado **A** y el vector **b** son independientes del tiempo. Por tanto, $\mathbf{A}(t - \Delta t) = \mathbf{A}(t) = \mathbf{A}$ y $\mathbf{b}(t - \Delta t) = \mathbf{b}(t) = \mathbf{b}$. El uso de esta información en la ecuación 4-10 resulta en

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{M}\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{N}[g(t - \Delta t) + g(t)] \quad (4\text{-}11)$$

donde

$$\mathbf{M} = [\mathbf{I} - \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}]^{-1}[\mathbf{I} + \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}] \quad (4\text{-}12)$$

y

$$\mathbf{N} = [\mathbf{I} - \tfrac{1}{2}\Delta t\,\mathbf{A}]^{-1}(\tfrac{1}{2}\Delta t)\,\mathbf{b} \quad (4\text{-}13)$$

se tienen que calcular sólo una vez para cualquier estado del circuito, en tanto se mantenga constante el paso de tiempo Δt elegido para la solución numérica.

Una pregunta obvia en este momento es por qué resolver el estado del circuito con un pequeño paso de tiempo Δt en lugar de elegir un Δt que lleve al circuito desde su estado anterior de conmutación a su siguiente estado de conmutación. En la solución de circuitos lineales se tiene que elegir Δt como un valor mucho más pequeño que la constante de tiempo más corta que sea de interés en el circuito. Sin embargo, en la electrónica de potencia, Δt a menudo es aún más pequeño, determinado por la resolución con la que los instantes de conmutación deben estar representados. No sabemos de antemano en qué instante el circuito irá a su próximo estado, pues los valores de las propias variables del circuito determinan el instante cuando esta transición debe realizarse. Otro punto importante es que, cuando cambia el estado del circuito, los valores de las variables de estado en el tiempo final en el estado previo se usan como valores iniciales al principio del estado siguiente.

4-5-3 ECUACIONES DIFERENCIALES NO LINEALES [1]

En sistemas de electrónica de potencia se introducen no linealidades por la saturación de componentes (debido a valores de componentes que dependen de las corrientes y tensiones asociadas) y por los límites impuestos por el controlador. Un ejemplo es la capacitancia de salida de un MOSFET, que es una función

del voltaje a través de él. En estos sistemas, las ecuaciones diferenciales se pueden escribir del siguiente modo (donde **f** es una función no lineal general):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t),t) \tag{4-14}$$

La solución de la ecuación anterior se puede escribir como

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^{t} \mathbf{f}(\mathbf{x}(\zeta),\zeta)d\zeta \tag{4-15}$$

Por ejemplo, al aplicar la regla trapezoidal a la integral en la ecuación anterior obtenemos

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2}\{\mathbf{f}(\mathbf{x}(t),t) + \mathbf{f}(\mathbf{x}(t - \Delta t),t - \Delta t)\} \tag{4-16}$$

La ecuación 4-16 es no lineal y no se puede resolver en forma directa. Esto es así porque en el lado derecho de la ecuación 4-16, $\mathbf{f}(\mathbf{x}(t),t)$ depende de $\mathbf{x}(t)$. Estas ecuaciones se resuelven por medio de procesos iterativos que convergen con la solución dentro de un razonablemente pequeño número de iteraciones. Una técnica común de solución es el proceso iterativo de Newton-Raphson.

4-6 SIMULADORES ORIENTADOS EN CIRCUITOS DE USO GENERALIZADO

Existen varios simuladores orientados en circuitos universales: SPICE, EMTP, SABER y KREAN, por mencionar sólo unos cuantos. Dos de ellos, SPICE y EMTP, están disponibles en muchos lugares y se usan extensamente. Ambos tienen sus ventajas y desventajas. SPICE se desarrolló para simular circuitos integrales, y EMTP, para modelar sistemas de potencia. Debido a su amplia popularidad, se describirán brevemente en las siguientes secciones.

4-6-1 SPICE [3]

La abreviatura SPICE significa *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* (programa de simulación con énfasis en circuitos integrados). Se desarrolló en la Universidad de California, en Berkeley. SPICE es capaz de manejar no linealidades y ofrece un control automático del paso de tiempo de la integración. Existen varias versiones comerciales de SPICE que trabajan en computadoras personales y varios sistemas operativos populares. Una versión comercial de SPICE se llama PSpice [4].

En PSpice se agregaron muchos elementos para crear un simulador de múltiples niveles, donde los controladores pueden representarse por sus modelos de comportamiento, es decir, por su comportamiento de entradas/salidas, sin recurrir a una simulación de dispositivos. Hay una opción para ingresar los datos de entrada mediante el dibujo del esquema de circuito. Además de su uso en la industria, PSpice también goza de gran popularidad en la enseñanza de cursos universitarios nucleares de circuitos y electrónica. Por tanto, muchos estudiantes conocen PSpice. Una razón de la popularidad de PSpice es la disponibilidad y capacidad para compartir su versión de evaluación (que se usa en los salones de clase) de forma libre y sin costo. Esta versión de evaluación es muy poderosa para simulaciones de electrónica de potencia. Por ejemplo, todas las simulaciones en la referencia 5 usan solamente la versión de evaluación de PSpice. Por estas razones se usa PSpice en este libro en ejemplos y para problemas de tarea.

Con el fin de ilustrar cómo se ingresa la información sobre un circuito en un programa orientado en circuitos en general y en SPice en particular, se presenta un ejemplo muy sencillo. Vamos a considerar el circuito de la figura 1-3, que se presenta de nuevo en la figura 4-8*a*, donde la señal de control para el interruptor en una operación de bucle abierto es la forma de onda que se muestra en la figura 4-8*b*. Observe que incluimos de manera explícita la representación del diodo y del interruptor, mientras que pudiéramos presentar el circuito simple equivalente de la figura 4-6, que debe modificarse si la corriente del inductor en este circuito se vuelve discontinua. Esto demuestra la potencia de un simulador orientado en circuitos que automáticamente toma en cuenta los diferentes estados del circuito sin que el usuario tenga que especificarlos. En la presente simulación, el diodo se representa por un sencillo modelo integrado en PSpice, y el dispositivo de conmutación, por un interruptor sencillo controlado por tensión. En un simulador orientado

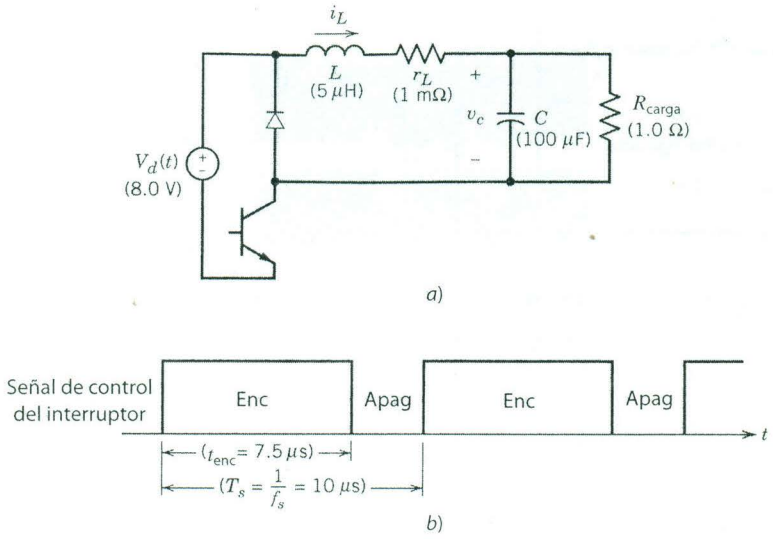


Figura 4-8 *a*) Circuito para la simulación. *b*) Forma de onda del interruptor.

en circuitos como PSpice, los modelos de dispositivos detallados pueden sustituirse si deseamos investigar detalles de conmutación.

En el primer paso tenemos que asignar números de nodos, como lo muestra el diagrama de la figura 4-9*a*, donde uno de los nodos se debe elegir como nodo de tierra (0). El transistor en la figura 4-8*a* se modela por medio de un interruptor controlado por tensión SW en el diagrama de la figura 4-9*a*, cuyo estado se determina por el voltaje en sus terminales de control. En el estado activo con un voltaje de control mayor a V_{enc} (= 1 V de valor predeterminado), el interruptor tiene una resistencia de estado activo pequeña R_{enc} (= 1 Ω de valor predeterminado). En el estado inactivo con un voltaje de control menor a V_{apag} (= 0 V de valor predeterminado), el interruptor está en su estado inactivo y se representa por una resistencia grande R_{apag} (= 10^6 Ω de valor predeterminado). Desde luego, los valores predeterminados son opcionales y el usuario puede especificar los valores más apropiados.

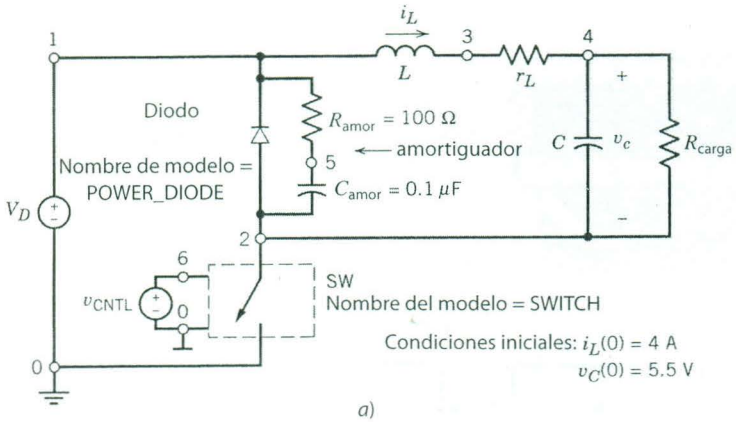
El listado del archivo del circuito de entrada para PSpice se muestra en la figura 4-9*b*. El voltaje de control repetitivo de la figura 4-8*b*, que determina el estado del interruptor SW, se modela por medio de una fuente de tensión que en PSpice se llama VCNTL. Existe un modelo integrado para diodos cuyos parámetros, como el parámetro de resistencia del estado activo R_s y la capacitancia de unión de polarización nula C_{jo}, se pueden cambiar; de lo contrario, el programa emplea los valores predeterminados.

Una discontinuidad repentina en SPICE puede ocasionar que el programa proceda con pasos de tiempo extremadamente pequeños, y en el peor de los casos podrá generar un problema de convergencia, donde los voltajes en algún nodo o algunos nodos podrán dejar de converger. Si esto sucede, la simulación se detiene con un mensaje de error. Hay muy pocas reglas definitivas para evitar que la solución deje de converger. Por tanto, siempre es mejor evitar las discontinuidades repentinas, por ejemplo, con un "amortiguador numérico" *R-C* a través de la corriente del diodo en la figura 4-9*a* para "suavizar" la discontinuidad presentada por la corriente del diodo que se va de forma repentina a cero. Del mismo modo, los tiempos de subida y bajada de VCNTL en la figura 4-9*a*, representados por PULSE en la figura 4-9*b*, están especificados como 1 ns cada uno en lugar de cero.

Las formas de onda de salida de la simulación se muestran en la figura 4-10. Éstas se producen por medio de un posprocesador gráfico (llamado *Probe*) en PSpice, muy fácil de usar.

4-6-2 PROGRAMA DE SIMULACIÓN EMTP [6]

Otro programa de simulación de circuitos universal y de amplio uso se llama EMTP (*Electro-Magnetic Transients Program*, programa de transientes electromagnéticos). A diferencia de SPICE, que tiene su origen en el modelaje microelectrónico, EMPT se desarrolló originalmente para la industria de electricidad de potencia en la Bonneville Power Administration en Portland, Oregon. ATP (*Alternative Transients Program*, programa de transientes alternativos) es una versión de EMTP también disponible para computadoras



a)

```
PSpice Example
*
DIODE   2   1   POWER_DIODE
Rsnub   1   5   100.0
Csnub   5   2   0.1uF
*
SW      2   0   6   0   SWITCH
VCNTL   6   0   PULSE(0V,1V,0s,1ns,1ns,7.5us,10us)
*
L       1   3   5uH    IC=4A
rL      3   4   1m
C       4   2   100uF  IC=5.5V
RLOAD   4   2   1.0
*
VD      1   0   8.0V
*
.MODEL  POWER_DIODE D(RS=0.01,CJO=10pF)
.MODEL  SWITCH VSWITCH(RON=0.01)
.TRAN    10us   500.0us    0s   0.2us    uic
.PROBE
.END
```

b)

Figura 4-9 Simulación de circuito en PSpice en la figura 4-8.

personales en el sistema operativo MS-DOS [7]. Parecido a SPICE, EMTP usa una regla trapezoidal de integración, pero el paso de tiempo de integración se mantiene constante.

Debido a los modelos integrados para varios componentes de sistemas de potencia, como las líneas de transmisión trifásicas, EMTP es un programa muy poderoso para modelar aplicaciones de electrónica de potencia en sistemas de energía.

En comparación con SPICE, los interruptores en EMTP se tratan de manera muy diferente. Cuando se cierra un interruptor, la fila y columna (en la matriz de red) correspondientes a los nodos terminales del interruptor se coaligan. Hay una capacidad muy poderosa para representar controladores analógicos y digi-

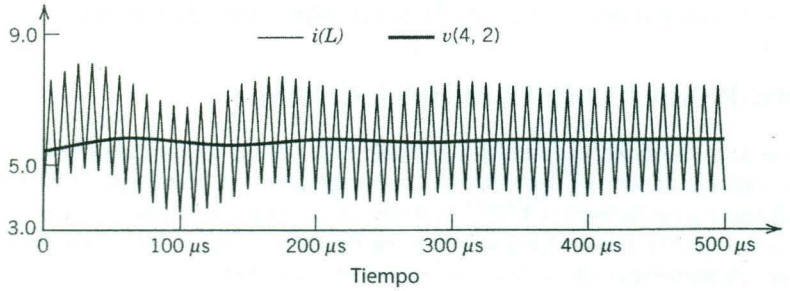


Figura 4-10 Resultados de la simulación en PSpice: i_L y v_c.

tales que se pueden especificar casi con la misma facilidad que en un lenguaje de alto nivel. La red eléctrica y el controlador pueden pasar de ida y vuelta valores de diversas variables en cada paso de tiempo.

4-6-3 CONVENIENCIA DE PSpice Y EMTP

Para simulaciones de electrónica de potencia, tanto PSpice como EMTP son muy útiles. PSpice se presta más para cursos de electrónica de potencia por varias razones. Su versión de evaluación está disponible sin costo (de hecho, se alienta y permite que se copie y comparta), y es muy fácil de instalar, ya sea en una computadora compatible con IBM o de Macintosh. Es de fácil manejo con un paquete de posprocesamiento gráfico fácil de aprender para el trazado de resultados. Gracias a la disponibilidad de modelos de dispositivos de semiconductores, también es conveniente para aplicaciones donde se necesitan estas representaciones detalladas. Quizás en el futuro próximo los modelos mejoren al grado en que puedan calcularse con precisión las pérdidas de potencia para un diseño térmico.

Por su parte, EMTP es más apropiado para simular la electrónica de alta potencia en sistemas de energía. Tiene la capacidad de representar controladores con la misma facilidad que en lenguajes de alto nivel. El control sobre el paso de tiempo Δt permite tiempos de ejecución (corrida) aceptables. Por estas razones, EMTP es muy conveniente para analizar sistemas complejos de electrónica de potencia en un nivel de sistema donde sea adecuado representar los dispositivos de conmutación por medio de interruptores ideales, y el controlador, por medio de funciones de transferencia y expresiones lógicas.

Un gran número de ejercicios de electrónica de potencia que usa la versión de evaluación (salón de clase) de PSpice [5] y EMTP [8] están disponibles como material didáctico en el aprendizaje de la electrónica de potencia. Estos materiales también son ideales para aprender el uso de estos paquetes de software por medio de ejemplos.

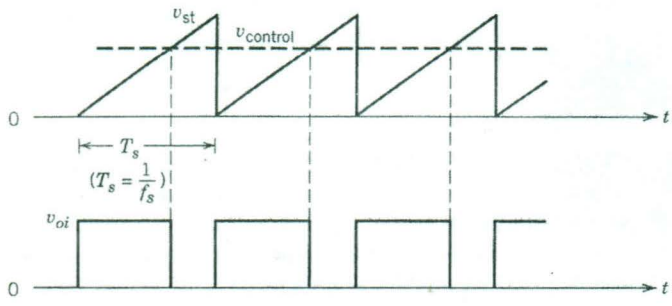
4-7 PROGRAMAS DE SOLUCIÓN DE ECUACIONES

Si elegimos un programa para la solución de ecuaciones, tenemos que escribir las ecuaciones diferenciales y algebraicas para describir varios estados de circuitos, y las expresiones lógicas en el controlador que determina el estado del circuito. Luego, estas ecuaciones diferenciales o algebraicas se resuelven simultáneamente como una función del tiempo.

En la forma más básica, podemos resolver estas ecuaciones por medio de la programación en cualquiera de los lenguajes de un nivel más alto, como FORTRAN, C o Pascal. También es posible acceder a bibliotecas en estos lenguajes, las cuales consisten en subrutinas para aplicaciones específicas, como para llevar a cabo la integración o la inversión de la matriz. Sin embargo, es mucho más conveniente usar un paquete como MATLAB [9] o un sinfín de otros paquetes en los cuales están integrados muchos elementos de conveniencia. Cada paquete usa su propia sintaxis, y también sobresalen en ciertas aplicaciones.

El programa MATLAB puede ejecutar fácilmente manipulaciones de arrays (arreglos) y matrices donde, por ejemplo, $y = \mathbf{a} \cdot \mathbf{b}$ resulta en un valor de y igual a la multiplicación celda por celda de dos arrays **a** y **b**. De igual forma, para invertir una matriz, todo lo que se necesita especificar es $\mathbf{Y} = \text{inv}(\mathbf{X})$. Tiene poderosas rutinas de trazado integradas. MATLAB se usa de manera extensa en la industria. También se usan estos programas en la impartición de clases universitarias en sistemas de control y procesamiento de señales. Por tanto, los estudiantes suelen conocer MATLAB antes de sus cursos de electrónica de potencia. En caso contrario, se pueden aprender rápidamente, sobre todo por medio de ejemplos. Por estas razones se utiliza MATLAB en este libro para la solución de algunos ejemplos y problemas de tarea. SIMULINK es un poderoso preprocesador gráfico o interface de usuario para MATLAB, que permite describir sistemas dinámicos en una forma fácil de diagramas de bloques.

Para dar un ejemplo de MATLAB, la solución del circuito en la figura 4-8, que usa el método trapezoidal de integración, se muestra en la figura 4-11. El circuito de la figura 4-8 reduce el circuito equivalente ilustrado antes, en la figura 4-6 (en tanto $i_L(t) > 0$). Como se muestra en la figura 4-11*a*, el voltaje de entrada v_{oi} se genera en MATLAB mediante la comparación de una forma de onda de dientes de sierra v_{st} en la frecuencia de conmutación f_s con un voltaje de control CC $v_{control}$. Cuando el voltaje de control es mayor que v_{st}, $v_{oi} = V_d$; de lo contrario, es cero. El listado de MATLAB se muestra en la figura 4-11*b*. Las formas de ondas de salida se ven en la figura 4-12. Estas formas de ondas se distinguen ligeramente de los resultados de simulación en PSpice que se muestran en la figura 4-10, debido a la caída de voltaje de estado activo a través del diodo en PSpice.



a)

```
% Solution of the Circuit in Fig. 4-6 using Trapezoidal Method of Integration.
clc,clg,clear
% Input Data
Vd=8; L=5e-6; C=100e-6; rL=1e-3; R=1.0; fs=100e3; Vcontrol=0.75;
Ts=1/fs; tmax=50*Ts; deltat=Ts/50;
%
time= 0:deltat:tmax;
vst= time/Ts - fix(time/Ts);
voi= Vd * (Vcontrol > vst);
%
A=[-rL/L -1/L; 1/C -1/(C*R)];
b=[1/L 0]';
MN=inv(eye(2) - deltat/2 * A);
M=MN * (eye(2)+ deltat/2 * A);
N=MN * deltat/2 * b;
%
iL(1)=4.0; vC(1)=5.5;
timelength=length(time);
%
for k = 2:timelength
x = M * [iL(k-1) vC(k-1)]' + N * (voi(k) + voi(k-1));
iL(k) = x(1); vC(k) = x(2);
end
%
plot(time,iL,time,vC)
meta Example
```

b)

Figura 4-11 Simulación en MATLAB del circuito de la figura 4-6.

RESUMEN

El modelado y las simulaciones en computadora desempeñan un papel importante en el análisis, diseño y enseñanza de sistemas de electrónica de potencia. Debido a los retos que implican estas simulaciones, es importante simplificar el sistema que se simula, de modo que sea consistente con los objetivos de la simulación. A través de los años se han desarrollado varios paquetes de simulación. Es necesario evaluar con cuidado las ventajas y desventajas de cada paquete antes de elegir uno para un conjunto determinado de objetivos.

PROBLEMAS

4-1 Con MATLAB, genere una forma de onda triangular con un pico de ± 1 V a 100 kHz.

4-2 Con el listado de PSpice de la figura 4-9*b*, obtenga la corriente de conmutación y las formas de ondas de voltaje del diodo.

4-3 Con el listado de MATLAB de la figura 4-11*b*, obtenga las formas de ondas de la corriente del inductor y el voltaje del condensador similares a los de la figura 4-12.

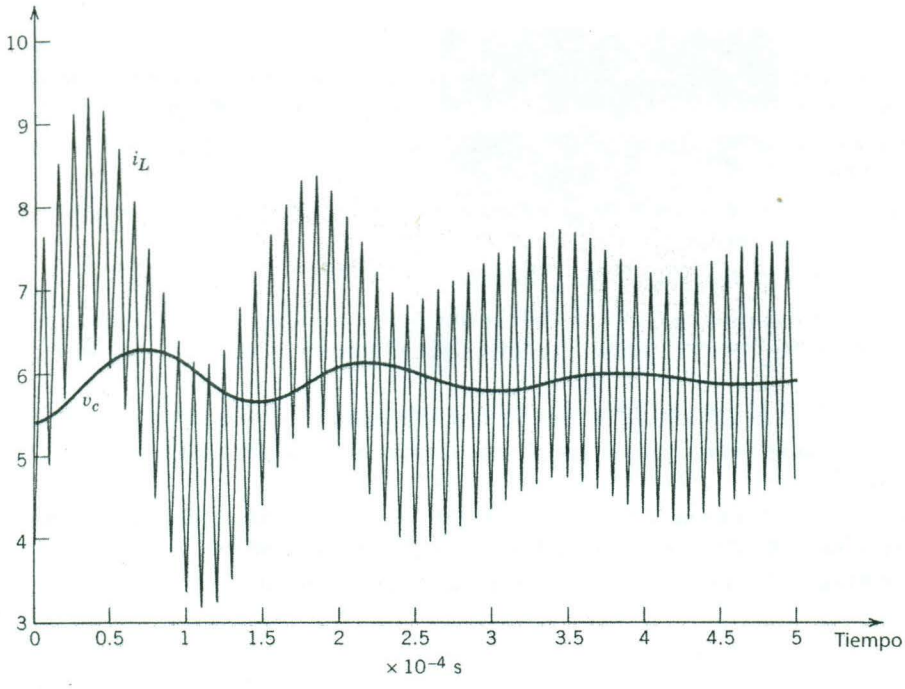


Figura 4-12 Resultados de simulación en MATLAB.

4-4 En la simulación en PSpice de la figura 4-9, haga que $R_{carga} = 10\ \Omega$. Evalúe los efectos de los siguientes cambios en los resultados de la simulación:

a) Retire el amortiguador R-C a través del diodo.

b) En la forma de ondas de pulsos del voltaje de control VCNTL, ponga los tiempos de subida y caída en cero.

c) Retire el amortiguador R-C a través del diodo *simultáneamente* con los siguientes cambios: *i*) construya el modelo del diodo de la siguiente manera:

.MODEL POWER_DIODE D(IS=3e-15, RS=0.1, CJO=10PF)

y *ii*) agregue la siguiente declaración en Options [Opciones]:

.OPTIONS ABSTOL=IN, VNTOL=1M, RELTOL=0.015

d) En la parte *c*, ponga los tiempos de subida y bajada del voltaje de control VCNTL en cero.

4-5 A fin de aproximar más los resultados de la simulación en PSpice de la figura 4-9 a la simulación en MATLAB de la figura 4-11, inserte una fuente de voltaje de CC ideal de 0.7 V en serie con el diodo de la figura 4-9*a* para compensar la caída del voltaje de estado activo del diodo. Compare los resultados de simulación con los de MATLAB de la figura 4-12.

4-6 En la simulación en PSpice de la figura 4-9*a*, idealice la combinación de interruptor/diodo, lo que permite su sustitución por una forma de ondas de voltaje de entrada por pulsos (entre 0 y 8 V) como la entrada v_{oi}. Compare los resultados de la simulación en PSpice con los resultados de la simulación en MATLAB de la figura 4-12.

4-7 Repita la simulación en MATLAB de la figura 4-11 con la rutina de integración integrada ODE45 en MATLAB.

4-8 En la simulación en PSpice de la figura 4-8, cambie R_{carga} para que sea 10 Ω, lo que ocasiona que la corriente del inductor i_L se vuelva discontinua (es decir, se vuelve cero por un intervalo finito durante cada ciclo de conmutación). Obtenga las formas de onda de i_L y v_c.

4-9 Repita el problema 4-8 (con $R_{carga} = 10\ \Omega$) con MATLAB, y reconozca que i_L se vuelve discontinuo en su nivel bajo de energía de salida.

4-10 Como el condensador de salida C suele ser grande en circuitos similares a los de la figura 4-8*a*, el voltaje del condensador cambia lentamente. Por tanto, reescriba las ecuaciones diferenciales en términos de i_L y v_c con las siguientes suposiciones: *i*) calcule $i_L(t)$ basado en $v_c(t - \Delta t)$ y *ii*) con el valor calculado de $i_L(t)$ en el paso anterior, calcule $v_c(t)$. Simule con MATLAB y compare los resultados con los de la figura 4-12.

4-11 En el circuito de la figura 4-8*a*, ignore la fuente de voltaje de entrada y el interruptor del transistor. Sea $i_L(o) = 4$ A y $v_c(o) = 5.5$ V. Suponga que el diodo es ideal y simule este circuito en MATLAB con la regla trapezoidal de integración. Trace el voltaje del inductor v_L.

REFERENCIAS

1. N. Mohan, W.P. Robbins, T.M. Undeland, R. Nilssen y O. Mo, "Simulation of Power-Electronics and Motion Control Systems–An Overview", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, núm. 8, agosto de 1994, pp. 1287-1302.
2. B.C. Kuo y D.C. Hanselmanm, *MATLAB Tools for Control System Analysis and Design*, Englewood, Nueva Jersey, Prentice Hall, 1994.
3. L.W. Nagel, "SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits", Memorándum núm. ERL-M520, Universidad de California, Berkeley, 1975.
4. PSpice, MicroSim Corporation, 20 Fairbanks, Irvine, California, 92718.
5. "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis, and Education Using Evaluation Version of PSpice", en disquete con manual, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, Minnesota (véase la página viii).
6. W.S. Meyer y T.H. Liu, "EMTP Rule Book", Bonneville Power Administration, Portland, Oregon, 97208.
7. *ATP version of EMTP*, Canadian/American EMTP User Group, The Fontaine, Unit 6B, 1220 N.E., 17th Avenue, Portland, Oregon, 97232.
8. "Computer Exercises for Power Electronics Education using EMTP", University of Minnesota Media Distribution, Box 734, Mayo Building, 420 Delaware Street, Minneapolis, Minnesota, 55455.
9. MATLAB, The Math Works, Inc., 24 Prime Park Way, Natick, Massachusetts, 01760.

PARTE 2

CONVERTIDORES GENÉRICOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

CAPÍTULO 5

RECTIFICADORES DE DIODOS DE LÍNEA DE FRECUENCIA: FRECUENCIA DE LÍNEA DE CA → CC NO CONTROLADA

5-1 INTRODUCCIÓN

En la mayoría de las aplicaciones de la electrónica de potencia, la entrada de energía se realiza en forma de una onda pura de voltaje CA de 50 o 60 Hz que proviene de la fuente principal de alimentación de electricidad y que primero se convierte en un voltaje de CC. Cada vez más, la tendencia es usar los rectificadores económicos con diodos para convertir la CA de entrada en CC en una forma no controlada, mediante rectificadores con diodos, como se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 5-1. En estos rectificadores de diodos, el flujo de energía sólo puede provenir desde el lado CA de la fuente principal de electricidad hacia el lado de CC. La mayoría de las aplicaciones de electrónica de potencia, como los suministros de energía de conmutación de CC, los controles de motores de CA, los servocontroles de CC, etc., utiliza estos rectificadores no controlados. Analizamos la función de un rectificador de diodos en un control de motor de CA en la figura 1-8, capítulo 1. En la mayoría de estas aplicaciones, los rectificadores se alimentan directamente desde la fuente de alimentación principal de electricidad, sin transformador de 60 Hz. El hecho de que se evitara este costoso y voluminoso transformador de 60 Hz es importante en la mayoría de los sistemas modernos de electrónica de potencia.

El voltaje de CC de salida de un rectificador debe estar tan libre de ondulaciones o rizos como sea posible. Por tanto, se conecta un condensador grande como filtro del lado de CC. Como se demostrará en este capítulo, este condensador se carga hasta un valor cerca del pico del voltaje de CA de entrada. En consecuencia, la corriente a través del rectificador es muy grande y está cerca del pico del voltaje de CA de entrada. No fluye en forma continua; es decir, se vuelve cero por periodos finitos durante cada semiciclo de la frecuencia de línea. Estos rectificadores consumen corriente muy distorsionada de la fuente de alimentación principal. Hoy en día, e incluso más en el futuro, las normas y lineamientos sobre armónicos limitarán la cantidad de distorsión de corriente que se permiten entrar en la electricidad suministrada por las compañías generadoras, y quizá no se permitan los rectificadores de diodo sencillo. En el capítulo 18 se analizarán los circuitos para lograr la rectificación casi sinusoidal con un factor de potencia unitario de la fuente principal de electricidad para muchas aplicaciones.

En el presente capítulo se verán los rectificadores con entradas monofásicas y trifásicas. Como se analizó en el capítulo 2, se supone que los diodos son ideales en el análisis de los rectificadores. De igual

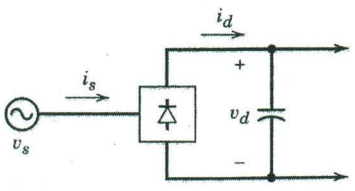


Figura 5-1 Diagrama de bloques de un rectificador.

manera, se ignora el filtro de interferencia electromagnética (EMI) en la entrada de CA a los rectificadores, pues no tiene ningún impacto en la operación básica del rectificador. La interferencia electromagnética y los filtros EMI se abordarán en el capítulo 18.

5-2 CONCEPTOS BÁSICOS DE RECTIFICADORES

La rectificación de tensiones y corrientes CA se realiza por medio de diodos. Se consideran varios circuitos sencillos para ilustrar estos conceptos básicos.

5-2-1 CARGA RESISTIVA PURA

Considérese el circuito de la figura 5-2*a*, con una fuente de voltaje sinusoidal v_s. Las formas de onda en la figura 5-2*b* muestran que tanto el voltaje de carga v_d como la corriente i tienen un componente promedio (CC). Debido a la gran ondulación en v_d e i, este circuito es de poca importancia práctica.

5-2-2 CARGA INDUCTIVA

Considérese que la carga sea inductiva, con un inductor en serie con una resistencia, como se ve en la figura 5-3*a*. Antes de $t = 0$, el voltaje v_s es negativo y la corriente en el circuito es cero. Con posterioridad a $t = 0$, el diodo se vuelve de polarización directa, y empieza a fluir una corriente. Luego el diodo puede sustituirse por un cortocircuito, como se aprecia en el circuito equivalente de la figura 5-3*e*. La corriente en este circuito se rige por la siguiente ecuación diferencial:

$$v_s = R_i + L\frac{di}{dt} \tag{5-1}$$

donde el voltaje a través de la bobina de inducción $v_L = L\,di/dt$. Las tensiones y corrientes resultantes se ilustran en las figuras 5-3*b* y *c*. Hasta que t_1, $v_s > v_R$ (de ahí que $v_L = v_s - v_R$ sea positivo), la corriente se acumula, y aumenta la energía almacenada por el inductor. Más allá de t_1, v_L se vuelve negativo, y la corriente empieza a disminuir. Después de t_2, el voltaje de entrada v_s se vuelve negativo, pero la corriente es aún positiva y el diodo tiene que conducir debido a la energía almacenada por la bobina de inducción.

El instante t_3, cuando la corriente se va a cero y el diodo deja de conducir, se obtiene como sigue (también se analiza en la sección 3-2-5-1): la ecuación del inductor $v_L = L\,di/dt$ se reordena como

$$\frac{1}{L}v_L\,dt = di \tag{5-2}$$

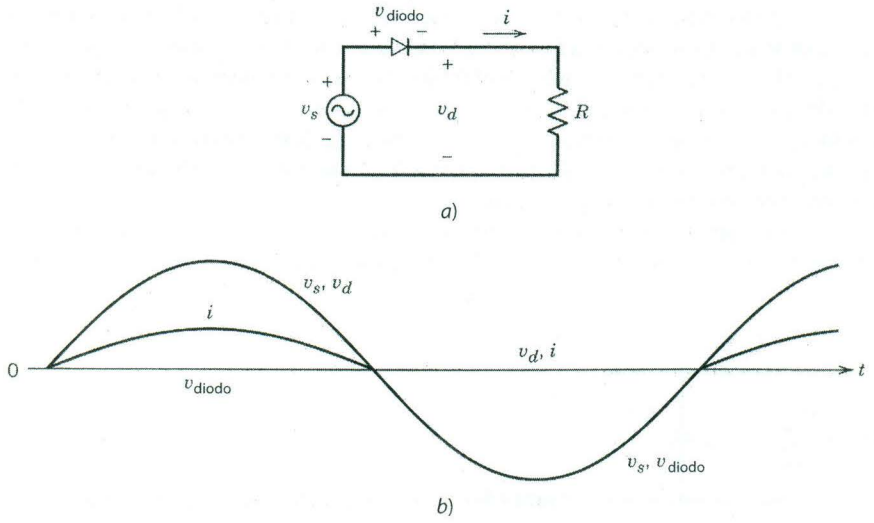


Figura 5-2 Rectificador básico con una resistencia de carga.

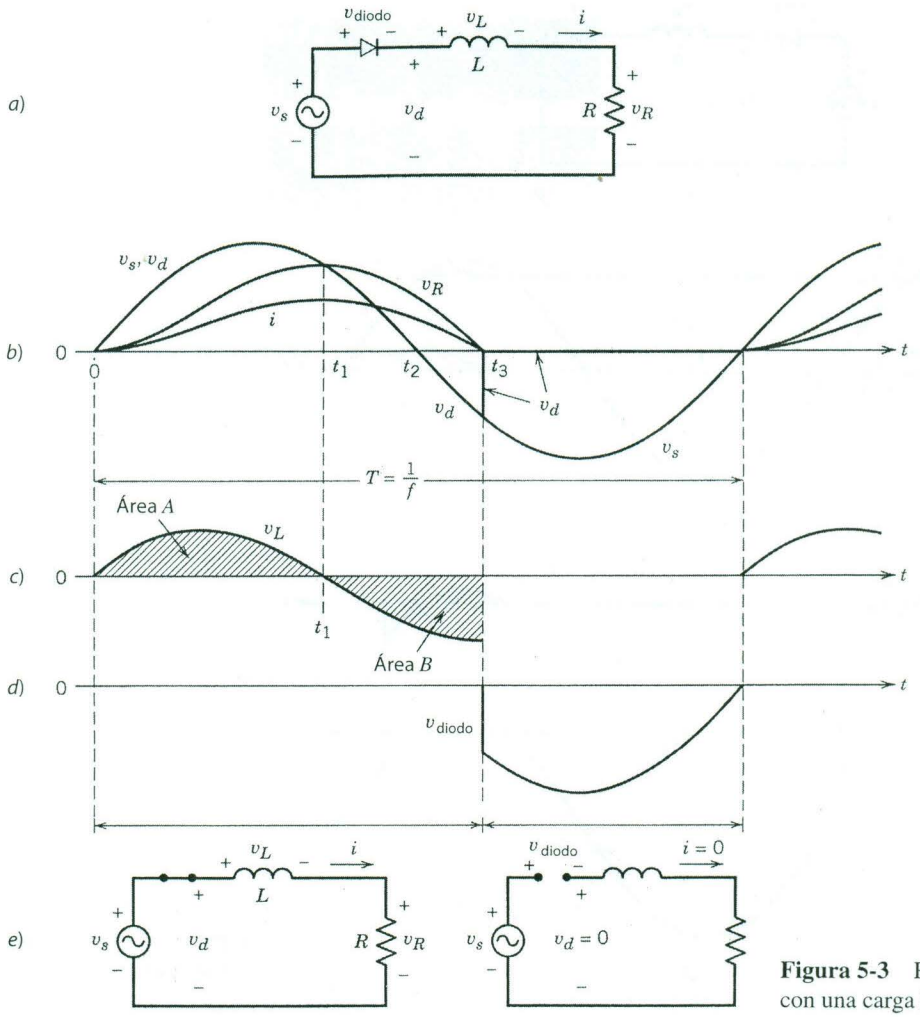


Figura 5-3 Rectificador básico con una carga inductiva.

Al integrar ambos lados de esta ecuación entre cero y t_3, y al reconocer que $i(0)$ e $i(t_3)$ son cero, nos da

$$\frac{1}{L}\int_0^{t_3} v_L \, dt = \int_{i(0)}^{i(t_3)} di = i(t_3) - i(0) = 0 \tag{5-3}$$

A partir de la ecuación anterior se observa que

$$\int_0^{t_3} v_L \, dt = 0 \tag{5-4}$$

Una interpretación gráfica de la ecuación que antecede es la siguiente: la ecuación 5-4 se puede escribir como

$$\int_0^{t_1} v_L \, dt + \int_{t_1}^{t_3} v_L \, dt = 0 \tag{5-5}$$

lo que, en términos de las áreas de voltio-segundos A y B de la figura 5-3*c*, es

$$\text{Área } A - \text{Área } B = 0 \tag{5-6}$$

Por tanto, la corriente se va a cero en t_3 cuando el área $A = B$ en la figura 5-3*c*.

Más allá de t_3, los voltajes tanto a través de R como de L son cero, y aparece un voltaje de polaridad inversa ($= -v_s$) a través del diodo, como se muestra en la figura 5-3*d*. Estas formas de onda se repiten con el periodo $T = 1/f$.

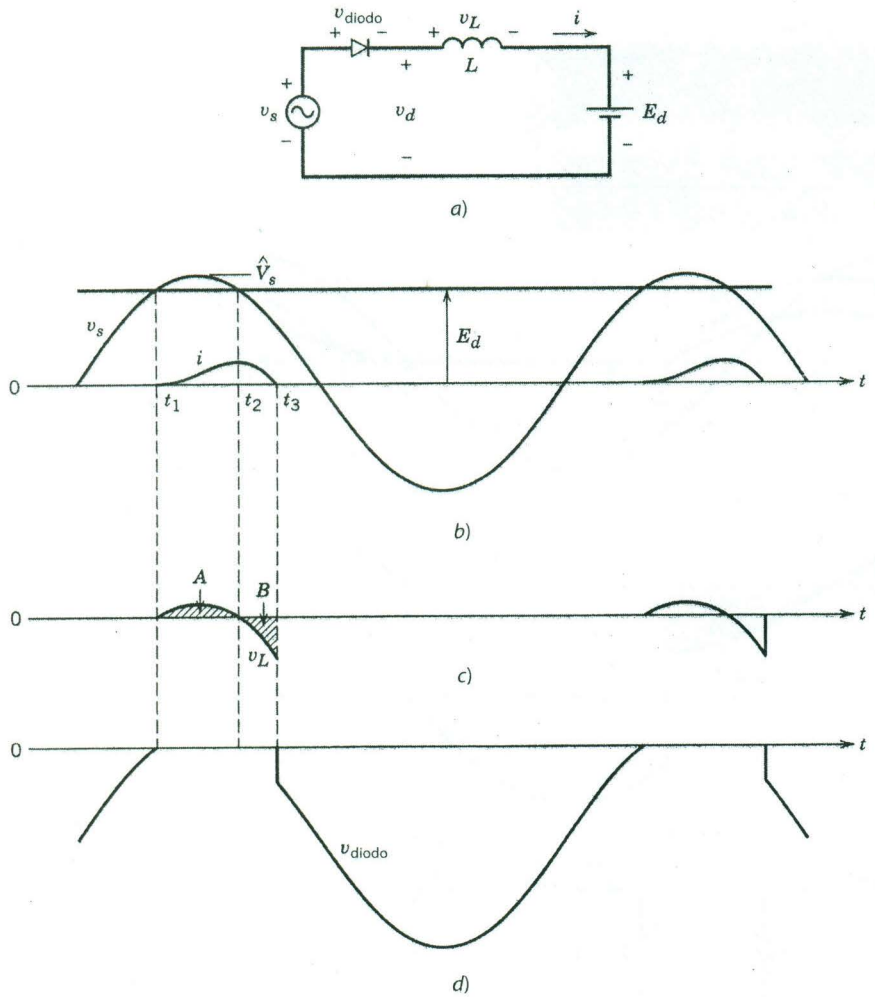


Figura 5-4 Rectificador básico con un voltaje de CC interno.

El voltaje de carga v_d se vuelve negativo durante el intervalo de t_2 a t_3. Por ende, en comparación con el caso de una carga puramente resistiva de la figura 5-2*a*, el voltaje de carga medio es menor.

5-2-3 CARGA CON UN VOLTAJE INTERNO DE CC

A continuación se considerará el circuito de la figura 5-4*a*, donde la carga consiste en un inductor L y un voltaje CC E_d. El diodo comienza a conducir en t_1 cuando v_s excede E_d. La corriente alcanza su pico en t_2 (cuando v_s es nuevamente igual a E_d) y decae a cero en t_3, con t_3 determinado por el requerimiento de que el área de voltio-segundo A debe ser igual al área B en el trazado de v_L que se muestra en la figura 5-4*c*. El voltaje a través del diodo se muestra en la figura 5-4*d*.

5-3 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE PUENTE DE DIODOS

En la figura 5-5 se ve un rectificador monofásico de puente de diodo de uso común. Un gran condensador de filtrado está conectado en el lado de CC. El suministro de la fuente principal está modelado como una fuente de tensión sinusoidal v_s en serie con su impedancia interna, que es en la práctica principalmente inductiva. Por ende, se representa por L_s. Para mejorar la forma de onda de corriente de línea, se puede agregar un inductor en serie en el lado de CA, lo que en efecto aumenta el valor de L_s. El objetivo de este capítulo es el análisis minucioso de la operación de este circuito. Aunque el circuito parezca sencillo, el proceso para obtener las formas de onda de tensión y corriente asociadas en una forma cerrada es muy te-

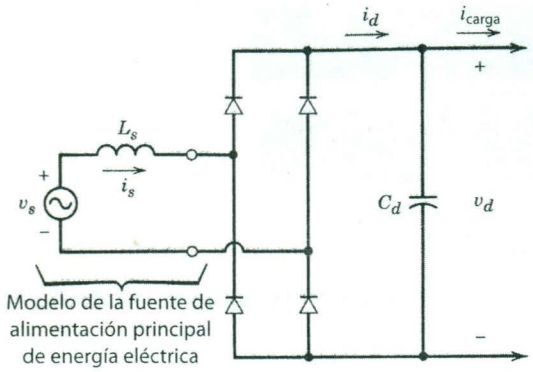


Figura 5-5 Rectificador monofásico de puente diodos.

dioso. Por tanto, va a simularse este circuito con ayuda de PSpice y MATLAB. Sin embargo, ahora se analizarán muchos circuitos más sencillos e hipotéticos a fin de hacerse una idea de la operación del circuito en la figura 5-5.

5-3-1 UN CIRCUITO IDEALIZADO CON $L_s = 0$

Como aproximación inicial al circuito de la figura 5-5 supongamos que L_s sea cero, y sustituiremos el lado de CC del rectificador por una resistencia R o una fuente de energía de CC constante I_d, como se muestra en las figuras 5-6*a* y *b*, respectivamente. Se debe notar en el circuito de la figura 5-6*a* que, a pesar de que es muy improbable que una carga puramente resistiva se alimente a través de un rectificador de diodos, ese circuito modela rectificadores con un buen grado de corrección de factor de potencia que se abordarán en el capítulo 18. Del mismo modo, la representación de la carga por medio de una fuente de corriente de CC en el circuito de la figura 5-6*b* es una aproximación a una situación donde una bobina de inducción grande se conecta en serie en la salida de CC del rectificador para el filtrado en la figura 5-5. Esto se hace por lo común en convertidores de tiristores controlados por fases, los cuales se analizarán en el capítulo 6.

Se trazan de nuevo los circuitos de la figura 5-6 en la figura 5-7, lo que muestra que este circuito consiste en dos grupos de diodos: el grupo superior con los diodos 1 y 3, y el grupo inferior con los diodos 2 y 4. Como $L_s = 0$, es fácil ver la operación de cada grupo de diodos. La corriente i_d fluye continuamente a través de un diodo del grupo superior y un diodo del grupo inferior.

En el grupo superior, los cátodos de los dos diodos tienen un potencial común. Por tanto, el diodo con su ánodo en el potencial más alto conducirá i_d. Es decir, cuando v_s es positivo, el diodo 1 conducirá i_d, y v_s aparecerá como un voltaje de polarización inversa a través del diodo 3. Cuando v_s se convierte en negativo, la corriente i_d cambia (conmuta) en forma instantánea al diodo 3, pues $L_s = 0$. Aparece un voltaje de polarización inversa a través del diodo 1.

En el grupo inferior, los ánodos de los dos diodos tienen un potencial común. Por tanto, el diodo con su cátodo en el potencial más bajo conducirá i_d. Es decir, cuando v_s es positivo, el diodo 2 conducirá i_d, y v_s

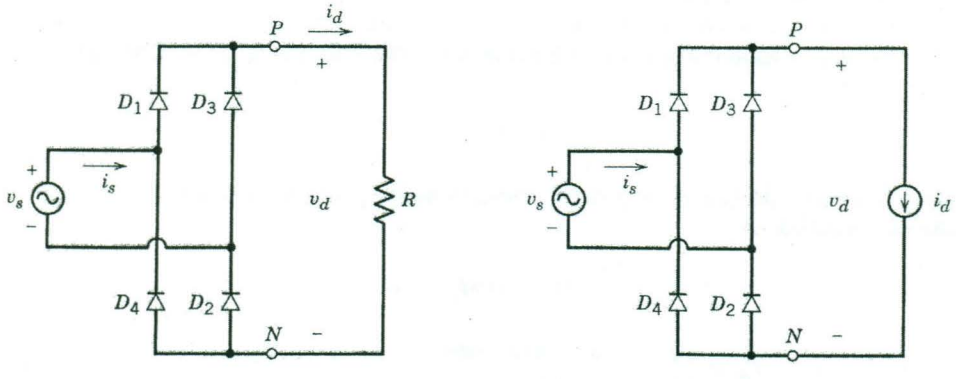


Figura 5-6 Rectificadores de puente de diodos idealizados con $L_s = 0$.

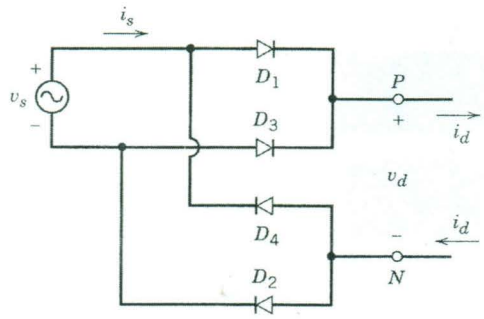


Figura 5-7 Rectificadores trazados de nuevo de la figura 5-6.

aparecerá como un voltaje de polarización inversa a través del diodo 4. Cuando v_s se convierte en negativo, la corriente i_d cambia (conmuta) en forma instantánea al diodo 4, y aparece un voltaje de polarización inversa a través del diodo 2.

Las formas de ondas de voltaje y corriente en los circuitos de la figura 5-6 se muestran en las figuras 5-8*a* y *b*. Aquí hay varios puntos que vale la pena notar. En ambos circuitos, cuando v_s es positivo, los diodos 1 y 2 conducen y $v_d = v_s$ e $i_s = i_d$. Cuando v_s se vuelve negativo, los diodos 3 y 4 conducen, y, por ende, $v_d = -v_s$ e $i_s = -i_d$. Por tanto, en cualquier momento el voltaje de salida del lado de CC del rectificador de diodos se expresa como

$$v_{d(t)} = |v_s| \tag{5-7}$$

Del mismo modo, la corriente del lado de CA se expresa como

$$i_s = \begin{cases} i_d & \text{si } v_s > 0 \\ -i_d & \text{si } v_s < 0 \end{cases} \tag{5-8}$$

y la transición entre los dos valores es instantánea debido a la suposición de que L_s vale cero.

El valor medio V_{do} (donde el subíndice *o* representa el caso idealizado con $L_s = 0$) del voltaje de CC de salida en ambos circuitos se obtiene mediante la asignación de un origen de tiempo arbitrario $t = 0$ en la figura 5-8 y posteriormente con la integración de $v_s = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t$ a través de medio periodo (donde $\omega = 2\pi f$ y $\omega T/2 = \pi$):

$$V_{do} = \frac{1}{(T/2)}\int_0^{T/2} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, dt = \frac{1}{\omega T/2}(\sqrt{2}V_s \cos \omega t)\Big|_{T/2}^{0} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}V_s \tag{5-9}$$

Por tanto,

$$V_{do} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}V_s = 0.9V_s \tag{5-10}$$

donde V_s es el valor rms del voltaje de entrada.

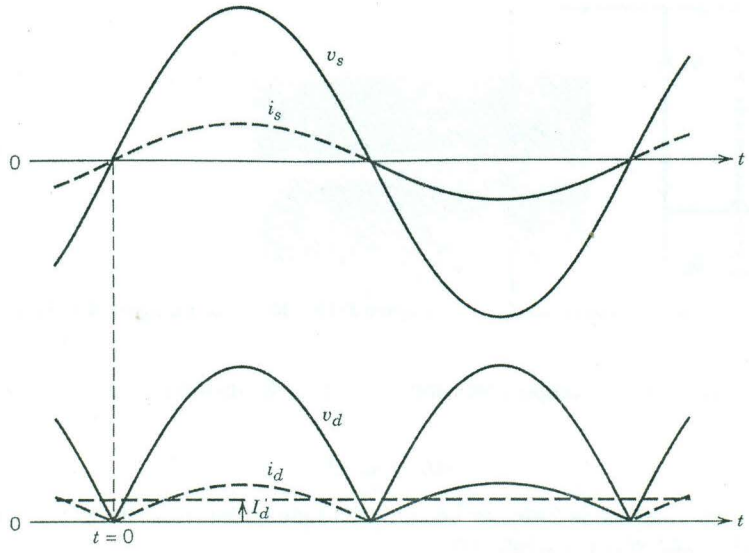
Mediante $i_d(t) = I_d$, se muestran las formas de ondas v_s e i_s en la figura 5-9*a* junto con el componente de frecuencia fundamental i_{s1}. Cuando se aplica la definición básica del valor rms a la forma de onda i_s en este caso idealizado, se obtiene

$$I_s = I_d \tag{5-11}$$

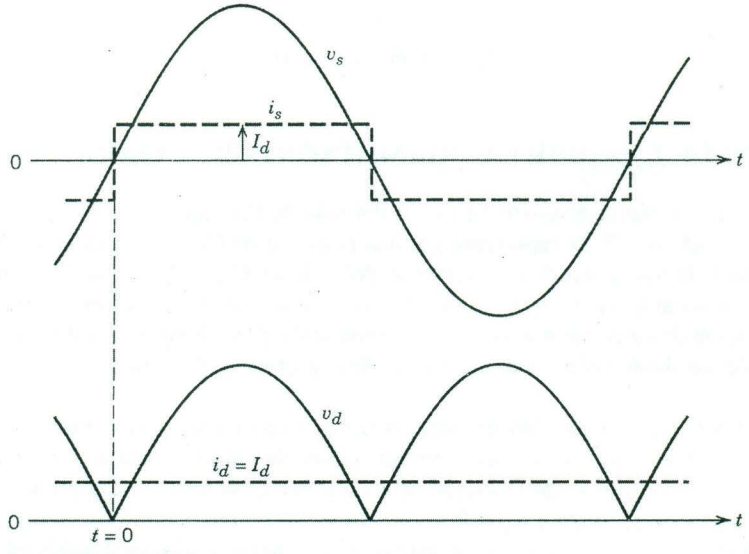
Mediante el análisis de Fourier de i_s, los componentes fundamentales y armónicos tienen los siguientes valores rms en este caso idealizado:

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}I_d = 0.9I_s \tag{5-12}$$

$$I_{sh} = \begin{cases} 0 & \text{para valores pares de } h, \text{ y} \\ I_{s1}h & \text{para valores impares de } h \end{cases} \tag{5-13}$$

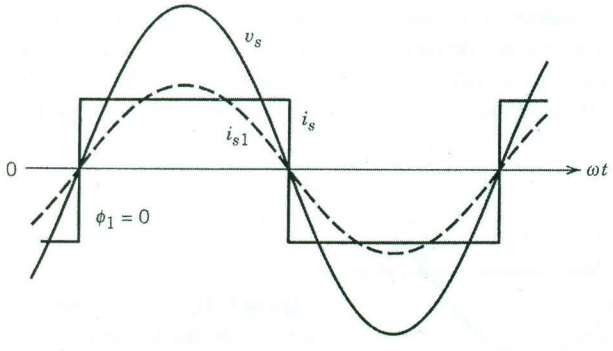


a)

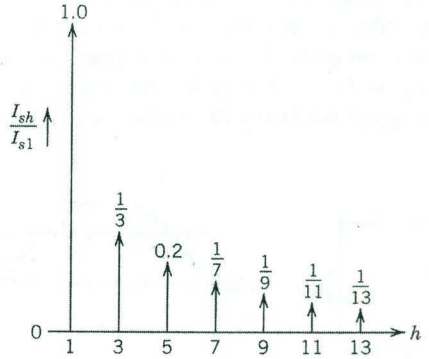


b)

Figura 5-8 Formas de ondas en los rectificadores de *a)* figura 5-6*a* y *b)* figura 5-6*b*.



a)



b)

Figura 5-9 Corriente de línea i_s en el caso idealizado.

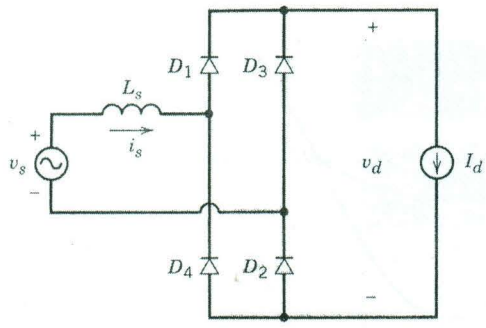


Figura 5-10 Rectificador monofásico con L_s.

En la figura 5-9*b* se muestran los componentes armónicos en i_s. La distorsión armónica total se calcula con la ecuación 3-36:

$$THD = 48.43\% \tag{5-14}$$

Mediante la inspección visual de la forma de onda i_s en la figura 5-9*a*, es obvio que i_{s1} está en fase con la forma de onda v_s. Por ende, según la figura 5-9*a*,

$$DPF = 1.0 \tag{5-15}$$

y

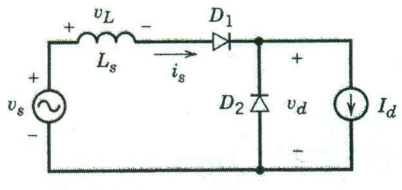
$$PF = \text{DPF}\frac{I_{s1}}{I_s} = 0.9 \tag{5-16}$$

5-3-2 EFECTO DE L_S SOBRE LA CONMUTACIÓN DE CORRIENTE

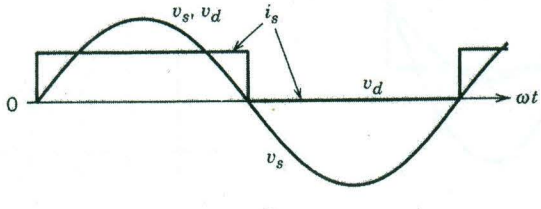
A continuación se verá el efecto de una inductancia del lado de CA finita L_s en la operación del circuito. Supondremos que el lado de CC se representa por una corriente de CC que se muestra en la figura 5-10. Debido a un L_s finito, la transición de una corriente del lado de CA i_s desde un valor de $+I_d$ hasta $-I_d$ (o viceversa) no será instantánea. El intervalo finito que se requiere para este tipo de transición se llama tiempo de conmutación de corriente o intervalo de conmutación u, y este proceso, donde la conducción de corriente cambia de un diodo (o un conjunto de diodos) a otro, se denomina proceso de conmutación de corriente.

A fin de entender este proceso cabalmente, primero consideraremos el circuito hipotético sencillo de la figura 5-11*a* con dos diodos alimentados por una fuente de voltaje sinusoidal $v_s = \sqrt{2}\ V_s \operatorname{sen} \omega t$. La salida se representa por una fuente de corriente de CC I_d. Por motivos de comparación, la figura 5-11*b* muestra formas de ondas v_s, v_d, e i_s con $L_s = 0$.

Antes del tiempo $\omega t = 0$, el voltaje v_s es negativo, y la corriente I_d circula a través de D_2 con $v_d = 0$ e $i_s = 0$. Cuando v_s se vuelve negativo en $\omega t = 0$, aparece un voltaje de polarización directa a través de D_1 y empieza a conducir. Con un L_s finito se puede obtener la acumulación de i_s del circuito trazado de nuevo, como en la figura 5-12*a* (válido sólo para $0 < i_s < I_d$). Puesto que D_2 está conduciendo, proporciona una ruta de cortocircuito (con $v_d = 0$, si suponemos un diodo ideal), a través de la que i_s puede aumentar. Las dos corrientes de malla que se muestran son I_d e i_s. En términos de estas corrientes de malla, la corriente del diodo $i_{D2} = I_d - i_s$. Por tanto, conforme i_s aumenta hasta un valor I_d durante el intervalo de conmutación $\omega t = u$, i_{D2} es positivo y D_2 conduce en el circuito de la figura 5-12*a*. La corriente i_s no puede exceder I_d,



a)



b)

Figura 5-11 Circuito básico para ilustrar la conmutación de corriente. Las formas de onda suponen que $L_s = 0$.

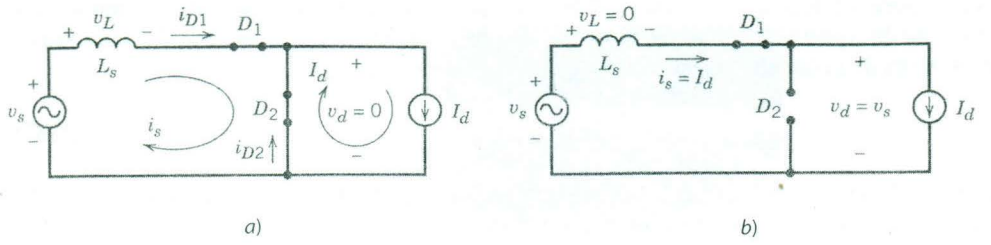


Figura 5-12 *a*) El circuito durante la conmutación. *b*) El circuito después de que la conmutación se ha completado.

pues resultará un valor negativo imposible de i_{D2}. Como consecuencia, el diodo D_2 deja de conducir en $\omega t = u$, lo que resulta en el circuito que se muestra en la figura 5-12*b*. Las formas de onda están trazadas en la figura 5-13 como función de ωt.

De la introducción que antecede queda claro que la corriente i_s a través del inductor empieza con un valor de cero al principio del intervalo de conmutación y termina con un valor de I_d al final. Por tanto, a fin de obtener la longitud del intervalo de conmutación u, tiene que considerarse la ecuación del inductor. Durante el intervalo de conmutación, el voltaje de CA de entrada aparece como un voltaje de conmutación de corriente a través de la bobina de inducción en la figura 5-12*a*:

$$v_L = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t = L_s \frac{di_s}{dt} \qquad 0 < \omega t < u \tag{5-17}$$

El lado derecho de esta ecuación se puede escribir como $\omega L_s di_s/d(\omega t)$. Por tanto,

$$\sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \omega L_s \, di_s \tag{5-18}$$

Al integrar ambos lados de la ecuación 5-18 y reconocer que i_s va de cero a I_d durante el intervalo de conmutación de cero a u, da

$$\int_0^u \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \omega L_s \int_0^{I_d} di_s = \omega L_s I_d \tag{5-19}$$

En la ecuación 5-19, el lado izquierdo es la integral del voltaje del inductor v_L durante el intervalo de conmutación. La integral de voltaje anterior es el mismo que el área de voltio-radián A_u en la figura 5-13:

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2}V_s(1 - \cos u) \tag{5-20}$$

Si combinamos las ecuaciones 5-19 y 5-20, obtenemos

$$A_u = \sqrt{2}V_s(1 - \cos u) = \omega L_s I_d \tag{5-21}$$

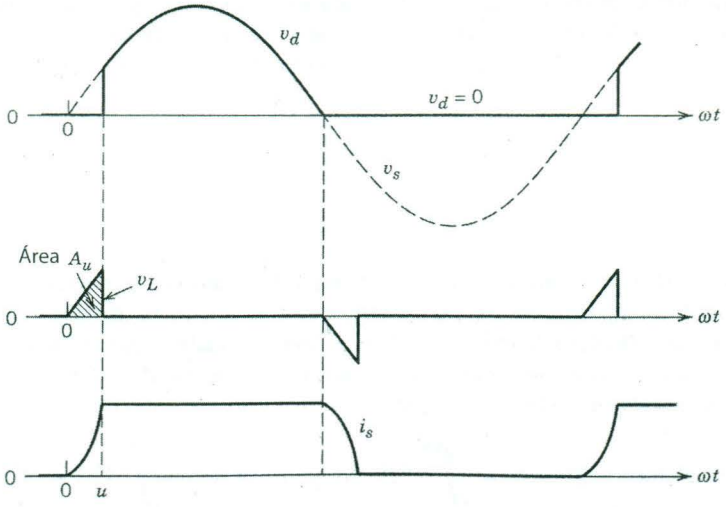


Figura 5-13 Formas de onda en el circuito básico de la figura 5-11. Observe que se usa un gran valor de L_s para mostrar el intervalo de conmutación claramente.

La observación importante acerca de la ecuación 5-21 es que la integral del voltaje de conmutación a lo largo del intervalo de conmutación siempre se puede calcular mediante el producto de ω, L_s, y el *cambio* en la corriente a través de L_s durante la conmutación. De la ecuación 5-21,

$$\cos u = 1 - \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s} \tag{5-22}$$

La ecuación 5-22 confirma que si $L_s = 0$, $\cos u = 1$, y la conmutación de corriente será instantánea con $u = 0$. Para una frecuencia dada ω, el intervalo de conmutación u aumenta con L_s e I_d, y disminuye con el aumento del voltaje V_s.

El intervalo de conmutación finito reduce el valor medio del voltaje de salida. En la figura 5-11*b* con $L_s = 0$, el valor medio V_{do} de v_d es

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi}V_s = 0.45V_s \tag{5-23}$$

Con un L_s finito y, por tanto, un u distinto a cero en la figura 5-13, $v_d = 0$ durante el intervalo u. Por tanto,

$$V_d = \frac{1}{2\pi}\int_u^{\pi} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \tag{5-24}$$

que se puede escribir como

$$V_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) - \frac{1}{2\pi}\int_0^{u} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \tag{5-25}$$

Al sustituir las ecuaciones 5-23 y 5-19 en la ecuación 5-25 da

$$V_d = 0.45V_s - \frac{\text{área } A_u}{2\pi} = 0.45V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \tag{5-26}$$

donde la reducción en el voltaje medio de salida mediante ΔV_d de V_{do} es

$$\Delta V_d = \frac{\text{área } A_u}{2\pi} = \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \tag{5-27}$$

Ahora se extenderá este análisis al circuito de la figura 5-10, trazado de nuevo en la figura 5-14*a*. Las formas de onda se muestran en la figura 5-14*b*. Una vez más tiene que tomarse en consideración el proceso de conmutación de corriente. Antes de $\omega t = 0$ en la figura 5-14, los diodos 3 y 4 están conduciendo I_d (como en el circuito de la figura 5-6*b* con $L_s = 0$) e $i_s = -I_d$. El circuito de la figura 5-14*a* se trazó de nuevo con cuidado en la figura 5-15 para demostrar el proceso de conmutación de corriente durante $0 < \omega t < u$. Después de que $t = 0$, v_s se vuelve positivo y los diodos 1 y 2 adquieren una polarización directa debido a la ruta de cortocircuito proporcionada por los diodos conductores 3 y 4. Las tres corrientes de malla se muestran en la figura 5-15, donde las dos corrientes de conmutación i_u son iguales, con base en la suposición de diodos idénticos. Los cuatro diodos conducen durante el intervalo de conmutación, y por tanto $v_d = 0$. En términos de estas corrientes de malla se expresan las corrientes de diodos y la corriente i_s durante el intervalo de conmutación como

$$i_{D1} = i_{D2} = i_u \qquad i_{D3} = i_{D4} = I_d - i_u \tag{5-28}$$

e

$$i_s = -I_d + 2i_u \tag{5-29}$$

donde i_u incrementa desde cero al principio hasta I_d al final del intervalo de conmutación. Por tanto, en $\omega t = u$, $i_{D1} = i_{D2} = I_d$ e $i_s = I_d$. Durante esta conmutación de corriente de los diodos 3 y 4 a los diodos 1 y 2, la corriente a través del inductor L_s cambia de $-I_d$ a I_d. Según el análisis que se hizo en el circuito hipotético de la figura 5-11*a*, el área de voltio-radián A_u en las formas de ondas de la figura 5-15*b* y *c* se pueden escribir, a partir de las ecuaciones 5-19 a 5-21, como

$$\text{Área de radián de voltios } A_u = \int_0^{u} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \tag{5-30}$$

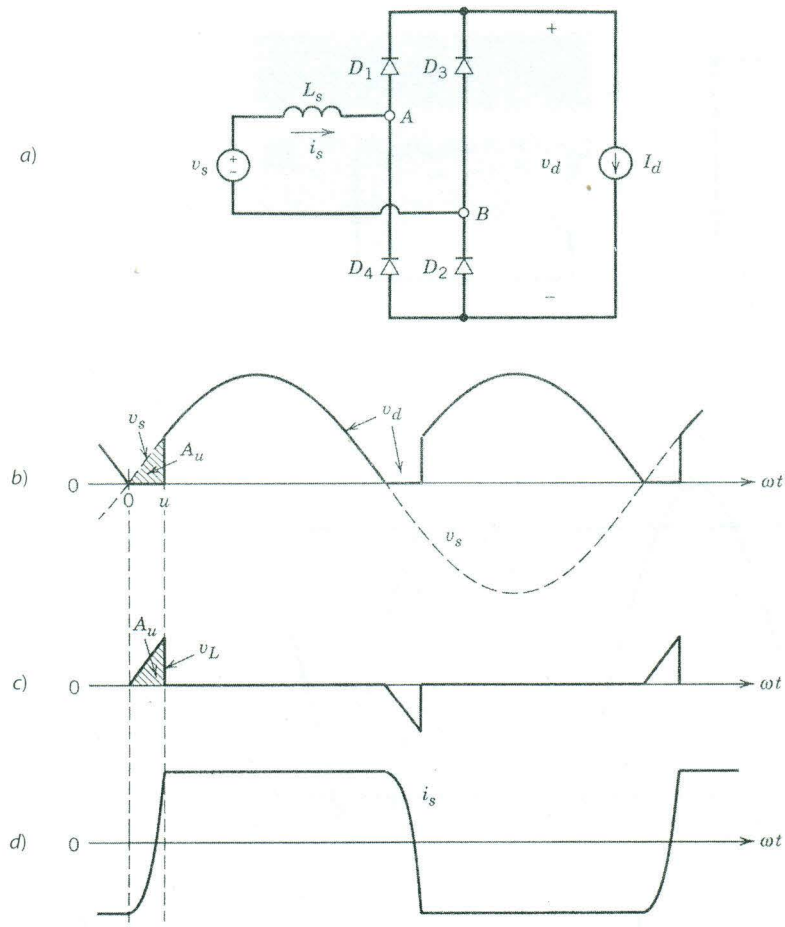


Figura 5-14 *a*) Rectificador monofásico de diodos con L_s. *b*) Formas de onda.

donde el límite inferior de integración es ahora $i_s(0) = -I_d$. Por tanto,

$$A_u = \sqrt{2}V_s(1 - \cos u) = 2\omega L_s I_d \tag{5-31}$$

y

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_s} I_d \tag{5-32}$$

Una conmutación parecida se lleva a cabo medio ciclo más tarde cuando i_s va de I_d a $-I_d$.

En este circuito, el valor medio de v_d en el caso idealizado (con $L_s = 0$) se calculó en la ecuación 5-10 como $V_{do} = 0.9V_s$. Por esta razón, en presencia de L_s, el valor medio V_d se puede calcular conforme al procedimiento resumido en las ecuaciones 5-23 a 5-26. También puede calcularse V_d mediante la inspección

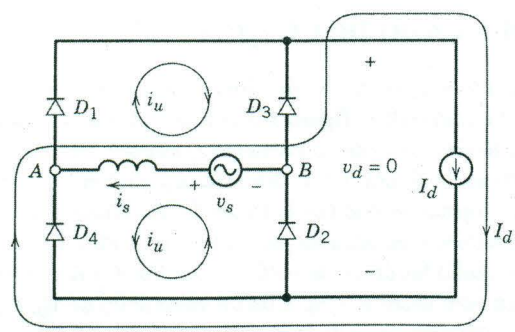


Figura 5-15 Circuito trazado de nuevo de la figura 5-14*a* durante la conmutación de corriente.

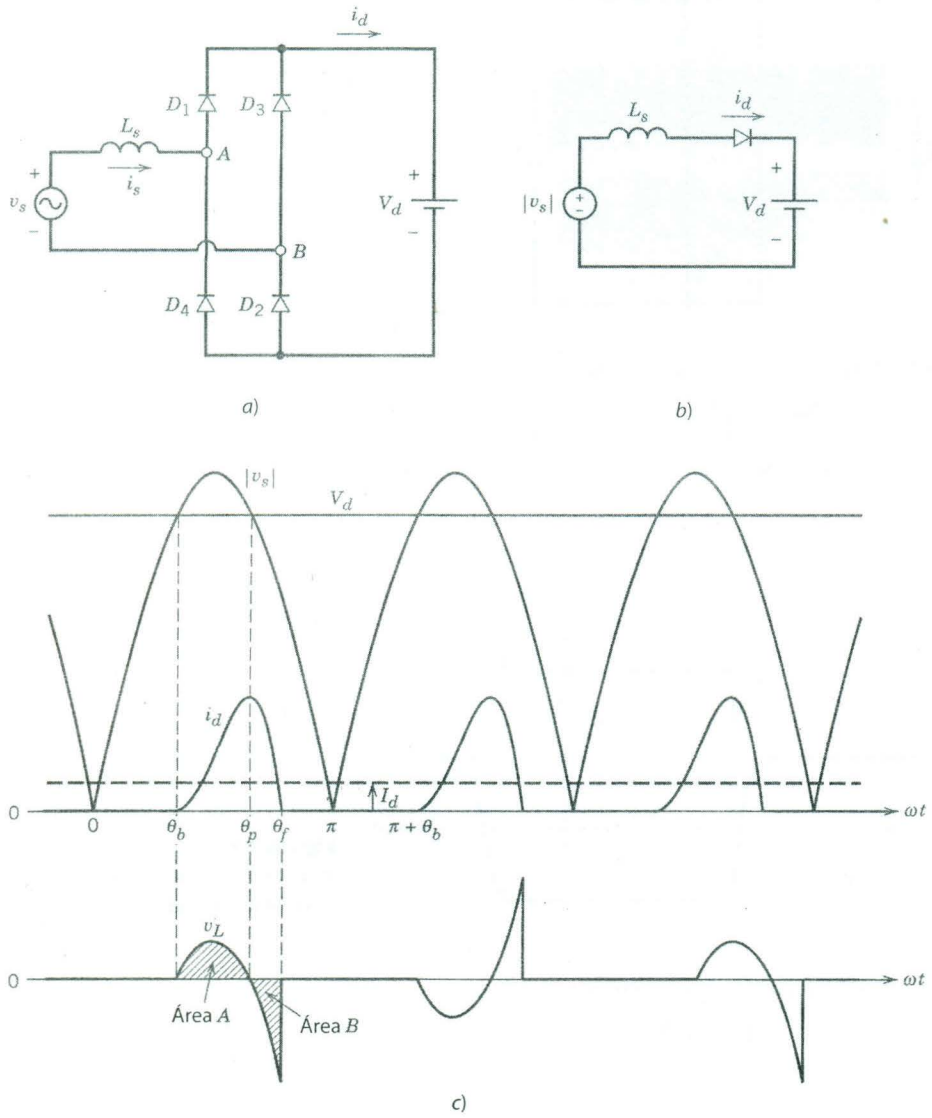


Figura 5-16 *a*) Rectificador con un voltaje de CC constante. *b*) Circuito equivalente. *c*) Formas de onda.

de la figura 5-14*b*, donde, en comparación con el caso idealizado, el área A_u se "pierde" cada medio ciclo del integral del voltaje v_d. Por tanto,

$$V_d = V_{do} - \frac{\text{área } A_u}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \tag{5-33}$$

5-3-3 VOLTAJE CONSTANTE DEL LADO DE CC $v_d(t) = V_d$

Ahora se considerará el circuito que se muestra en la figura 5-16*a*, donde se supone que el voltaje del lado de CC es constante. Es una aproximación al circuito de la figura 5-5 con un valor de C grande. Otra suposición aquí es que las condiciones del circuito son tales que la corriente i_d es cero durante el cruce de cero de v_s, como lo muestran las formas de onda en la figura 5-16*c*. En estas condiciones, se traza el circuito equivalente en la figura 5-16*b*. Considere las formas de onda en la figura 5-16*c*. Cuando v_s excede V_d en θ_b, los diodos 1 y 2 empiezan a conducir. La corriente alcanza su pico en θ_p, más allá del cual v_L se vuelve negativo. La corriente se vuelve cero en θ_f cuando las áreas de voltio-segundos A y B se vuelven iguales y negativas entre sí. La corriente permanece en cero hasta $\pi + \theta_b$. Con un valor dado de V_d, el valor medio I_d de la corriente CC se calcula por medio del siguiente procedimiento:

1. El ángulo θ_b se calcula según la ecuación

$$V_d = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \theta_b \tag{5-34}$$

2. Como se muestra en la figura 5-16*c*, el voltaje del inductor empieza en cero a θ_b y se vuelve cero en θ_p antes de volverse negativo. Según la simetría en la figura 5-16*c*,

$$\theta_p = \pi - \theta_b \tag{5-35}$$

3. Cuando la corriente está fluyendo, el voltaje del inductor v_L está dado por

$$v_L = L_s \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen}(\omega t) - V_d \tag{5-36}$$

y su integral respecto de ωt se escribe

$$\omega L_s \int_{\theta_b}^{\theta} di_d = \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t - V_d)\, d(\omega t) \tag{5-37}$$

donde $\theta > \theta_b$. Si reconocemos que i_d en θ_b es cero, la ecuación 5-37 resulta en

$$i_d(\theta) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t - V_d)\, d(\omega t) \tag{5-38}$$

4. El ángulo θ_f en el cual i_d va a cero se obtiene de la ecuación 5-38 como

$$0 = \int_{\theta_b}^{\theta_f} (\sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t - V_d)\, d(\omega t) \tag{5-39}$$

Corresponde al área $A = B$ en la figura 5-16*c*.

5. El valor promedio I_d de la corriente CC se obtiene mediante la integración de $i_d(\theta)$ de θ_b a θ_f y luego al dividir entre π:

$$I_d = \frac{\displaystyle\int_{\theta_b}^{\theta_f} i_d(\theta)\, d\theta}{\pi} \tag{5-40}$$

Es intuitivamente obvio que para parámetros de circuito dados, I_d depende del valor de V_d y viceversa. Para presentar la relación entre los dos en forma general, se normaliza V_d por V_{do} e I_d por $I_{\text{cortocircuito}}$, donde:

$$I_{\text{cortocircuito}} = \frac{V_s}{\omega L_s} \tag{5-41}$$

es la corriente rms que fluirá si la fuente de corriente CA V_s sufrió un cortocircuito por L_s. El seguimiento del procedimiento descrito arriba resulta en el trazado que se muestra en la figura 5-17, donde la corriente llega a cero cuando V_d se acerca al valor pico del voltaje CA de entrada.

5-3-3-1 Características de rectificadores

La aproximación de un voltaje de CC constante $v_d(t) = V_d$ puede ser razonable si la capacitancia en el circuito práctico de la figura 5-5 es grande. Esto quiere decir que si se sustituye la carga por una resistencia equivalente R_{carga} como en la figura 5-20, a continuación, la constante de tiempo $C_d R_{\text{carga}}$ es mucho más grande que el tiempo de ciclos de frecuencia de línea, lo que resulta en una ondulación o rizo muy pequeña en v_d. Esta aproximación permite presentar las características del rectificador de manera general. En las figuras 5-18 y 5-19 se trazan varias cantidades como función de la corriente CC I_d, normalizadas respecto de la corriente de cortocircuito $I_{\text{cortocircuito}}$ (dada por la ecuación 5-41) a fin de combinar los efectos de L_s y la frecuencia ω en los mismos trazados. (Véase el problema 5-17 para la justificación que permite una generalización de esta índole.) Para un valor dado de I_d, el creciente L_s resulta en un $I_{\text{cortocircuito}}$ más pequeño y por ende un $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$ más grande. Por tanto, las figuras 5-18 y 5-19 muestran que el creciente L_s resulta en una forma de onda i_s mejorada con un THD más bajo, un mejor factor de potencia y un factor de cresta más bajo (mejorado).

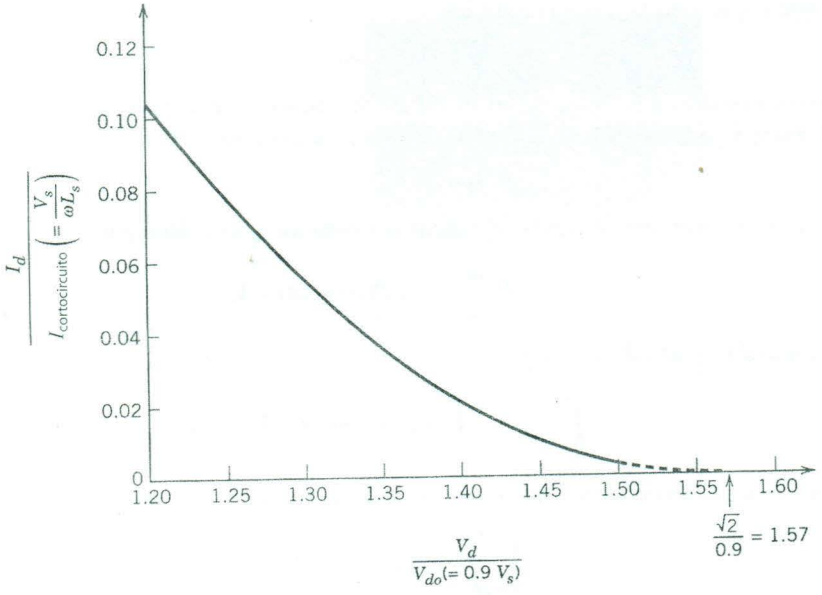


Figura 5-17 I_d normalizado versus V_d en el rectificador de la figura 5-16*a* con un voltaje del lado CC constante.

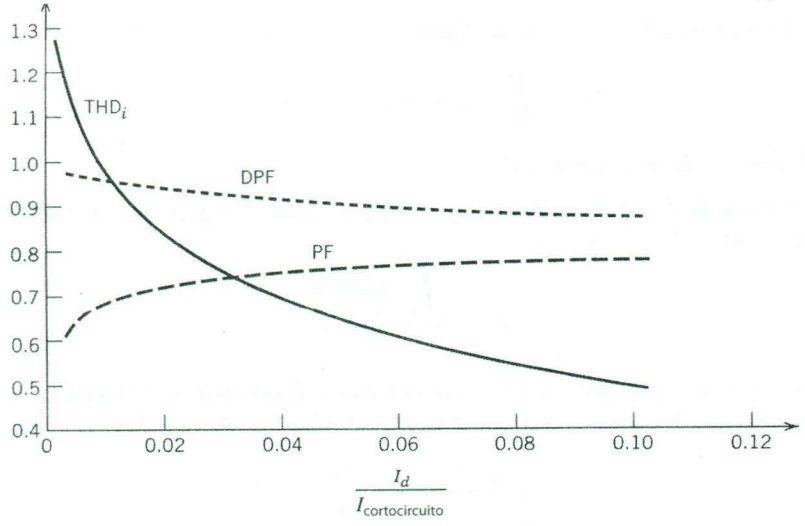


Figura 5-18 Distorsión armónica total, DPF, y PF en el rectificador de la figura 5-16*a* con un voltaje constante del lado de CC.

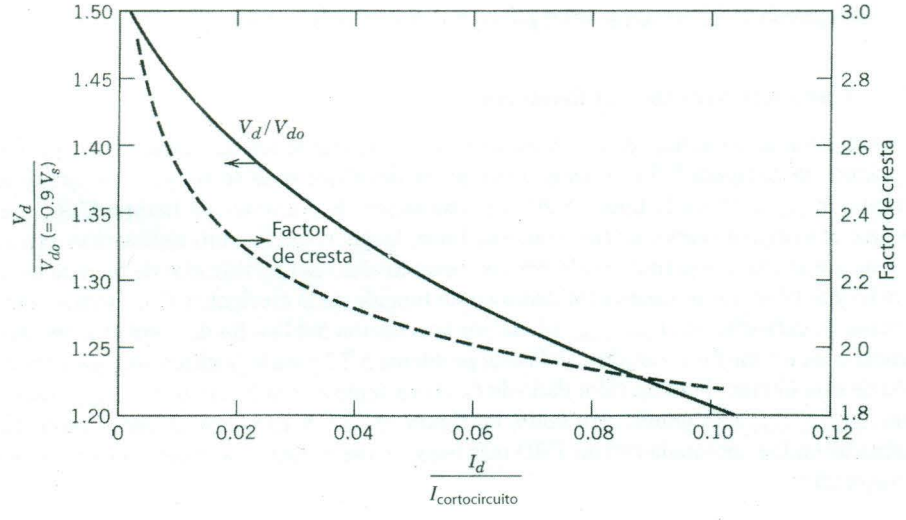


Figura 5-19 V_d normalizado y el factor de cresta en el rectificador de la figura 5-16*a* con un voltaje constante del lado de CC.

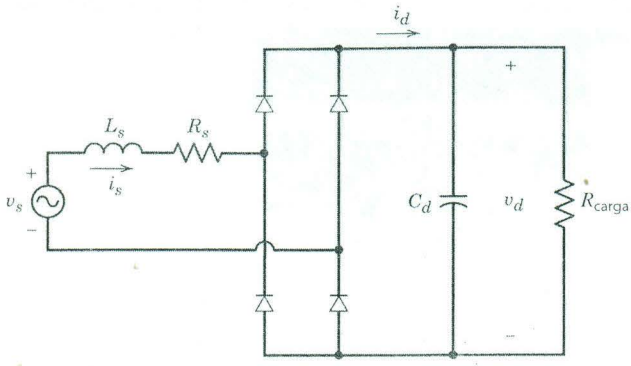


Figura 5-20 Rectificador práctico de puente de diodos con un capacitor filtrante.

5-3-4 RECTIFICADORES PRÁCTICOS DE PUENTES DE DIODOS

Tras considerar los circuitos sencillos en las secciones anteriores, ahora se está listo para considerar el circuito práctico de la figura 5-5 que se trazó de nuevo en la figura 5-20. La carga se representa por una resistencia equivalente R_{carga}. En este circuito habrá un poco de ondulación o rizo en el voltaje del condensador, y por tanto se tendrá que analizar de manera diferente del circuito de la figura 5-16*a*. Un circuito como el que se muestra en la figura 5-20 se analiza fácilmente mediante un programa de simulación de circuitos como PSpice. Sin embargo, por razones educativas calcularemos primero las formas de onda de modo analítico.

5-3-4-1 Cálculos analíticos con una corriente altamente discontinua

Supondremos que las condiciones operativas del circuito resultan en un i_d muy discontinuo, parecido a la forma de onda en la figura 5-16*c*, donde i_d se va a cero antes de que v_s cruce por cero cada medio ciclo. Luego se usa el circuito equivalente de la figura 5-21 para calcular los voltajes y corrientes en la figura 5-20. Si no se cumple con esta condición, se debe incluir la conmutación de corriente que se abordó en las secciones anteriores, lo cual dificulta los cálculos analíticos.

A fin de describir el sistema en la figura 5-21, las variables de estados que se eligieron son la corriente del inductor i_d y el voltaje del condensador v_d. Durante cada medio ciclo de la frecuencia de línea hay dos intervalos distintos, parecidos a los que se mostraron en la figura 5-16*c* (donde $t_b = \theta_b/\omega$ y $t_f = \theta_f/\omega$):

a) $t_b < t < t_f$. Cuando la corriente está fluyendo durante $t_b < t < t_f$, donde t_b es el inicio de la conducción y t_f es el tiempo final de conducción, las siguientes ecuaciones describen el circuito en cada medio ciclo de la frecuencia de línea:

$$|v_s| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \qquad \text{(con KVL)} \tag{5-42}$$

e

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{carga}} \qquad \text{(con KCL)} \tag{5-43}$$

donde KVL y KCL son las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff. Si se reordenan estas ecuaciones en la forma de variables de estado durante $t_b < t < t_f$, se obtiene

$$\begin{bmatrix} \dfrac{di_d}{dt} \\ \dfrac{dv_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_s} & -\dfrac{1}{L_s} \\ \dfrac{1}{C_d} & -\dfrac{1}{C_d R_{carga}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} |v_s| \tag{5-44}$$

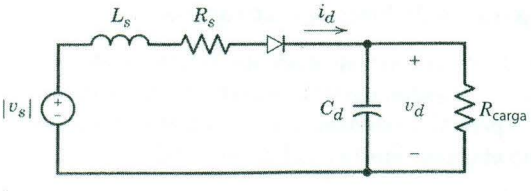


Figura 5-21 Circuito equivalente de la figura 5-20.

Este circuito es muy parecido al de la figura 4-6, en el capítulo sobre simulación. El vector de variables de estado **x** consiste en i_d y v_d. La matriz de transición de estados es

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_s} & -\dfrac{1}{L_s} \\ \dfrac{1}{C_d} & -\dfrac{1}{C_d R_{\text{carga}}} \end{bmatrix} \tag{5-45}$$

y

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5-46}$$

Con las ecuaciones 4-11 a 4-13 para la regla trapezoidal de integración, da

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{M}\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{N}\left[|v_s(t)| - |v_s(t - \Delta t)|\right] \tag{5-47}$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2}\mathbf{A}\right]^{-1} \cdot \left[\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2}\mathbf{A}\right] \\ \mathbf{N} &= \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2}\mathbf{A}\right]^{-1} \frac{\Delta t}{2}\mathbf{b} \end{aligned} \tag{5-48}$$

b) $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$. Durante el intervalo $t_f < t < t_b + \frac{1}{2}T$, cuando el puente de diodos no está conduciendo,

$$i_d = 0 \tag{5-49}$$

y

$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{\text{carga}}} v_d \tag{5-50}$$

La solución de la ecuación 5-50 se expresa como

$$v_d(t) = v_d(t_f) e^{-(t - t_f)/(C_d R_{\text{carga}})} \tag{5-51}$$

En la solución de las ecuaciones 5-47 y 5-51 se necesita el instante t_b cuando inicia la conducción de corriente. Como no se conoce antes de la solución, se usará un valor estimado. Un valor exacto de t_b resultará al principio de la conducción exactamente medio ciclo más tarde. Por tanto, se usará esta condición para verificar la precisión de la elección de t_b y para incrementar t_b poco a poco desde su valor elegido al principio hasta que se alcance el valor exacto, con una pequeña tolerancia.

■ ***Ejemplo 5-1*** Simule el rectificador de puente completo de la figura 5-20, con MATLAB y los siguientes parámetros: $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_s = 1$ mH, $R_s = 1$ mΩ, $C_d = 1\,000$ μF y $R_{\text{carga}} = 20$ Ω. Suponga que los diodos son ideales y elija un paso de tiempo $\Delta t = 25$ μs.

Solución El listado del programa MATLAB se incluye en el apéndice al final de este capítulo, y los resultados con el valor inicial correcto de $v_d(t_b)$ se muestran en la figura 5-22. ■

5-3-4-2 La simulación de circuitos para condiciones operativas generales

El análisis de la sección previa está limitado a una corriente discontinua alta, donde la conmutación de corriente no se considera . Por lo general, esta condición puede conservarse o no, y las ecuaciones y su solución analítica se complican mucho incluso para un circuito sencillo. Por tanto, en general es preferible usar un simulador orientado en circuitos, como el que se ilustra en el ejemplo 5-2.

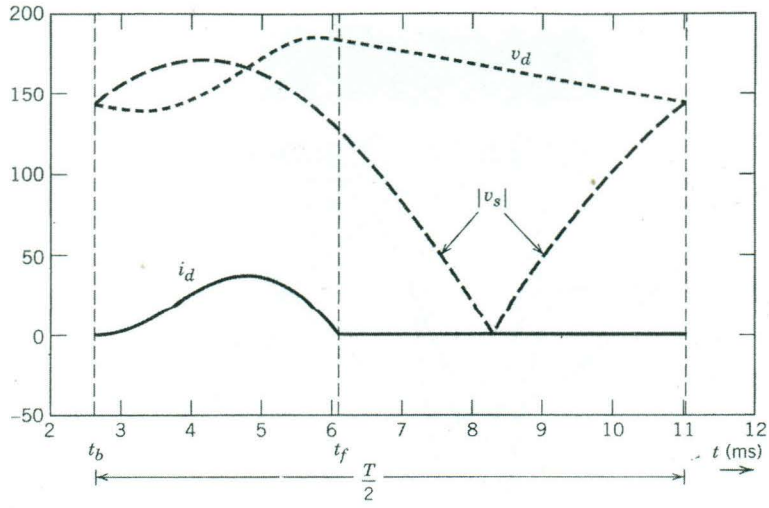


Figura 5-22 Formas de onda en el circuito de la figura 5-20, obtenidas en el ejemplo 5-1.

■ ***Ejemplo 5-2*** Simule el circuito de la figura 5-20 con PSpice y los mismos valores de parámetro del ejemplo 5-1. Ejecútese un análisis de Fourier de la corriente de entrada y en el voltaje de salida de CC.

Solución La red de PSpice con números de nodos y el archivo de datos de entrada se incluyen en el apéndice al final de este capítulo. Los resultados están trazados en la figura 5-23, donde i_{s1} (el componente de frecuencia fundamental de la corriente de entrada i_s) tiene un valor rsm de 10.86 A retrasado a v_s por un ángulo $\phi_1 = 10°$. Los componentes armónicos en la corriente de línea están enumerados en el archivo de salida de PSpice incluido en el apéndice. También según el listado de salida, los valores medios son $V_d = 158.45$ V e $I_d = 7.93$ A. ■

5-3-4-3 Distorsión de corriente de línea

La figura 5-23 muestra que la corriente de línea i_s en la entrada al rectificador de puente de diodos se desvía considerablemente de una forma de onda sinusoidal. Esta corriente distorsionada también puede generar una distorsión en el voltaje de línea. Puede cuantificarse esta distorsión con base en la teoría que se vio en el capítulo 3. Los armónicos fundamentales y terceros de i_s se muestran en la figura 5-24, junto con el componente de distorsión.

■ ***Ejemplo 5-3*** En los rectificadores de los ejemplos 5-1 y 5-2, calcule THD_i y el factor de cresta en la corriente de entrada, el DPF, el PF, el voltaje medio de salida V_d e $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$.

Solución Con base en el análisis de Fourier y mediante PSpice en el ejemplo 5-2, $THD_i = 88.8\%$. Según el mismo análisis, $I_{s1} = 10.86$ A. Con la ecuación 3-36, el valor rms $I_s = 14.52$ A. En la figura 5-24, $I_{s,\text{pico}} = 34.7$ A. Por tanto, según la definición del capítulo 3 (ecuación 3-37), el factor de cresta es 2.39.

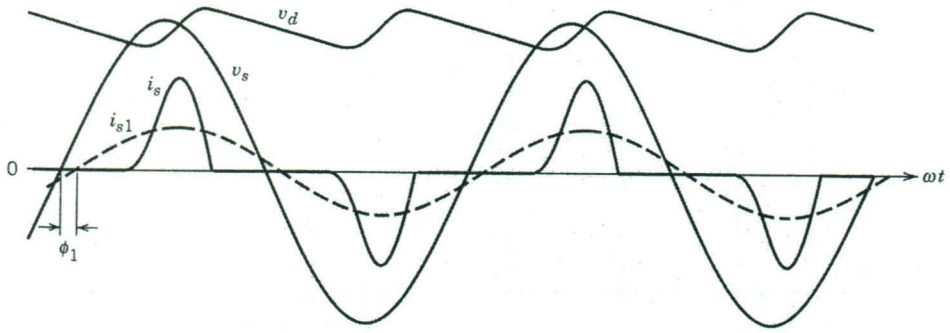


Figura 5-23 Formas de onda en el circuito de la figura 5-20, obtenidas en el ejemplo 5-2.

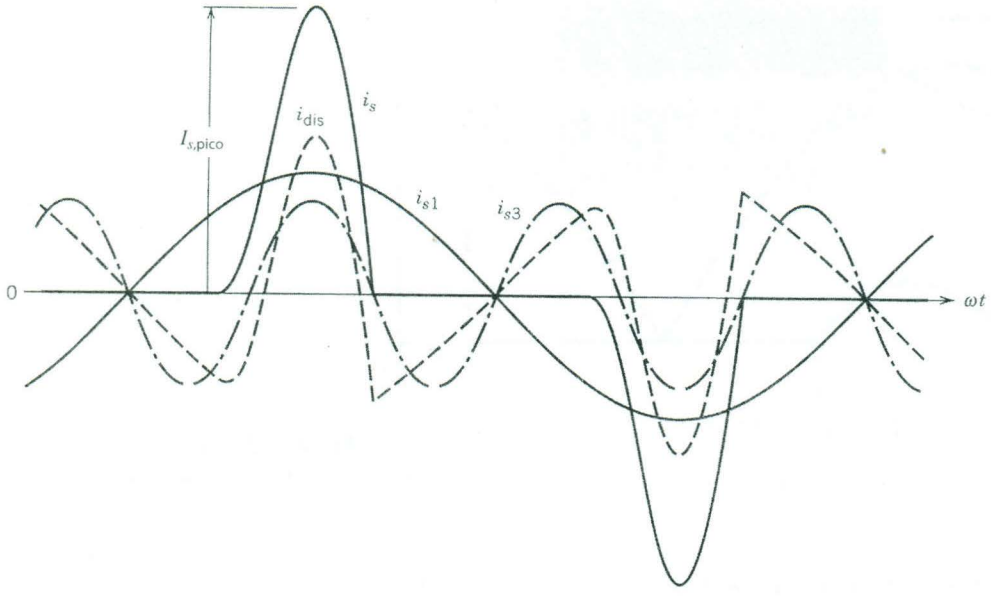


Figura 5-24 Corriente de línea distorsionada en el rectificador de la figura 5-20.

Como $\phi_1 = -10°$ según el análisis de Fourier, DPF = 0.985 (de retraso). El factor de potencia es 0.736. En este ejemplo, $I_d = 7.93$ A. Según la ecuación 5-41, $I_{\text{cortocircuito}} = 318.3$ A. Por tanto, $I_d/I_{\text{cortocircuito}} = 0.025$. El voltaje medio de salida $V_d = 158.45$ V ($V_d/V_{do} = 1.467$). ■

■ ***Ejemplo 5-4*** En el ejemplo 5-3, $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$ se calculó en 0.025. Para el mismo valor de $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$, use los resultados en las figuras 5-18 y 5-19 (obtenidos con la suposición de que $C_{pu} \rightarrow \infty$) para calcular THD_i, DPF, PF, el factor de cresta y V_d (normalizado). Compare los resultados con los del ejemplo 5-3.

Solución Con las figuras 5-18 y 5-19 se obtienen los siguientes valores: $THD_i = 79\%$, el factor de cresta es 2.25, DPF = 0.935, PF = 0.735 y $V_d/V_{d0} = 1.384$. Antes de comparar con los resultados del ejemplo 5-3 debemos notar que la potencia en estos dos casos no es la misma, pues un valor finito de la capacitancia de filtrado en el ejemplo 5-3 resulta en un valor más alto de V_d y por ende en una potencia más alta. A pesar de esta diferencia, los resultados son parecidos, y los trazados en las figuras 5-18 y 5-19 sirven para cálculos aproximados. ■

5-3-4-4 Distorsión de voltaje de línea

Las corrientes distorsionadas producidas por cargas, como rectificadores de puente de diodos, pueden distorsionar la forma de onda del voltaje de la fuente de alimentación principal. Considere, por ejemplo, el circuito de la figura 5-20 que se trazó de nuevo en la figura 5-25. Aquí, L_{s1} representa la impedancia interna de la

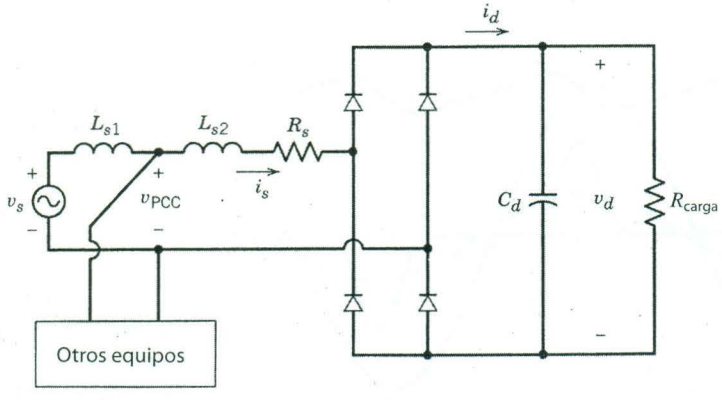


Figura 5-25 Muescas y distorsión de voltaje de línea.

fuente de alimentación principal, y L_{s2} se puede agregar intencionalmente como parte del equipo de electrónica de potencia. Se incluye una resistencia R_s útil también para representar las resistencias de los diodos.

El voltaje a través de otros equipos en el punto de acoplamiento común (PCC) es

$$v_{PCC} = v_s - L_{s1}\frac{d_{is}}{dt} \tag{5-52}$$

donde se supone que v_s es sinusoidal.

Al expresar i_s en la ecuación 5-52 en términos de sus componentes fundamentales y armónicos, da

$$v_{PCC} = \left(v_s - L_{s1}\frac{di_{s1}}{dt}\right) - L_{s1}\sum_{h\neq 1}\frac{di_{sh}}{dt} \tag{5-53}$$

donde

$$(v_{PCC})_1 = v_s - L_{s1}\frac{di_{s1}}{dt} \tag{5-54}$$

y el componente de distorsión de voltaje debida a los armónicos de la corriente es

$$(v_{PCC})_{dis} = -L_{s1}\sum_{h\neq 1}\frac{di_{sh}}{dt} \tag{5-55}$$

■ ***Ejemplo 5-5*** Con los parámetros del ejemplo 5-1 y al dividir L_s, por ejemplo, de forma que $L_{s1} = L_{s2} = 0.5$ mH, obtenga la forma de onda del voltaje en el punto de acoplamiento común en el circuito de la figura 5-25.

Solución Con PSpice se muestran las formas de onda de tensión y corriente en la figura 5-26. Se calcula que la distorsión armónica total THD_v en el voltaje en el punto de acoplamiento común en el circuito es aproximadamente 5.7%.

5-4 RECTIFICADORES DUPLICADORES DE VOLTAJE (MONOFÁSICOS)

En muchas aplicaciones, la magnitud de voltaje de línea de entrada puede ser insuficiente para cumplir con los requisitos de voltaje de salida. Aún más importante es que tal vez se requiera que el equipo opere con un voltaje de línea de 115 V y 230 V. Por tanto, un rectificador duplicador de voltaje, como se muestra en la figura 5-27, sirve para evitar un transformador de subida de tensión.

Cuando el interruptor en la figura 5-27 está en la posición de 230-V con un voltaje de línea de 230 V, el circuito se parece al circuito de rectificador de puente completo que ya se analizó. Con el interruptor en la posición de 115-V y un voltaje de línea de 115 V, cada condensador se carga aproximadamente hasta el pico del voltaje CA de entrada, y por tanto V_d (la suma de voltajes entre C_1 y C_2) es más o menos el mismo que en la operación de 230-V. El condensador C_1 se carga a través del diodo D_1 durante el semiciclo positivo del voltaje CA de entrada, y C_2 se carga a través de D_2 durante el semiciclo negativo. Por tanto, en este modo el circuito trabaja como rectificador duplicador de tensión.

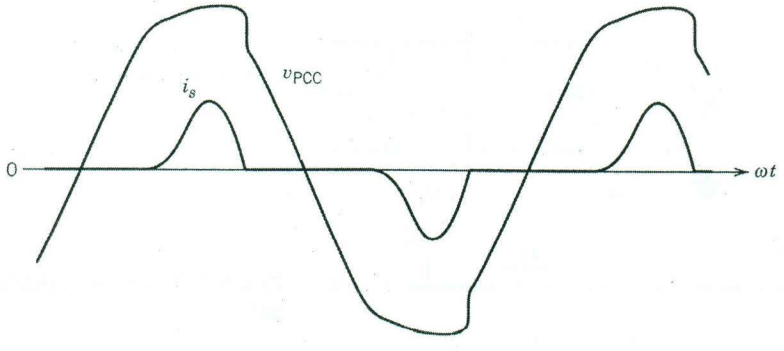


Figura 5-26 Forma de onda de voltaje en el punto de acoplamiento común en el circuito de la figura 5-25.

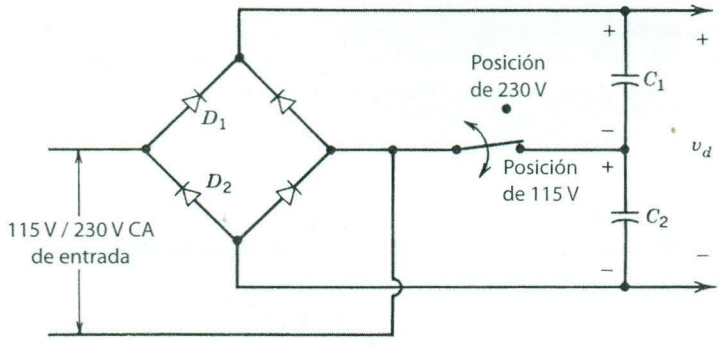


Figura 5-27 Rectificador duplicador de voltaje.

5-5 EFECTO DE RECTIFICADORES MONOFÁSICOS SOBRE CORRIENTES NEUTRAS EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DE CUATRO HILOS

A menudo, los edificios comerciales y de oficinas grandes se alimentan por una fuente trifásica principal. Sin embargo, la distribución interna de tensión y la carga son sobre todo monofásicas, entre uno de los tres voltajes de línea y el neutro, como se muestra de manera simplificada en la figura 5-28. Se intenta cargar las tres fases en forma igual. En caso de cargas lineales, si las tres fases están idénticamente cargadas, la corriente neutra i_n será cero. En la siguiente sección analizaremos el efecto de cargas no lineales en la corriente neutra.

Se hablará del impacto de rectificadores monofásicos de diodos sobre i_n suponiendo primero que nada que éstos son idénticos en cada fase. Si se considera la fase a, se puede escribir i_a en términos de sus armónicos fundamentales e impares (los armónicos pares son cero) cuyos valores de rsm I_{s1} e I_{sh} sean los mismos en las tres fases:

$$i_a = i_{a1} + \sum_{h=2k+1}^{\infty} i_{ah} \tag{5-56}$$

$$= \sqrt{2}I_{s1}\,\text{sen}(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\,\text{sen}(\omega_h t - \phi_h)$$

donde $k = 1, 2, 3,...$

A partir de un suministro de electricidad trifásico principal equilibrado y cargas idénticas, las corrientes en las fases b y c se mueven 120° y 240°, respectivamente, en la frecuencia de línea fundamental. Por tanto,

$$i_b = \sqrt{2}I_{s1}\text{sen}(\omega_1 t - \phi_1 - 120°) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\text{sen}(\omega_h t - \phi_h - 120°h) \tag{5-57}$$

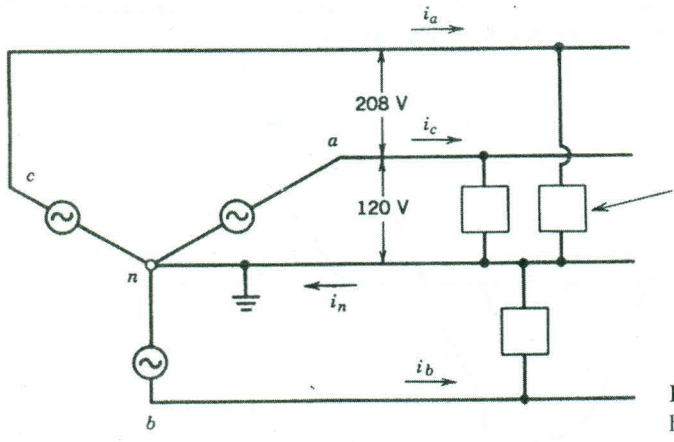


Figura 5-28 Sistema trifásico con cuatro hilos.

y

$$i_c = \sqrt{2}I_{s1}\,\text{sen}(\omega_1 t - \phi_1 - 240°) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\,\text{sen}(\omega_h t - \phi_h - 240°h) \tag{5-58}$$

Estas corrientes de fase se suman en un hilo neutro, y por ende, según la ley de Kirchhoff en el nodo n,

$$i_n = i_a + i_b + i_c \tag{5-59}$$

Con las ecuaciones 5-56 a 5-59 nos damos cuenta de que todos los armónicos no triples y los componentes de frecuencia fundamental suman cero. Los armónicos triples suman tres veces sus valores individuales. Por tanto,

$$i_n = 3\sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\,\text{sen}(\omega_h t - \phi_h) \tag{5-60}$$

En términos de los valores rms,

$$I_n = 3\left(\sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} I_{sh}^2\right)^{1/2} \tag{5-61}$$

Conforme a los resultados en la sección 5-3-4-3, el tercer armónico domina a todos los demás componentes armónicos. Por ende, en la ecuación 5-61,

$$I_n \simeq 3I_{s3} \tag{5-62}$$

lo que significa que el valor rms de la corriente neutra es aproximadamente tres veces la corriente rms de armónicos terceros en los conductores de línea. Como la corriente de línea de armónicos terceros puede ser un porcentaje significativo de la corriente de frecuencia fundamental, la corriente de hilo neutro puede ser muy grande. Esto motivó cambios en los códigos de cableado eléctrico que ahora estipulan que el conductor neutro debe ser capaz de conducir por lo menos la misma corriente que los conductores de línea. De hecho, si las corrientes de línea son muy discontinuas, la corriente neutra puede tener hasta (véase el problema 5-21)

$$I_n = \sqrt{3}I_{\text{línea}} \tag{5-63}$$

■ ***Ejemplo 5-6*** Suponga que cada carga no lineal en la figura 5-28 se representa por la carga monofásica del ejemplo 5-1. Obtenga la forma de onda de corriente neutra y su valor rms para el mismo voltaje por fase e impedancia del lado CA que en el ejemplo 5-1.

Solución Con PSpice, la corriente de hilo neutro se trazó en la figura 5-29, y su valor rms se calculó en aproximadamente 25 A. Es casi $\sqrt{3}$ veces más grande que la corriente de línea de 14.52 A (rms). ■

5-6 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS DE PUENTE COMPLETO

En aplicaciones industriales donde hay disponibilidad de voltajes de CA trifásicos, es preferible usar circuitos de rectificadores trifásicos en lugar de rectificadores monofásicos, por su menor contenido de ondula-

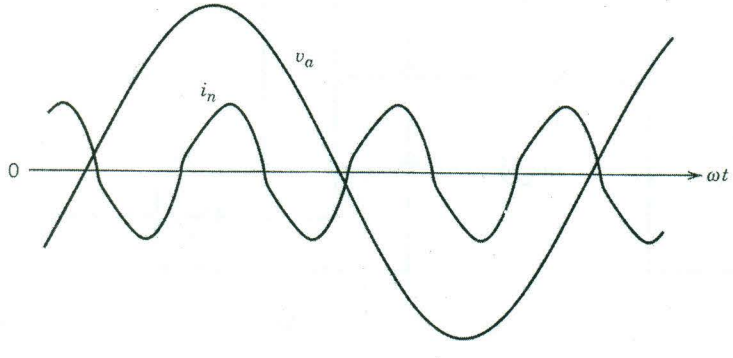


Figura 5-29 Corriente de hilo neutro i_n.

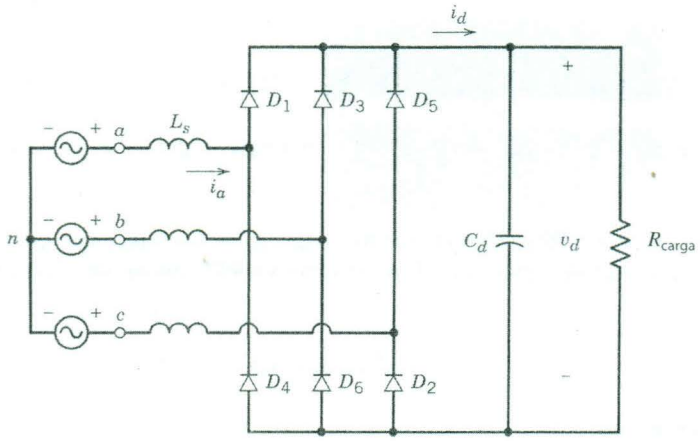


Figura 5-30 Rectificador trifásico de puente completo.

ciones en las formas de onda y una mayor capacidad de manejo de potencia. El rectificador trifásico de puente completo y seis impulsos que se muestra en la figura 5-30 es un arreglo de circuito de uso común. Un condensador de filtrado está conectado al lado de CC del rectificador.

Parecido al análisis de rectificadores monofásicos de puente completo, empezaremos con circuitos sencillos antes de pasar al circuito ilustrado en la figura 5-30.

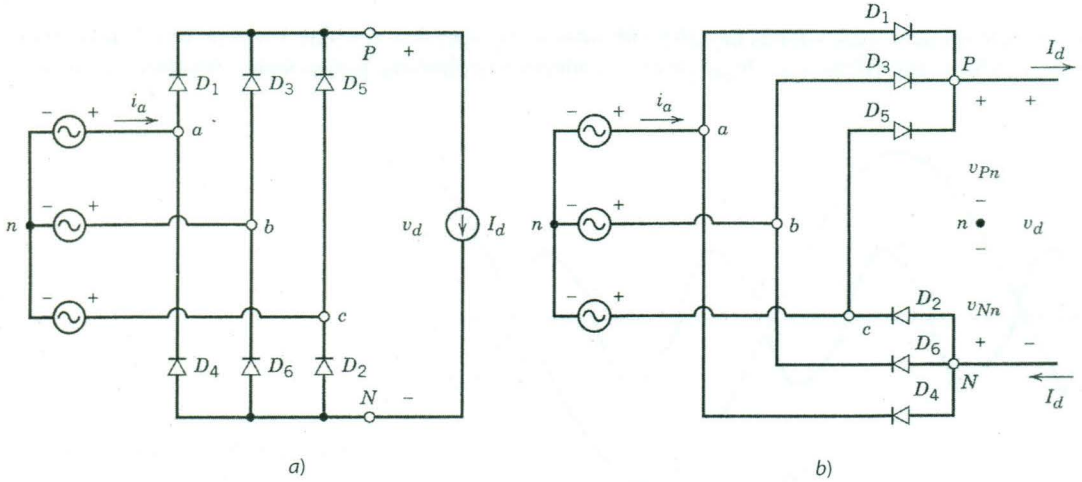
5-6-1 CIRCUITO IDEALIZADO CON $L_s = 0$

En el circuito de la figura 5-31*a*, se supone que la inductancia del lado de CA L_s es cero, y el lado de CC se sustituye por una corriente de CC constante I_d. Más adelante veremos que la sustitución de la corriente de CC I_d por una resistencia de carga R_{carga} altera poco la operación del circuito.

El rectificador de la figura 5-31*a* se puede trazar de nuevo como se hizo en la figura 5-31*b*. Con $L_s = 0$, la corriente I_d fluye a través de un diodo del grupo superior y uno del grupo inferior. De modo parecido a los rectificadores monofásicos, el diodo en el grupo superior con su ánodo en el potencial más alto conducirán, y los otros dos se vuelven de polarización inversa.

Las formas de onda de voltaje en los circuitos de la figura 5-31 se muestran en la figura 5-32*a*, donde v_{Pn} es el voltaje en el punto P respecto del punto neutro n del voltaje CA. Del mismo modo, v_{Nn} es el voltaje en la terminal N de CC negativa. Como I_d fluye en forma continua, se pueden obtener en cualquier momento v_{Pn} y v_{Nn} en términos de uno de los voltajes de CA de entrada v_{an}, v_{bn} y v_{cn}. Al aplicar KVL en el circuito de la figura 5-31 de manera instantánea, el voltaje del lado de CC es

$$v_d = v_{Pn} - v_{Nn} \tag{5-64}$$



a) b)

Figura 5-31 Rectificador trifásico con corriente CC constante.

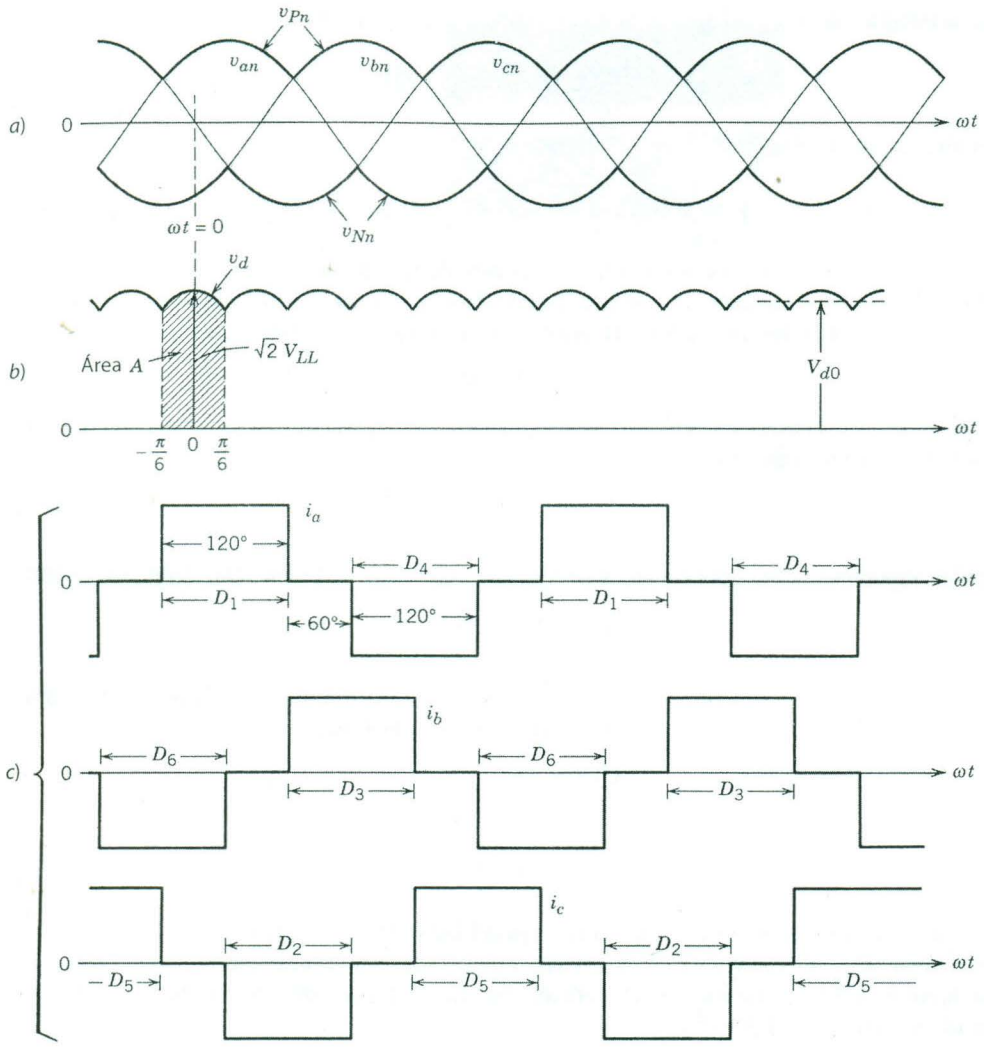


Figura 5.32 Formas de onda en el circuito de la figura 5-31.

La forma de onda instantánea de v_d consiste en seis segmentos por ciclo de frecuencia de línea. Por ende, este rectificador a menudo se llama rectificador de seis impulsos. Cada segmento pertenece a una de las seis combinaciones de voltaje de línea a línea, como se muestra en la figura 5-32*b*. Cada diodo conduce para 120°. Si consideramos la forma de onda de la corriente de fase *a* en la figura 5-32*c*,

$$i_a = \begin{cases} I_d & \text{cuando conduce el diodo 1} \\ -I_d & \text{cuando conduce el diodo 4} \\ 0 & \text{cuando no conduce el diodo 1 ni el 4} \end{cases} \tag{5-65}$$

La conmutación de corriente de un diodo al siguiente es instantánea, con base en la suposición de que $L_s = 0$. Los diodos en la figura 5-31 están numerados de manera que conducen en la secuencia 1, 2, 3,... Ahora calcularemos el valor medio del voltaje CC de salida y los valores rms de las corrientes de línea, donde se agrega el subíndice *o* debido a la suposición de $L_s = 0$.

Para obtener el valor medio del voltaje CC de salida es suficiente tomar en cuenta sólo uno de los seis segmentos y obtener su promedio a lo largo de un intervalo de 60° o $\pi/3$ rad. En forma arbitraria, se selecciona el origen de tiempo $t = 0$ en la figura 5-32*a* cuando el voltaje de línea a línea v_{ab} está en su máximo. Por tanto,

$$v_d = v_{ab} = \sqrt{2}V_{LL}\cos\omega t \qquad -\tfrac{1}{6}\pi < \omega t < \tfrac{1}{6}\pi \tag{5-66}$$

donde V_{LL} es el valor rms de los voltajes de línea a línea.

Mediante la integración de v_{ab}, el área de voltio/segundo A está dada por

$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL} \tag{5-67}$$

y por tanto, la división de A entre el intervalo $\pi/3$ da

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_{LL} = 1.35V_{LL} \tag{5-68}$$

Uno de los voltajes de fase y la correspondiente corriente de fase (denominados v_s e i_s) se trazan de nuevo en la figura 5-33*a*. Con la definición de la corriente de fase rms en la forma de onda de corriente de fase de la figura 5-33*a*, el valor rms de la corriente de línea i_s en este caso idealizado es

$$I_s = \sqrt{\tfrac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \tag{5-69}$$

Por medio de un análisis de Fourier de i_s en este caso idealizado, el componente de frecuencia fundamental i_{s1} de la figura 5-33*a* tiene un valor rms

$$I_{s1} = \frac{1}{\pi}\sqrt{6} I_d = 0.78 I_d \tag{5-70}$$

Los componentes armónicos I_{sh} se expresan en términos del componente de frecuencia fundamental como

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \tag{5-71}$$

donde $h = 5, 7, 11, 13, \ldots$ Los armónicos pares y triples son cero, como se muestra en la figura 5-33*b*. Como i_{s1} está en fase con su voltaje del sistema de distribución de energía eléctrica,

$$\text{DPF} = 1.0 \tag{5-72}$$

y por tanto,

$$\text{PF} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \tag{5-73}$$

Las formas de onda del voltaje son idénticas si la carga del lado de CC se representa por una resistencia R_{carga} en lugar de una fuente de corriente I_d. Las corrientes de fase también fluirán durante intervalos idénticos, como en la figura 5-32. La única diferencia será que las formas de onda de la corriente no tendrán una parte superior plana, como en la figura 5-32.

5-6-2 EFECTO DE L_S EN LA CONMUTACIÓN DE CORRIENTE

Ahora incluiremos L_s en el lado de CA y representaremos el lado de CC mediante una fuente de corriente $i_d = I_d$, como se ve en la figura 5-34. Aquí, las conmutaciones de corriente no serán instantáneas. Se considerará sólo una de las conmutaciones de corriente porque todas las demás son idénticas en un circuito

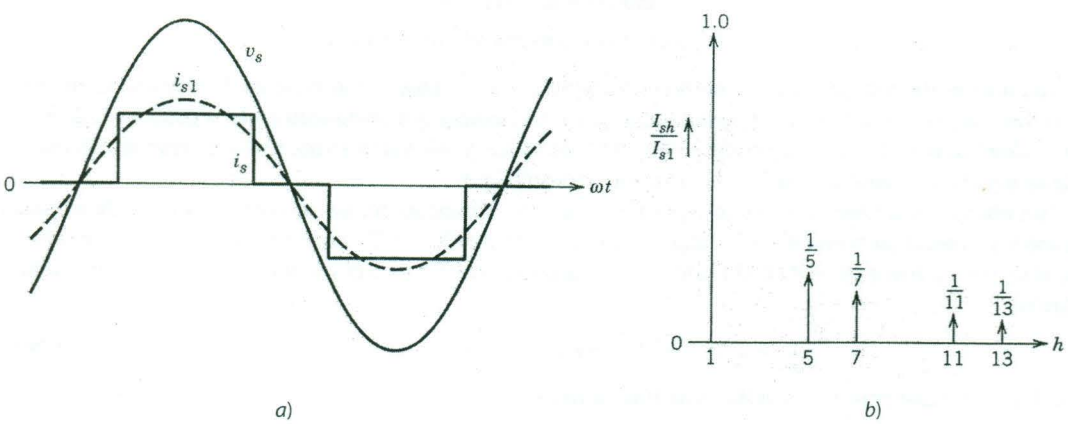


Figura 5-33 Corriente de línea en un rectificador trifásico en el caso idealizado con $L_s = 0$ y una corriente de CC constante.

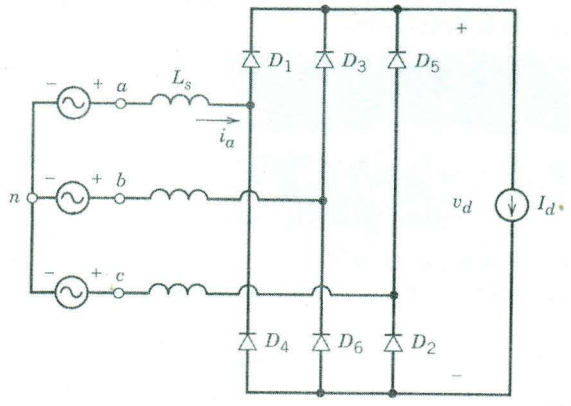


Figura 5-34 Rectificador trifásico con L_s finito y una corriente de CC constante.

equilibrado. Considérese la conmutación de corriente del diodo 5 al diodo 1, a partir de t o $\omega t = 0$ (el origen de tiempo se seleccionó en forma arbitraria). Antes de esto, la corriente i_d fluye a través de los diodos 5 y 6. La figura 5-35*a* muestra el subcircuito correspondiente a esta conmutación de corriente.

La conmutación de corriente sólo abarca las fases *a* y *c*, y el voltaje de conmutación responsable es $v_{\text{conm}} = v_{an} - v_{cn}$. Las dos corrientes de malla i_u e I_d están marcadas en la figura 5-35*a*. La corriente de conmutación i_u fluye debido a una ruta de cortocircuito proporcionada por el diodo conductor 5. En términos de corrientes de malla, las corrientes de fase son

$$i_a = i_u$$

e

$$i_c = I_d - i_u \tag{5-74}$$

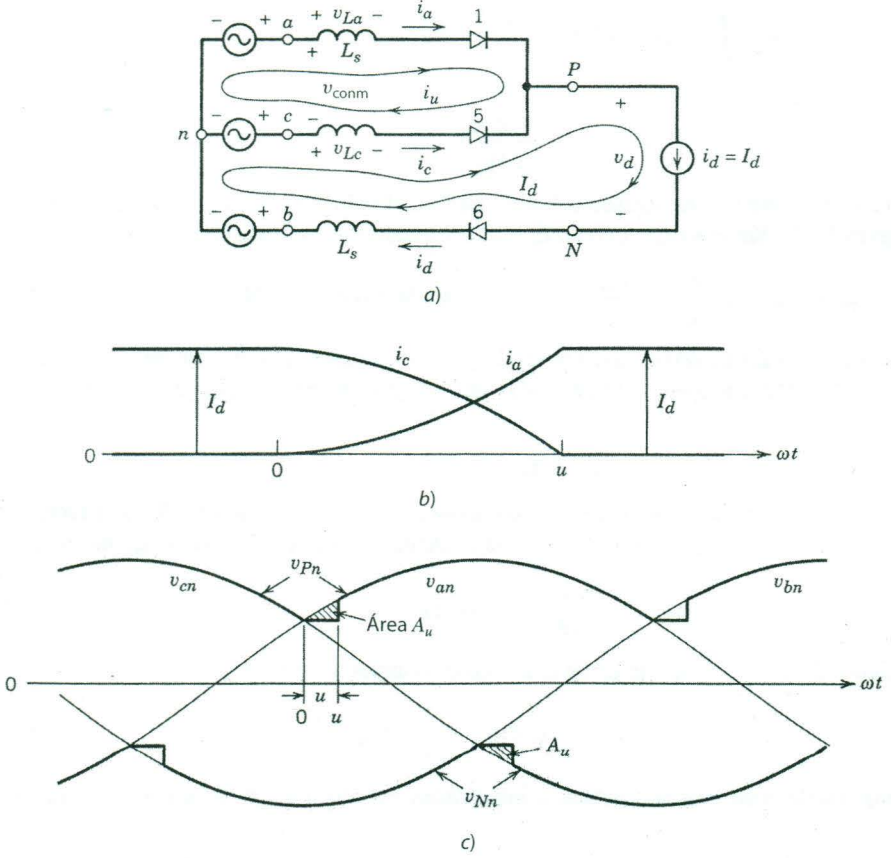


Figura 5-35 Proceso de conmutación de corriente.

Éstas están trazadas en la figura 5-35*b*, donde i_u incrementa desde cero hasta I_d al final del intervalo de conmutación $\omega t_u = u$. En el circuito de la figura 5-35*a*,

$$v_{La} = L_s \frac{di_a}{dt} = L_s di_u/dt \tag{5-75}$$

y

$$v_{Lc} = L_s \frac{di_c}{dt} = -L_s \frac{di_u}{dt} \tag{5-76}$$

con la observación de que $i_c = I_d - i_u$ y por ende $di_c/dt = d(I_d - i_u)/dt = -di_u/dt$. Al aplicar KVL en el bucle superior en el circuito de la figura 5-35*a* y las ecuaciones antecedentes, nos da

$$v_{\text{conm}} = v_{an} - v_{cn} = v_{La} - v_{Lc} = 2L_s \frac{di_u}{dt} \tag{5-77}$$

Por tanto, según la ecuación anterior,

$$L_s \frac{di_u}{dt} = \frac{v_{an} - v_{cn}}{2} \tag{5-78}$$

El intervalo de conmutación u se obtiene mediante la multiplicación de ambos lados de la ecuación 5-78 por ω y la integración de:

$$\omega L_s \int_0^{I_d} di_u = \int_0^u \frac{v_{an} - v_{cn}}{2}\, d(\omega t) \tag{5-79}$$

donde se supone que el origen del tiempo se encuentra en el principio de la conmutación de corriente. Con esta selección del origen del tiempo puede expresarse el voltaje de línea a línea ($v_{an} - v_{cn}$) como

$$v_{an} - v_{cn} = \sqrt{2} V_{LL} \operatorname{sen} \omega t \tag{5-80}$$

Al emplear la ecuación 5-80 en la ecuación 5-79 da

$$\omega L_s \int_0^{I_d} di_u = \omega L_s I_d = \frac{\sqrt{2} V_{LL}(1 - \cos u)}{2} \tag{5-81}$$

o

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_{LL}} \tag{5-82}$$

Si la conmutación de corriente fue instantánea debido a cero L_s, el voltaje v_{Pn} será igual a v_{an} a partir de $\omega t = 0$, como en la figura 5-35*c*. Sin embargo, con un L_s finito, durante $0 < \omega t < \omega t_u$ en la figura 5-35*c*,

$$v_{Pn} = v_{an} - L_s \frac{di_u}{dt} = \frac{v_{an} + v_{cn}}{2} \qquad \text{(con la ecuación 5-78)} \tag{5-83}$$

donde el voltaje a través de $L_s[=L_s(di_u/dt)]$ es la caída en el voltaje v_{Pn} durante el intervalo de conmutación que se muestra en la figura 5-35*c*. La integral de esta caída de voltaje es el área A_u, que, de acuerdo con la ecuación 5-81, es

$$A_u = \omega L_s I_d \tag{5-84}$$

Esta área se "pierde" en cada intervalo de 60°(π/3 rad), como se muestra en la figura 5-35*c*. Por tanto, la salida media de voltaje CC se reduce de su valor de V_{do}, y la caída de voltaje debido a la conmutación es

$$\Delta V_d = \frac{\omega L_s I_d}{\pi/3} = \frac{3}{\pi} \omega L_s I_d \tag{5-85}$$

Por tanto, el voltaje medio de CC en presencia de un intervalo de conmutación finito es

$$V_d = V_{do} - \Delta V_d = 1.35 V_{LL} - \frac{3}{\pi} \omega L_s I_d \tag{5-86}$$

donde V_{do} es el voltaje medio con una conmutación instantánea debido a $L_s = 0$, según la ecuación 5-68.

5-6-3 UN VOLTAJE CONSTANTE DEL LADO DE CC $v_d(t) = V_d$

Ahora se considerará el circuito de la figura 5-36*a*, donde la suposición es que el voltaje del lado de CC es una CC constante. Se trata de una aproximación al circuito de la figura 5-30 con un valor de C grande. A fin de simplificar el análisis supondremos que la corriente i_d en el lado de CC del rectificador fluye en forma discontinua, y por ende sólo dos diodos —uno del grupo superior y uno del grupo inferior— conducen en algún momento dado. Esta suposición permite el circuito equivalente que se muestra en la figura 5-36*b*, donde el voltaje de entrada está compuesto por los segmentos de voltaje de línea a línea que se muestran en la figura 5-36*c*. El diodo D_P corresponde a uno de los diodos D_1, D_3 y D_5 del grupo superior. De manera similar, el diodo D_N corresponde a uno de los diodos D_2, D_4 y D_6. Parecido al análisis en la sección 5-3-3 para una entrada monofásica, la forma de onda de corriente de fase resultante se muestra en la figura 5-36*c*.

5-6-3-1 Distorsión en las formas de onda de la corriente de línea

Es útil conocer el factor de potencia, la distorsión armónica total y el voltaje de CC de salida en el circuito práctico de la figura 5-30. No obstante, la presentación de estos resultados en forma general requiere la suposición de un voltaje constante de salida de CC, lo que se hace en esta sección.

La corriente del lado de CC I_d se normaliza por la corriente de cortocircuito por fase. Esta corriente de cortocircuito por fase se obtiene en términos de los voltajes de CA de entrada de línea a línea:

$$I_{\text{cortocircuito}} = \frac{V_{LL}/\sqrt{3}}{\omega_1 L_s} \tag{5-87}$$

Las figuras 5-37 y 5-38 muestran los trazos de PF, DPF, THD, factor de cresta (CF) y V_d/V_{do} como función de I_d normalizado por $I_{\text{cortocircuito}}$. (Véase el problema 5-17 para la justificación que permite esta generalización.)

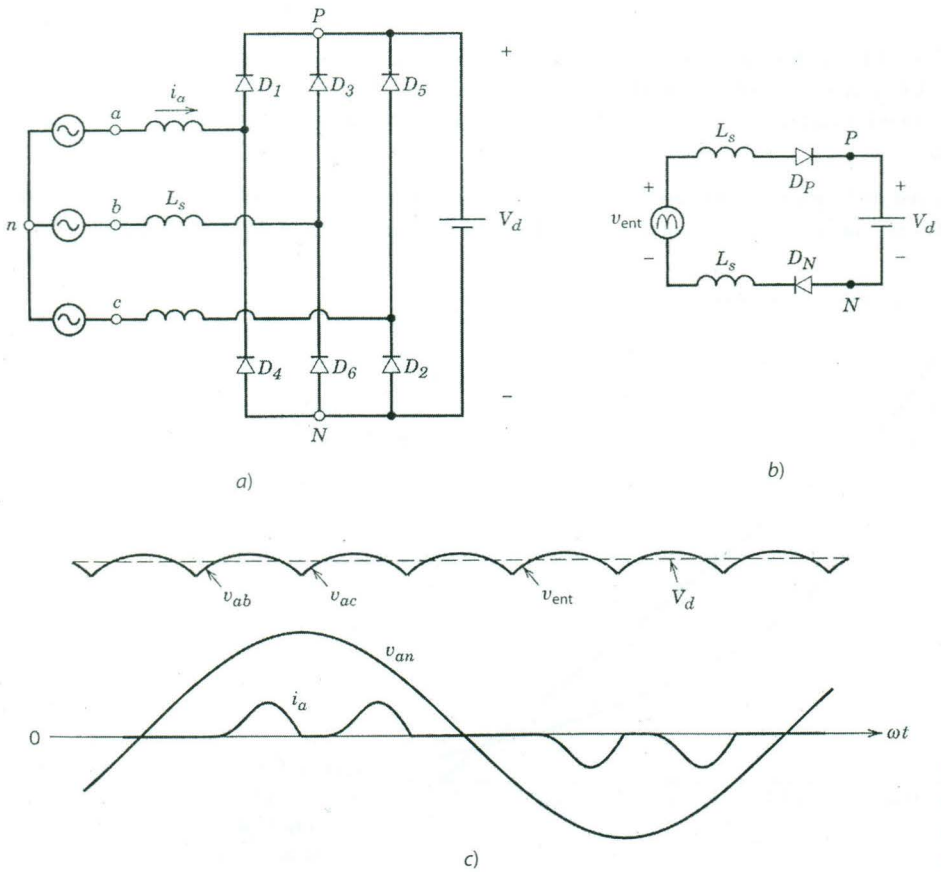


Figura 5-36 *a*) Rectificador trifásico con L_s finito y un voltaje constante de CC. *b*) Circuito equivalente. *c*) Formas de onda.

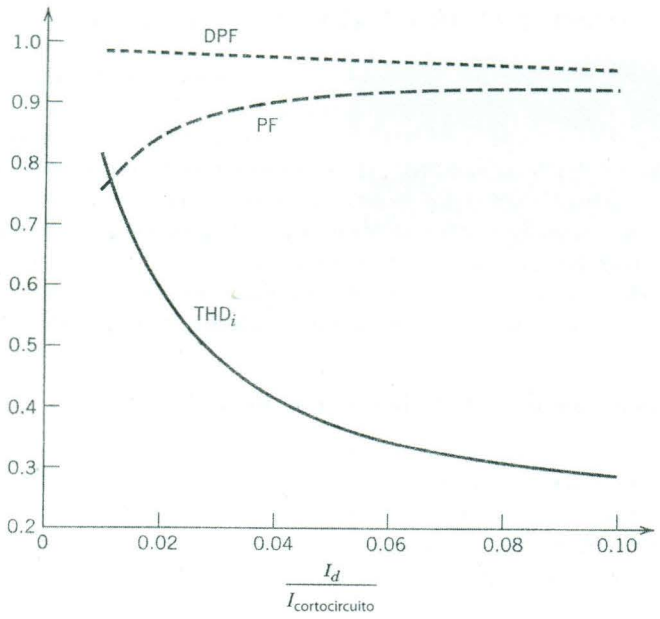


Figura 5-37 Distorsión armónica total, DPF, y PF en el rectificador de la figura 5-36 con un voltaje constante de CC.

5-6-4 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS PRÁCTICOS DE PUENTE DE DIODOS

En los rectificadores trifásicos, incluso los valores relativamente pequeños de L_s resultan en un i_d de flujo continuo, lo cual complica de manera considerable el análisis por medio de ecuaciones diferenciales. Por tanto, el circuito práctico que se muestra en la figura 5-30 se simula en forma general, con un software como PSpice.

■ ***Ejemplo 5-7*** El circuito del rectificador trifásico de diodos de la figura 5-30 alimenta una carga aproximada de 2.2 kW con V_{LL} = 208 V a 60 Hz, L_s = 1 mH y C_d = 1 100 μF. La carga se representa mediante una resistencia equivalente de 35.0 Ω. Obtenga las formas de onda del circuito por medio de una simulación en PSpice.

Solución La red de PSpice con números de nodos y el archivo de datos de entrada se incluyen en el apéndice al final de este capítulo. Las formas de onda de tensión y corriente se muestran en la figura 5-39.

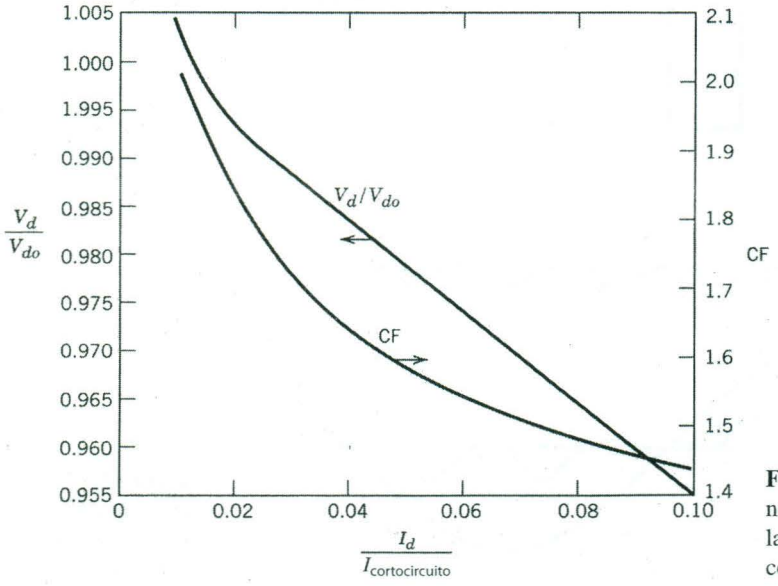


Figura 5-38 V_d y factor de cresta normalizados en el rectificador de la figura 5-36 con un voltaje constante de CC.

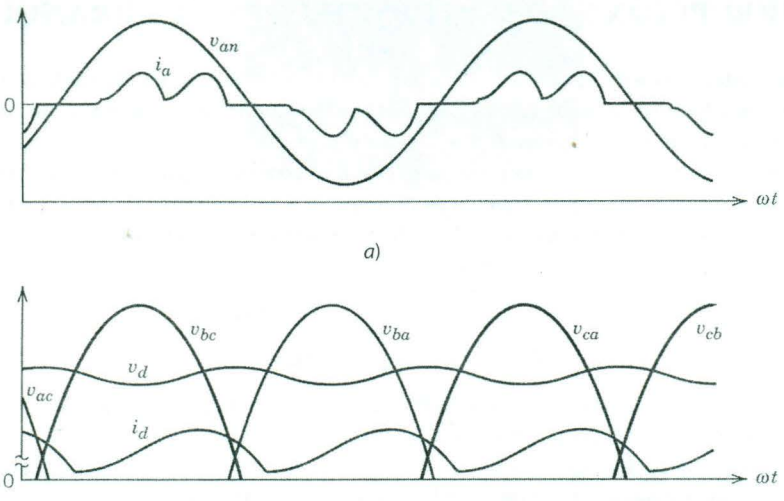


Figura 5-39 Formas de onda en el rectificador de la figura 5-30, obtenidas en el ejemplo 5-7.

El voltaje medio de CC es 278.0 V, y tiene una ondulación de pico a pico de 4.2 V, lo que en porcentaje del voltaje medio de CC es 1.5%. La corriente de entrada tiene un THD de 54.9%, el DPF es 0.97 (adelantado) y el PF es 0.85. La corriente media de CC es 7.94 A. ■

■ ***Ejemplo 5-8*** En el ejemplo 5-7, el lado de CC tiene un condensador de filtrado de 1 100 μF con un valor medio de 278.0 V y un pequeño voltaje de ondulación (o rizo) sobrepuesto. Los resultados en las figuras 5-37 y 5-38 se obtienen por suponer un voltaje del lado de CC de un valor de CC constante. El objetivo de este ejemplo es ilustrar el efecto de suponer un voltaje de CC constante de 278.0 V (el mismo valor medio que en el ejemplo 5-7).

Solución Con V_d = 278.0 V, V_d/V_{do} = 0.9907. Según la figura 5-38, esto corresponde a $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$ = 0.025. Este valor en la figura 5-37 corresponde aproximadamente a THD = 50%, DPF = 0.98 y PF = 0.87. Todos estos valores son muy parecidos a los que se calcularon en el ejemplo 5-7 con un condensador de filtrado del lado CC de 1 100 μF. ■

5-7 COMPARACIÓN DE RECTIFICADORES MONOFÁSICOS Y TRIFÁSICOS

La comparación de las formas de onda de corriente de línea en las figuras 5-23 y 5-39*a* muestra que la corriente de línea en un rectificador monofásico contiene considerablemente mayor distorsión en comparación con un rectificador trifásico, lo cual genera un factor de potencia mucho más deficiente en un rectificador monofásico que en uno trifásico. Esto se confirma al comparar las figuras 5-18 y 5-19 para rectificadores monofásicos con los resultados para rectificadores trifásicos en las figuras 5-37 y 5-38. El factor de desplazamiento (cos ϕ_1) es alto en ambos rectificadores.

La comparación de las formas de onda i_d en las figuras 5-22 y 5-39*b* muestra que la ondulación en la corriente CC es menor en un rectificador trifásico que en uno monofásico. La corriente de ondulación, que fluye a través del condensador o capacitor de filtrado, determina la capacitancia y la capacidad de manejo de corriente que se requiere del condensador de filtrado. Por tanto, en algunas aplicaciones la capacitancia de filtrado que se requiere puede ser mucho menor en un rectificador trifásico que en uno monofásico.

En un rectificador trifásico, la regulación máxima en el voltaje de CC V_d de la condición sin carga hasta la carga completa generalmente es de menos de 5%, como se ve en la figura 5-38. Esta regulación suele ser mucho más grande en rectificadores monofásicos.

Con base en el análisis precedente y en el hecho de que el uso de rectificadores monofásicos en sistemas trifásicos de cuatro hilos introduce corrientes grandes en el neutro (incluso en un sistema equilibrado), siempre es preferible un rectificador trifásico respecto de uno monofásico.

5-8 CORRIENTE DE IRRUPCIÓN Y SOBRETENSIONES EN EL ARRANQUE

En las secciones anteriores sólo se consideró la operación del rectificador en el estado activo. Sin embargo, pueden ocurrir considerables sobretensiones y grandes corrientes de irrupción en el arranque si se aplica el voltaje de CA repentinamente al circuito por medio de un conector.

Para el análisis del peor caso, se supone que el condensador de filtrado está en un principio completamente descargado. Además, se supone que en el arranque ($\omega t = 0$) la entrada de la fuente de CA está en su valor pico ($\sqrt{2}V_{LL}$ en el circuito trifásico). Por tanto, el máximo voltaje teórico a través del condensador debido a esta conexión en serie *L-C* se acerca a

$$V_{d,\text{máx}} = 2\sqrt{2}V_s \quad \text{(monofásico)} \tag{5-88}$$

$$V_{d,\text{máx}} = 2\sqrt{2}V_{LL} \quad \text{(trifásico)} \tag{5-89}$$

Por lo común, la carga a través del condensador de filtrado es un circuito electrónico sensible al voltaje, como un inversor de modo de conmutación en un accionamiento motriz de CA, y esta sobretensión grande puede causar graves daños tanto en el convertidor de CC como en la carga electrónica. Además, las corrientes de irrupción grandes pueden destruir los diodos del rectificador; también ocasionan una caída de voltaje momentánea en el punto de acoplamiento común.

Una posible solución para estos problemas es una resistencia limitadora de corriente en el lado de CC en serie entre la salida del rectificador y el condensador de filtrado. Esta resistencia se elimina por cortocircuito, ya sea por un conector mecánico o por un tiristor después de unos cuantos ciclos posteriores al arranque, a fin de evitar la disipación de energía y una pérdida sustancial de eficiencia debido a su presencia. Un circuito alternativo se presenta en la referencia 3.

5-9 ALERTAS Y SOLUCIONES PARA ARMÓNICOS DE CORRIENTE DE LÍNEA Y UN BAJO FACTOR DE POTENCIA

Las formas de onda de corrientes CA habituales en circuitos de rectificadores monofásicos y trifásicos no se parecen en nada a un sinusoide. El factor de potencia también es muy bajo debido a los contenidos armónicos en la corriente de línea.

Con la proliferación de los sistemas electrónicos, los rectificadores de CA a CC desempeñan un papel cada vez más importante. Un gran número de sistemas que inyectan corrientes armónicos en la red de electricidad pública puede tener un efecto significativo en la calidad de la forma de onda del voltaje de CA (es decir, se distorsiona), y de esta manera causar problemas con otras cargas sensibles conectadas al mismo suministro. Además, estas corrientes armónicas ocasionan pérdidas armónicas adicionales en el sistema de distribución y pueden excitar resonancias eléctricas, lo que genera grandes sobretensiones. Otro problema causado por armónicos en la corriente de línea es el de sobrecargas del cableado de circuitos. Por ejemplo, una carga del factor de potencia de unidad de 120 V, 1.7 kW sólo consume una corriente de 14 A y por tanto se puede alimentar fácilmente mediante un servicio de 15 A. Sin embargo, una carga de rectificador con un factor de potencia de 0.6 consume una corriente de 23.6 A, superior a 15 A, lo que dispara el interruptor de protección del circuito.

Las normas para armónicos y las soluciones para una forma de onda de corriente de línea deficiente, así como el factor de potencia de entrada, son puntos importantes de los sistemas de electrónica de potencia. Estas cuestiones se abordarán en forma detallada en el capítulo 18.

RESUMEN

1. Los rectificadores de diodos de frecuencia de línea se usan para convertir entradas de CA de 50 o 60 Hz a un voltaje de CC en forma no controlada . Se conecta un convertidor de filtrado grande a través de la salida del rectificador porque en la mayoría de las aplicaciones de electrónica de potencia una ondulación o rizo baja es deseable en el voltaje de CC de salida V_d.
2. A partir de suposiciones simplificadas, hay expresiones analíticas en las topologías de rectificadores de uso común con entradas monofásicas y trifásicas.

3. En circuitos prácticos, donde las expresiones analíticas son innecesariamente complicadas, se presentan los métodos de simulación para obtener las formas de ondas de voltaje y corriente del rectificador.
4. Varias características de rectificadores, como la distorsión armónica total en la corriente de entrada, el factor de potencia de desplazamiento y el factor de potencia, se presentan en forma general para los rectificadores tanto monofásicos como trifásicos.
5. En rectificadores de diodos con L_s o L_d pequeño (donde L_d es la inductancia entre la salida de CC del rectificador y el convertidor de filtrado), las corrientes i_d e i_s son muy discontinuas, y como consecuencia crece el valor rms de la corriente de entrada I_s y la energía se consume de la fuente de electricidad pública con un factor de potencia muy bajo.
6. En caso de una entrada de CA monofásica, se pueden usar rectificadores duplicadores de voltaje para duplicar (aproximadamente) la magnitud de voltaje de salida de CC en comparación con un rectificador de puente completo. Éstos se usan a veces en equipos de energía baja, que pueden ser necesarios para operar a partir de voltajes duales de 115 y 230 V.
7. Se analiza el efecto de rectificadores monofásicos sobre la corriente de hilo neutro en sistemas trifásicos de cuatro hilos.
8. La comparación de rectificadores de diodos monofásicos y trifásicos muestra que los rectificadores trifásicos son preferibles en la mayoría de los aspectos.
9. Los rectificadores de diodos monofásicos y trifásicos inyectan grandes cantidades de corrientes armónicas en el sistema de distribución de energía. Con la proliferación de los sistemas de electrónica de potencia, se deberá mejorar la forma de onda de la corriente de entrada deficiente. Estos temas se abordarán en el capítulo 18.

PROBLEMAS

CONCEPTOS BÁSICOS

5-1 En el circuito básico de la figura 5-3*a*, $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L = 10$ mH y $R = 5\ \Omega$. Calcule y trace la corriente i junto con v_s.

5-2 En el circuito básico de la figura 5-4*a*, $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L = 10$ mH y $V_d = 150$ V. Calcule y trace la corriente i junto con v_s.

5-3 El voltaje v a través de una carga y la corriente i a la terminal de polaridad positiva son como sigue (donde ω_1 y ω_3 no son iguales):

$$v(t) = V_d + \sqrt{2}V_1 \cos(\omega_1 t) + \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega_1 t) + \sqrt{2}V_3 \cos(\omega_3 t) \quad \text{V}$$

$$i(t) = I_d + \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_1 t) + \sqrt{2}I_3 \cos(\omega_3 t - \phi_3) \quad \text{A}$$

Calcule lo siguiente:

a) La potencia media P que se alimenta a la carga

b) El valor rms de $v(t)$ e $i(t)$

c) El factor de potencia en el cual opera la carga

RECTIFICADORES MONOFÁSICOS

5-4 En el circuito del rectificador monofásico de diodos que se muestra en la figura 5-6*b* con cero L_s y una corriente de CC constante $I_d = 10$ A, calcule la energía media que se alimenta a la carga:

a) Si v_s es un voltaje sinusoidal con $V_s = 120$ V a 60 Hz

b) Si v_s tiene la forma de onda de impulsos que se muestra en la figura P5-4

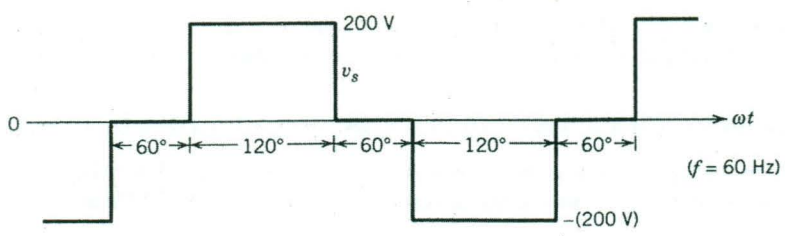


Figura P5-4

5-5 Considere el circuito básico de conmutación de la figura 5-11*a* con $I_d = 10$ A.

a) Con $V_s = 120$ V a 60 Hz y $L_s = 0$, calcule V_d y la potencia media P_d.

b) Con $V_s = 120$ V a 60 Hz y $L_s = 5$ mH, calcule u, V_d y P_d.

c) Aquí v_s tiene una forma de onda rectangular de 60 Hz con una amplitud de 200 V, y $L_s = 5$ mH. Trace la forma de onda i_s y calcule u, V_d y P_d.

d) Repita la parte *c*) si v_s tiene la forma de onda de impulsos que se muestra en la figura P5-4.

5-6 En el circuito simplificado del rectificador monofásico que se muestra en la figura 5-6*b* con $L_s = 0$ y una corriente de CC constante I_d, obtenga los valores medio y rms de la corriente a través de cada diodo como una relación de I_d.

5-7 En el circuito del rectificador monofásico de la figura 5-20, suponga que la impedancia del lado de CA es insignificante. En su lugar se coloca una inductancia L_d entre la salida del rectificador y el convertidor de filtrado. Derive el valor mínimo de L_d en términos de V_s, ω e I_d que resulten en un i_d continuo, suponiendo que la ondulación en v_d es insignificante.

5-8 En el circuito del rectificador monofásico de la figura 5-14*a*, $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_s = 1$ mH e $I_d = 10$ A. Calcule u, V_d y P_d. ¿Cuál es la caída de voltaje en porcentaje en V_d debido a L_s?

5-9 Repita el problema 5-8.

a) Si v_s tiene una forma de onda rectangular de 60 Hz con una amplitud de 200 V

b) Si v_s tiene la forma de onda de impulsos que se muestra en la figura P5-4

5-10 En el circuito del rectificador monofásico de la figura 5-16*a*, $L_s = 1$ mH y $V_d = 160$ V. El voltaje de entrada v_s tiene la forma de onda de impulsos que se muestra en la figura P5-4. Trace i_s y las formas de ondas i_d. (*Sugerencia:* i_s e i_d fluyen en forma discontinua.)

5-11 En el rectificador monofásico de la figura 5-16*a*, $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_s = 1$ mH y $V_d = 150$ V. Calcule las formas de onda para i_d que se muestran en la figura 5-16*c* e indique los valores de θ_b, θ_f e $I_{d,\text{pico}}$. También calcule el valor medio I_d.

5-12 Con el listado del programa MATLAB en el apéndice al final de este capítulo, calcule V_d y P_d en el ejemplo 5-1. Compare los resultados con el trazado en la figura 5-22.

5-13 El circuito del rectificador monofásico del ejemplo 5-2 con $R_s = 0.4\ \Omega$ alimenta una carga de 1 kW. Modifique la entrada básica de PSpice que aparece en el apéndice al final de este capítulo para el ejemplo 5-2 y obtenga el trazado de la forma de onda v_d, su valor medio V_d y su ondulación de pico a pico si la carga se representa:

a) Como si absorbiera una potencia instantánea constante $p_d(t) = 1$ kW. (*Sugerencia:* Represente la carga mediante una fuente de corriente que dependa del voltaje, por ejemplo, con la declaración GDC 5 6 VALUE={1 000.0/V(5.6}.)

b) Como una resistencia equivalente constante que absorbiera 1 kW con base en V_d en la parte *a*)

c) Una fuente de corriente CC I_d que absorbiera 1 kW con base en V_d en la parte *a*)

Compare la ondulación de pico a pico en el voltaje de salida de CC para estos tres tipos de representaciones de carga.

5-14 En el circuito del rectificador monofásico de la figura 5-6*b* con $i_d = I_d$, obtenga el THD, DPF, PF y CF.

5-15 Con el programa MATLAB en el problema 5-12, calcule el THD, DPF, PF y CF.

5-16 En el circuito del rectificador monofásico de la figura 5-20, $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_s = 2$ mH, $R_s = 0.4\ \Omega$ y la potencia de carga instantánea $p_d(t) = 1$ kW. Con PSpice, evalúe el efecto de la capacitancia de filtrado del lado de CC mediante el trazado de THD, DPF, PF y $\Delta V_{d(\text{pico a pico})}$ para los siguientes valores de C_d: 200, 500, 1 000 y 1 500 μF.

5-17 Los resultados generalizados para el THD, DPF y PF se presentan en las figuras 5-18 y 5-19 para rectificadores monofásicos, y en las figuras 5-37 y 5-38 para rectificadores trifásicos. Demuestre que la suposición de que el lado de CC del rectificador se representa por medio de una fuente de voltaje puramente de CC, permite presentar los resultados de manera general como función de $I_d/I_{\text{cortocircuito}}$.

5-18 Calcule la distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común en el circuito de la figura 5-25. Aquí $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_{s1} = L_{s2} = 1$ mH y el lado de CC del rectificador se representa por una fuente de corriente CC de 10 A.

RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE DUPLICACIÓN DE VOLTAJE Y DE PUNTO MEDIO

5-19 Considere el circuito del duplicador de voltaje de la figura 5-27, donde $V_s = 120$ V a 60 Hz, $L_s = 1$ mH, $C_1 = C_2 = 1\ 000$ μF y la carga se representa por una fuente de corriente CC de 10 A. Utilice PSpice.

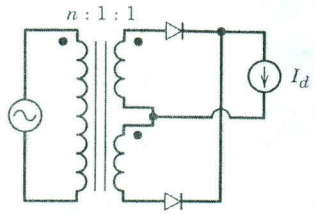


Figura P5-20 Rectificador de punto medio.

a) Obtenga las formas de onda v_{c1}, v_{c2} y v_d.

b) Obtenga $\Delta V_{d(\text{pico a pico})}$ como una relación de V_d.

c) Compare con el resultado en la parte *b*) si se usa un rectificador monofásico de puente completo con V_s = 240 V, L_s = 1 mH, C_d = 500 μF y una carga de 10 A.

5-20 Un rectificador de punto medio se muestra en la figura P5-20, donde suponemos que el transformador es ideal y la carga del lado de CC se representa por una fuente de corriente. Calcule la característica de voltio amperios del transformador como relación de la potencia media que se alimenta a la carga.

SISTEMAS TRIFÁSICOS DE CUATRO HILOS, CORRIENTE NEUTRA

5-21 En el sistema trifásico de cuatro hilos de la figura 5-28, todas las cargas del rectificador monofásico son idénticas y las condiciones son tales que cada corriente de línea fluye para menos de 60° durante cada semiciclo del voltaje de línea a neutra. Demuestre que, en términos de sus valores rms, $I_n = \sqrt{3} I_{\text{línea}}$.

5-22 Escriba un archivo de circuito de entrada en PSpice y ejecútelo para obtener los resultados del ejemplo 5-6.

RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

5-23 En el circuito simplificado del rectificador trifásico de la figura 5-31*a*, obtenga los valores medio y rms de la corriente a través de cada diodo como relación de la corriente del lado de CC I_d.

5-24 Para la simplificación en el circuito del rectificador trifásico de la figura 5-35*a*, suponga que los voltajes de conmutación se incrementan en forma lineal en lugar de sinusoidal.

a) Obtenga la expresión para u con una derivación parecida a la de la ecuación 5-82.

b) Para V_{LL} = 208 V a 60 Hz, L_s = 2 mH e I_d = 10 A, compare los resultados de la expresión de la parte *a*) y la ecuación 5-82.

5-25 Con PSpice en el ejemplo 5-7, evalúe el efecto de la capacitancia de filtrado sobre $\Delta V_{d(\text{pico a pico})}$, THD, DPF y PF para los siguientes valores de C_d: 220, 550, 1 100, 1 500 y 2 200 μF.

5-26 En el circuito del rectificador trifásico de la figura 5-30, suponga que la inductancia del lado de CA es insignificante. En su lugar se coloca una inductancia L_d entre la salida del rectificador y el condensador de filtrado. Derive el valor mínimo de L_d en términos de V_{LL}, ω e I_d que resulten en un i_d continuo, suponiendo que la ondulación en v_d es insignificante.

5-27 Con el análisis de Fourier, compruebe las ecuaciones 5-69 a 5-73 para rectificadores trifásicos.

5-28 Con PSpice, el objetivo de este problema es comparar el desempeño de rectificadores monofásicos con el de rectificadores trifásicos en términos de THD, DPF, PF y $\Delta V_{d(\text{pico a pico})}$ mientras se alimente la misma carga. En los circuitos de las figuras 5-20 y 5-30, V_s = 120 V y V_{LL} = 208 V a 60 Hz, respectivamente. Suponga que L_s = 1 mH y R_s = 0.2 Ω. La carga instantánea es constante a 5 kW, como se ejemplifica en el problema 5-13*a*). El condensador de filtrado C_d tiene un valor de 1 100 μF en el rectificador monofásico. Elija su valor en el rectificador trifásico para proporcionar el mismo almacenamiento medio de energía que en el caso del rectificador monofásico.

5-29 Evalúe el efecto de voltajes no equilibrados en las formas de onda de corriente en un rectificador trifásico. En el sistema del ejemplo 5-7, suponga que V_{an} = 110 V y $V_{bn} = V_{cn}$ = 120 V. Con PSpice, obtenga las formas de onda de corriente de entrada y sus componentes armónicos.

CORRIENTES DE IRRUPCIÓN

5-30 En el rectificador monofásico del ejemplo 5-2, obtenga la máxima corriente de irrupción y el correspondiente instante de conmutación con el voltaje inicial del condensador igual a cero.

5-31 En el rectificador trifásico del ejemplo 5-7, obtenga la máxima corriente de irrupción y el correspondiente instante de conmutación con el voltaje inicial del condensador igual a cero.

REFERENCIAS

1. P.M. Camp, "Input Current Analysis of Motor Drives with Rectifier Converters", *IEEE-IAS Conference Record*, 1985, pp. 672-675.
2. B. Brakus, "100 Amp Switched Mode Charging Rectifiers for Three-Phase Mains", *IEEE-Intelec*, 1984, pp. 72-78.
3. T.M. Undeland y N. Mohan, "Overmodulation and Loss Considerations in High Frequency Modulated Transistorized Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, núm. 4, octubre de 1988, pp. 447-452.
4. M. Grotzbach y B. Draxler, "Line Side Behavior of Uncontrolled Rectifier Bridges with Capacitive DC Smoothing", documento presentado en la European Power Electronics Conference (EPE), Aachen, 1989, pp. 761-764.
5. W.F. Ray, "The Effect of Supply Reactance on Regulation and Power Factor for an Uncontrolled 3-Phase Bridge Rectifier with a Capacitive Load", *IEE Conference Publication*, núm. 234, 1984, pp. 111-114.
6. W.F. Ray, R.M. Davis e I.D. Weatherhog, "The Three-Phase Bridge Rectifier with a Capacitive Load", *IEE Conference Publication*, núm. 291, 1988, pp. 153-156.
7. R. Gretsch, "Harmonic Distortion of the Mains Voltage by Switched-Mode Power Supplies–Assessment of the Future Development and Possible Mitigation Measures", European Power Electronics Conference (EPE), Aachen, 1989, pp. 1255-1260.

APÉNDICE

(Los ejemplos de PSpice se adaptaron de "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using Evaluation Version of PSpice", Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, Minnesota 55414.)

LISTADO DEL PROGRAMA MATLAB PARA EL EJEMPLO 5-1

```
% Single-Phase, Diode-Rectifier Bridge
clc,clg,clear
% Data
ls=1e-3; rs=0.001; cd=1000e-6; rload=20; deltat=25e-6;
freq=60; thalf=1/(2*freq); ampl=170; w=2*pi*freq;
% Matrix A, see Eq. 5-45
A=[-rs/ls -1/ls; 1/cd -1/(cd*rload)];
% Vector b, see Eq. 5-46
b=[1/ls; 0];
%
M=inv(eye(2) - deltat/2 * A)*(eye(2) + deltat/2 * A); % see Eq. 5-48
N=deltat/2 * inv(eye(2) - deltat/2 * A) * b; % see Eq. 5-48
%
for alfa0=55:0.5:75
alfa0
% Initial Conditions
vc0=ampl*sin(alfa0*pi/180);
il0=0;k=1;time(1)=alfa0/(360*freq);
il(1)=il0;vc(1)=vc0;vs(1)=vc0;
x=[il(1) vc(1)]';
%
while il(k) >= 0
 k=k+1;
  time(k)=time(k-1) + deltat;
   y=M*x + N*(ampl*sin(w*time(k)) + ampl*sin(w*time(k-1))); % see Eq. 5-47
    il(k)=y(1);
   vc(k)=y(2);
  vs(k)=ampl*sin(w*time(k));
 x=y;
end
%
time1=time(k);
il1=0;
vc1=vc(k);
```

```
%
while vc(k) > ampl*abs(sin(w*time(k)))
 k=k+1;
  time(k)=time(k-1) + deltat;
   vc(k)= vc1*exp(-(time(k)-time1)/(cd*rload)); % see Eq. 5-51
  vs(k)=ampl*abs(sin(w*time(k)));
 il(k)=0;
end
if(abs(time(k) - thalf -time(1)) <= 2*deltat), break, end
end
plot(time(1:k),il(1:k),time(1:k),vs(1:k),time(1:k),vc(1:k))
```

ARCHIVO DE CIRCUITO DE ENTRADA DE PSPICE PARA EL EJEMPLO 5-2

```
* Single-Phase, Diode-Bridge Rectifier
LS        1   2   1mH
RS        2   3   1m
*
rdc       4   5   1u
RLOAD     5   6   20.0
CD        5   6   1000uF IC=160V
*
XD1       3   4   DIODE_WITH_SNUB
XD3       0   4   DIODE_WITH_SNUB
XD2       6   0   DIODE_WITH_SNUB
XD4       6   3   DIODE_WITH_SNUB
*
VS        1   0   SIN(0 170V 60.0 0 0 0)
*
.TRAN     50us   50ms    0s     50us    UIC
.PROBE
.FOUR     60.0 v(1) i(LS)    i(rdc)    v(5,6)

.SUBCKT DIODE_WITH_SNUB 101 102
* Power Electronics: Simulation, Analysis  Education.....by N. Mohan.
DX        101 102    POWER_DIODE
RSNUB     102 103    1000.0
CSNUB     103 101    0.1uF
.MODEL    POWER_DIODE  D(RS=0.01, CJO=100pF)
.ENDS

.END
```

SALIDA DE PSPICE DEL EJEMPLO 5-2

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)
 HARMONIC   FREQUENCY     FOURIER     NORMALIZED      PHASE      NORMALIZED
    NO        (HZ)       COMPONENT    COMPONENT      (DEG)     PHASE (DEG)
     1     6.000E+01    1.700E+02    1.000E+00   -1.266E-04    0.000E+00

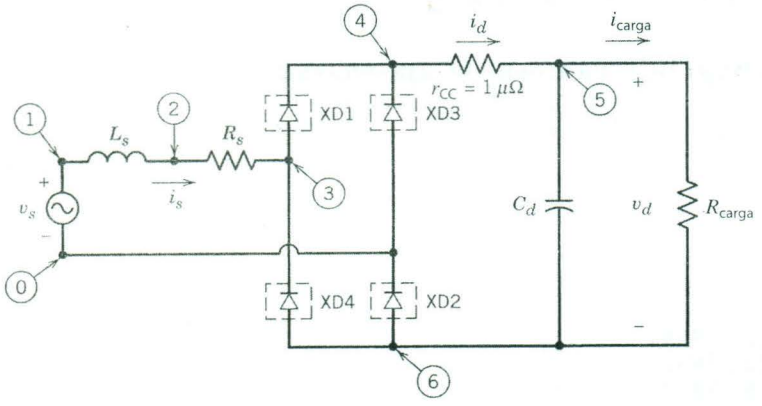
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(LS)
 HARMONIC   FREQUENCY     FOURIER     NORMALIZED      PHASE      NORMALIZED
    NO        (HZ)       COMPONENT    COMPONENT      (DEG)     PHASE (DEG)

     1     6.000E+01    1.536E+01    1.000E+00   -1.003E+01    0.000E+00
     2     1.200E+02    6.405E-02    4.171E-03   -9.138E+01   -8.135E+01
     3     1.800E+02    1.174E+01    7.648E-01    1.489E+02    1.589E+02
     4     2.400E+02    4.198E-02    2.734E-03    8.531E+01    9.534E+01
     5     3.000E+02    6.487E+00    4.224E-01   -5.632E+01   -4.629E+01
     6     3.600E+02    1.585E-02    1.032E-03   -1.028E+02   -9.275E+01
     7     4.200E+02    2.207E+00    1.438E-01    8.052E+01    9.055E+01
     8     4.800E+02    2.778E-03    1.809E-04   -8.191E+01   -7.187E+01
     9     5.400E+02    1.032E+00    6.724E-02    1.535E+02    1.636E+02

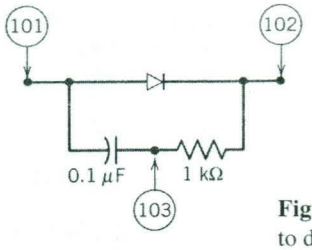
     TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.879830E+01 PERCENT
```

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(rdc)
 DC COMPONENT = 7.931217E+00

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(5, 6)
 DC COMPONENT = 1.584512E+02
```



a)



b)

Figura 5A-1 *a*) Circuito de entrada de PSpice para el ejemplo 5-2, *b*) subcircuito Diode_ with_Snub.

ARCHIVO DE CIRCUITO DE ENTRADA PSPICE PARA EL EJEMPLO 5-7

```
* Three-Phase, Diode-Bridge Rectifier
LSA      1   11   1mH
LSB      2   21   1mH
LSC      3   31   1mH
RSA      11  12   1m
RSB      21  22   1m
RSC      31  32   1m
*
LD       4   5    1uH
RD       5   6    1u
RLOAD    6   7    35.0
CD       6   7    1100uF  IC=276V
*
XD1      12  4    DIODE_WITH_SNUB
XD3      22  4    DIODE_WITH_SNUB
XD5      32  4    DIODE_WITH_SNUB
XD4      7   12   DIODE_WITH_SNUB
XD6      7   22   DIODE_WITH_SNUB
XD2      7   32   DIODE_WITH_SNUB
*
VSA      1   0    SIN(0 170 60.0 0 0 0)
VSB      2   0    SIN(0 170 60.0 0 0 -120)
VSC      3   0    SIN(0 170 60.0 0 0 -240)
*
.TRAN    50us  100ms  0s  50us  UIC
.PROBE
.FOUR    60.0    i(LSA) v(6,7) i(LD)
```

```
.SUBCKT  DIODE_WITH_SNUB  101  102
DX     101  102  POWER_DIODE
RSNUB  102  103  1000.0
CSNUB  103  101  0.1uF
.MODEL      POWER_DIODE D(RS=0.01, CJO=100pF)
.ENDS

.END
```

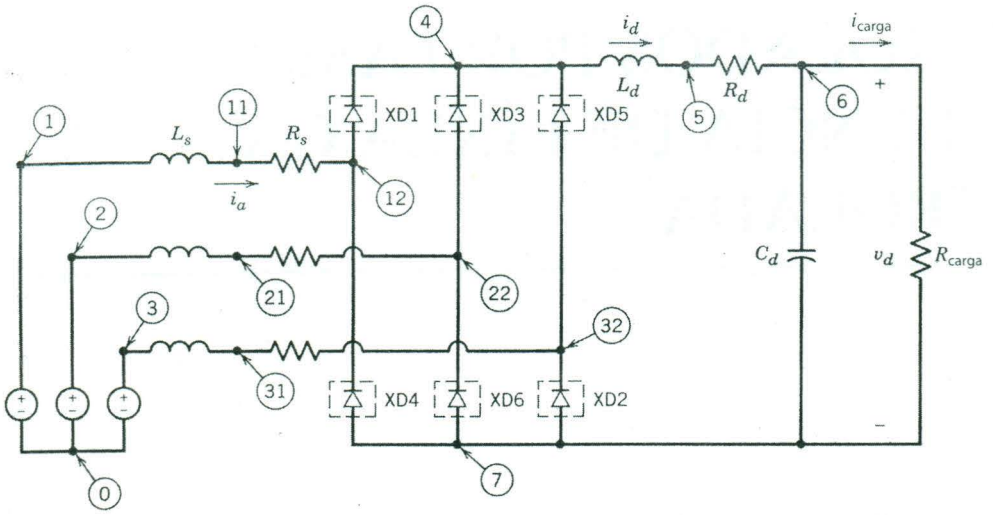


Figura 5A-2 Circuito de entrada de PSpice para el ejemplo 5-7.

CAPÍTULO 6

RECTIFICADORES E INVERSORES DE FRECUENCIA DE LÍNEA CONTROLADOS POR FASES: FRECUENCIA DE LÍNEA CA ↔ CC CONTROLADA

6-1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 5 analizamos los rectificadores con diodos operando a frecuencia de línea que se usan cada vez más en la entrada de sistemas de electrónica de potencia en modo de conmutación, para convertir entradas de CA de frecuencia de línea en un voltaje de salida de CC no controlada.

Sin embargo, en algunas aplicaciones, como cargadores de baterías y una clase de accionamientos de motores de CC y CA, es necesario que el voltaje de CC sea controlable. La conversión de CA a CC controlada se logra en convertidores controlados por fases y de frecuencia de línea por medio de tiristores. Antes se usaban estos convertidores en un gran número de aplicaciones para controlar el flujo de energía eléctrica. Debido a la creciente disponibilidad de interruptores de mejor control en altas especificaciones de voltaje y corriente, estos convertidores por tiristores hoy en día se usan sobre todo en aplicaciones trifásicas de alta potencia. Esto es particularmente cierto en aplicaciones, la mayoría de ellas en niveles altos de potencia, donde es necesario o deseable tener la capacidad de controlar el flujo de potencia en ambos sentidos entre los lados de CA y CC. Algunos ejemplos de estas aplicaciones son convertidores en la transmisión de energía de alto voltaje de CC (capítulo 17) y algunos accionamientos motrices de CC y CA con capacidades regenerativas (capítulos 13 a 15).

Como implica el nombre de estos convertidores, los voltajes de frecuencia de línea están presentes en su lado de CA. En estos convertidores, el instante en el cual un tiristor empieza a o deja de conducir depende de las formas de ondas de voltaje CA de línea de frecuencia y las entradas de control. Además, la transferencia o conmutación de corriente de un dispositivo al siguiente ocurre en forma natural debido a la presencia de estos voltajes de CA.

Cabe notar que los rectificadores no controlados con diodos operando a frecuencia de línea del capítulo 5 son un subconjunto de los convertidores controlados que se abordan en este capítulo. Los motivos para analizar los rectificadores con diodos en forma separada en el capítulo 5, tienen que ver con su creciente importancia y la manera en la que la corriente de CC i_d fluye a través de ellos. En el capítulo 5 se señaló que en muchas aplicaciones de rectificadores con diodos operando a frecuencia de línea y corriente i_d a través de ellos no fluye en forma continua debido al filtro del convertidor para el aplanamiento (o alizamiento) del voltaje del lado de CC. Por ende, el énfasis en el capítulo 5 fue en el modo de conducción de corriente discontinua. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones de convertidores controlados de este capítulo, la corriente del lado de CC i_d fluye en forma continua, y por tanto se destaca el modo de conducción de corriente continua, aunque el modo de conducción de corriente discontinua también se aborda brevemente.

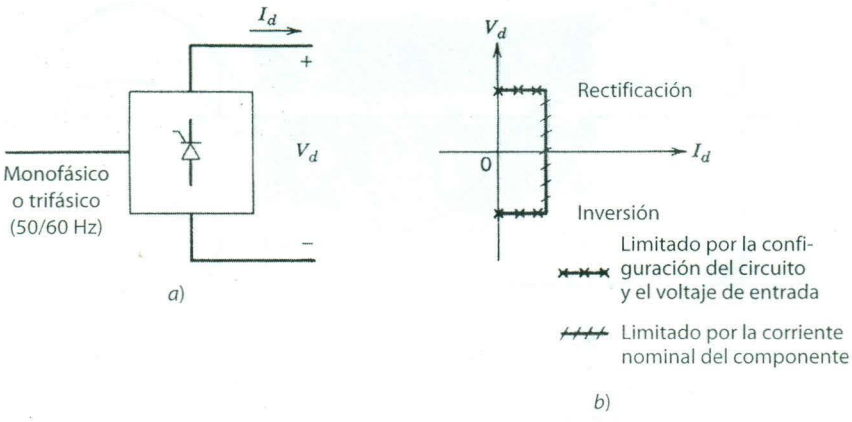


Figura 6-1 Convertidor de frecuencia de línea controlado.

Un convertidor controlado por completo se muestra en la figura 6-1*a* en forma de diagrama de bloques. Para voltajes de línea de CC dados, el *promedio* de voltaje del lado de CC puede controlarse desde un valor máximo positivo hasta un valor mínimo negativo de manera continua. La corriente CC del convertidor I_d (o i_d en forma instantánea) no puede cambiar de sentido, como se explicará después. Por tanto, un convertidor de este tipo sólo opera en dos cuadrantes (del plano V_d-I_d), como se muestra en la figura 6-1*b*. Aquí los valores positivos de V_d e I_d implican *rectificación* donde el flujo de energía es desde el lado de CA al lado de CC. En un modo de *inversor*, V_d se convierte en negativo (pero I_d se mantiene positivo) y la potencia se transfiere del lado CC al lado AC. El modo de operación del inversor en forma sostenida sólo es posible si una fuente de energía, por ejemplo, baterías, está presente en el lado de CC.

En algunas aplicaciones, como en accionamientos motrices de CC de velocidad reversible con frenado regenerativo, el convertidor debe ser capaz de operar en los cuatro cuadrantes. Esto se logra mediante la conexión de los convertidores de dos cuadrantes (que ya se describieron) en antiparalelo o espalda con espalda, como se verá en el capítulo 13.

En el análisis de convertidores en el presente capítulo se supondrá que los tiristores son ideales, salvo para la consideración del tiempo de desconexión del tiristor t_q, que se describió en el capítulo 2.

6-2 CIRCUITOS DE TIRISTORES Y SU CONTROL

Para voltajes de entrada de CA dados, la magnitud del voltaje medio de salida en convertidores por tiristores se controla mediante el retraso de los instantes en que se permita que los tiristores empiecen la conducción. Esto se ilustra por medio de los circuitos sencillos de la figura 6-2.

6-2-1 CIRCUITOS BÁSICOS DE TIRISTORES

En la figura 6-2*a*, un tiristor conecta la fuente de frecuencia de línea v_s a una resistencia de carga. En el semiciclo positivo de v_s, la corriente es cero hasta que $\omega t = \alpha$, cuando se alimenta un pulso de puerta positivo de corta duración al tiristor. Cuando el tiristor está conduciendo, $v_d = v_s$. Durante el resto del semiciclo positivo, la forma de onda de la corriente sigue la forma de onda del voltaje de CA y se vuelve cero en $\omega t = \pi$. Luego el tiristor bloquea la corriente para que no fluya durante el semiciclo negativo de v_s. La corriente permanece en cero hasta que $\omega t = 2\pi + \alpha$, momento en que se aplica otro pulso de puerta de breve duración y empieza el siguiente ciclo de la forma de onda. Por medio del ajuste de α se controla el valor medio del voltaje de carga v_d.

En la figura 6-2*b*, la carga consiste tanto en R como en L. Inicialmente la corriente es cero. Se retrasa la conducción del tiristor hasta que $\omega t = \alpha$. Una vez que se dispara al tiristor en $\omega t = \alpha$ durante el semiciclo positivo de v_s, cuando el voltaje a través del tiristor es positivo, la corriente empieza a fluir y $v_d = v_s$. El voltaje a través del tiristor se puede escribir como

$$v_L(t) = L\frac{di}{dt} = v_s - v_R \tag{6-1}$$

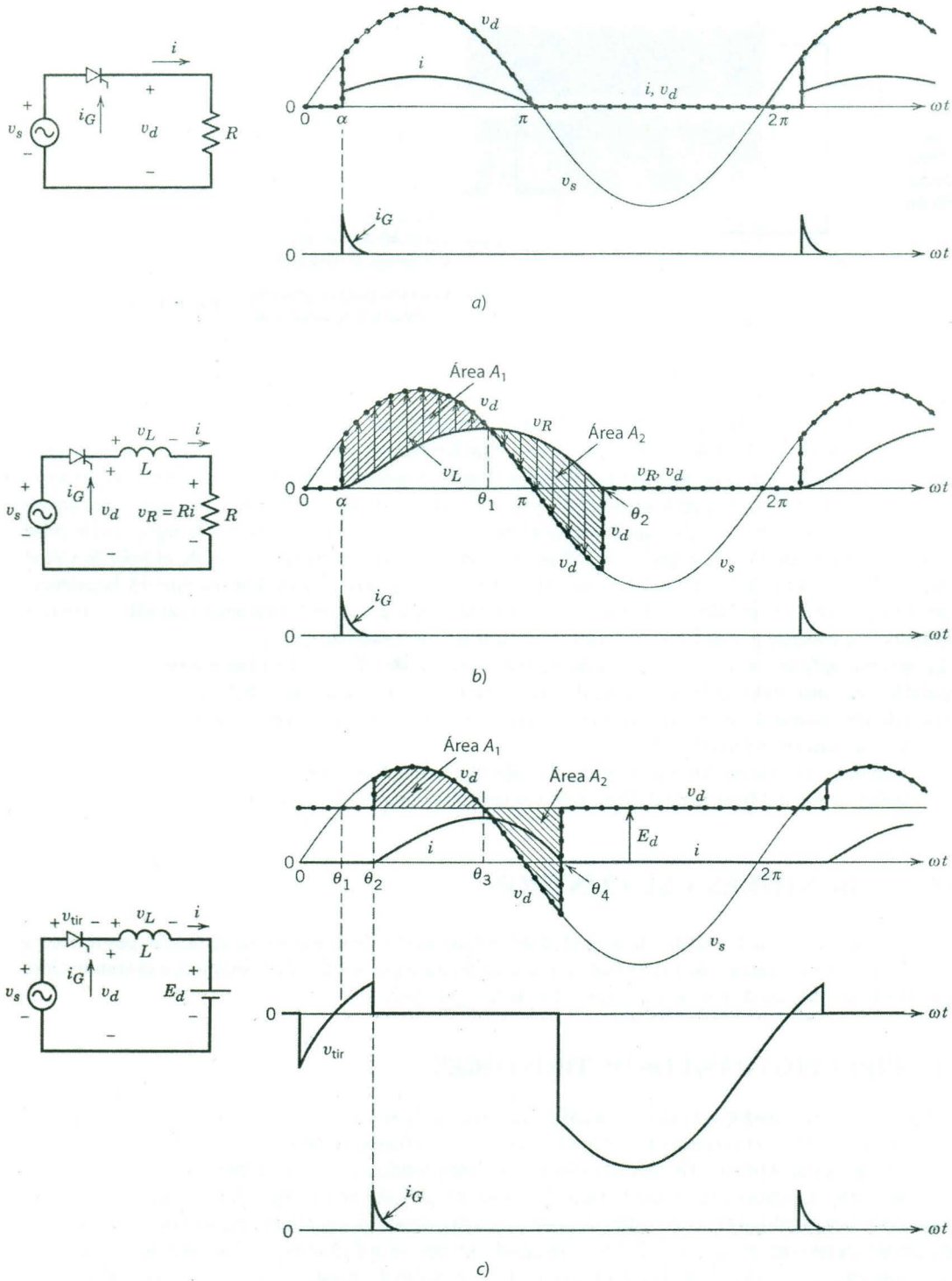


Figura 6-2
Convertidores con tiristores básicos.

donde $v_R = Ri$. En la figura 6-2*b* se traza v_R (que es proporcional a la corriente) y se muestra v_L como la diferencia entre v_s y v_R. Durante α a θ_1, v_L es positivo y la corriente aumenta, pues

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L}\int_{\alpha}^{\omega t} v_L(\zeta)\, d\zeta \tag{6-2}$$

donde ζ es una variable de integración. Más allá de $\omega t = \theta_1$, v_L se vuelve negativo y la corriente (así como v_R) empieza a disminuir. El instante en el que la corriente se vuelve cero y permanece cero debido al tiristor

se determina por la ecuación 6-2. Gráficamente en la figura 6-2*b*, $\omega t = \theta_2$ es el instante en el que el área A_1 es igual al área A_2 y la corriente se vuelve cero. Estas áreas representan la integral de tiempo de v_L, que debe ser cero a lo largo de un ciclo de repetición en estado permanente, como se explica en la sección 3-2-5-1. Se debe notar que la corriente sigue fluyendo durante un tiempo después de que v_s se ha vuelto negativo, como se vio en la sección 5-2-2. La razón tiene que ver con la energía almacenada en el inductor, una parte de la cual se alimenta a R y la otra parte la absorbe v_s cuando se vuelve negativo.

En la figura 6-2*c*, la carga consiste en un inductor y un voltaje de CC E_d. Aquí, con la corriente inicialmente cero, el tiristor se encuentra en polarización inversa hasta que $\omega t = \theta_1$. La conducción del tiristor se retrasa aún más hasta θ_2, cuando se aplica un pulso de puerta. Con la corriente fluyendo

$$v_L(t) = L\frac{di}{dt} = v_s - E_d \tag{6-3}$$

En términos de ωt,

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L}\int_{\theta_2}^{\omega t} [v_s(\zeta) - E_d]d\zeta \tag{6-4}$$

donde ζ es una variable arbitraria de integración. La corriente alcanza su pico en θ_3, donde $v_d = E_d$. La corriente va a cero en $\omega t = \theta_4$, instante en que el área A_1 es igual al área A_2, y la integral de tiempo del voltaje del inductor a lo largo de un periodo de repetición se vuelve cero.

6-2-2 DISPARO DE PUERTA DEL TIRISTOR

Al controlar el instante en el cual se dispara al tiristor, la corriente media en los circuitos de la figura 6-2 puede controlarse en forma continua desde cero hasta un valor máximo. Lo mismo se cumple para la potencia suministrada por la fuente de CA.

Los circuitos versátiles integrados, como el TCA780, están disponibles para proporcionar señales de disparo de puerta retrasadas a los tiristores. Un diagrama de bloques simplificado de un circuito de control de disparo de puerta se muestra en la figura 6-3. Aquí una forma de onda de dientes de sierra (sincronizada

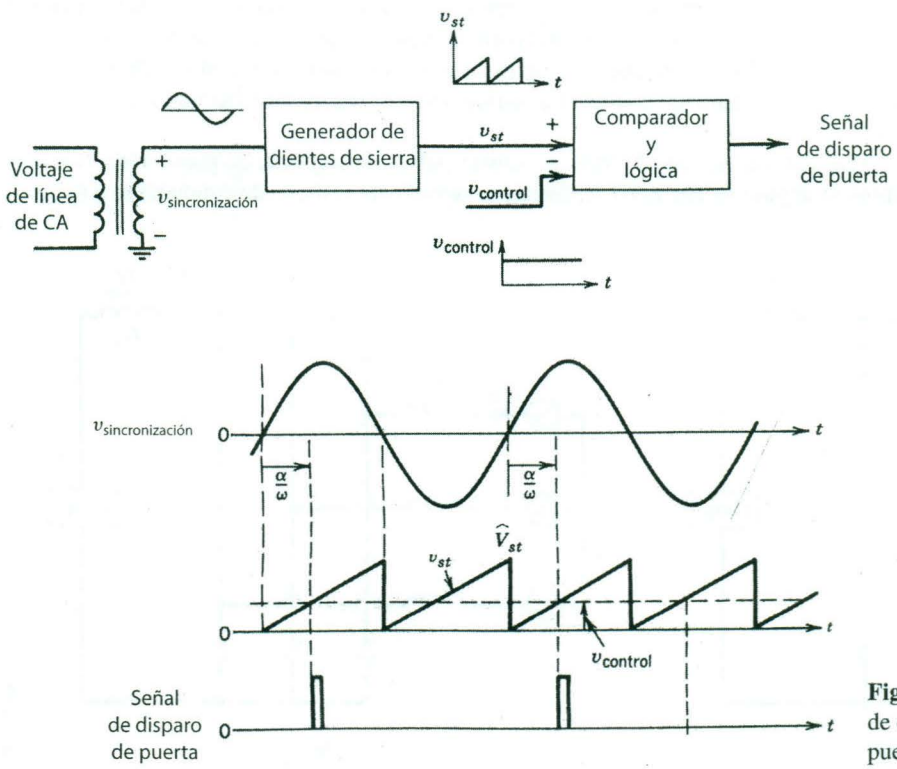


Figura 6-3 Circuito de control de disparo de puerta.

a la entrada de CA) se compara con la señal de control $v_{control}$, y el ángulo de retraso α respecto del cruce de cero positivo del voltaje de línea CA se obtiene en términos de $v_{control}$ y el pico de la forma de onda de dientes de sierra $\hat{V}_{st}$:

$$\alpha^\circ = 180^\circ \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}} \tag{6-5}$$

Otra señal de disparo de puerta se obtiene fácilmente, retrasada respecto del cruce de cero negativo del voltaje de línea de CA.

6-2-3 CONVERTIDORES CON TIRISTORES PRÁCTICOS

En la figura 6-4 se muestran convertidores de puente completo para entradas de sistemas de distribución de electricidad monofásicas y trifásicas. La inductancia del lado de CC puede ser parte de la carga, por ejemplo, en accionamientos motrices de CC. Antes del análisis de los convertidores de puente completo en la figura 6-4 será útil analizar unos circuitos más sencillos y quizás hipotéticos. Esta simplificación se logra mediante la suposición de que la inductancia del lado de CA es cero y la corriente del lado de CC es puramente CC. Después se analiza el efecto de L_s sobre la forma de onda del convertidor. Finalmente se incluye el efecto de la ondulación en i_d (así como un i_d discontinuo). Estos convertidores también se analizarán para su modo de operación de inversión.

6-3 CONVERTIDORES MONOFÁSICOS

6-3-1 CIRCUITO IDEALIZADO CON $L_s = 0$ E $i_d(t) = I_d$

El circuito práctico de la figura 6-4*a*, con la suposición de que $L_s = 0$ y una corriente puramente CC $i_d(t) = I_d$, se muestra en la figura 6-5*a*. Se puede trazar de nuevo como en la figura 6-5*b*. La corriente I_d fluye a través de un tiristor del grupo superior (tiristores 1 y 3) y un tiristor del grupo inferior (tiristores 2 y 4). Si la corriente de puerta a los tiristores se aplicara en forma continua, los tiristores en la figura 6-5 se comportarían como diodos, y su operación se parecería a la que se describe en la sección 5-3-1, del capítulo anterior. Las formas de onda de voltajes y corrientes en estas condiciones se muestran en la figura 6-6*a*.

El instante de conducción natural para un tiristor se refiere al instante en el cual el tiristor empezaría a conducir si su corriente de puerta se aplicara en forma continua (o como si fuese un diodo). Por tanto, en la figura 6-6*a*, el instante de conducción natural es $\omega t = 0$ para los tiristores 1 y 2, y $\omega t = \pi$ para los tiristores 3 y 4.

Ahora consideremos el efecto de aplicar pulsos de corriente de puerta retrasados por un ángulo α (denominado ángulo de retraso o de disparo) respecto del instante de conducción natural. Antes de $\omega t = 0$, la

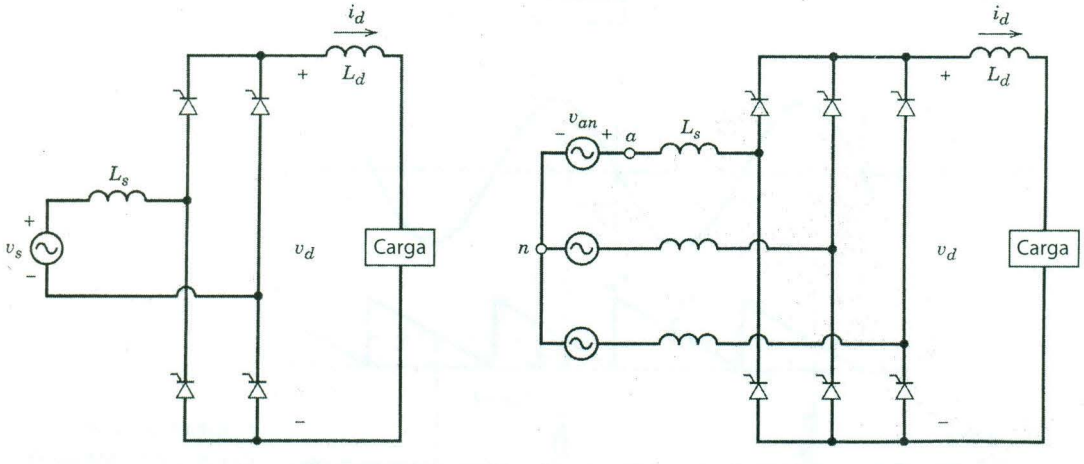


Figura 6-4
Convertidores por tiristores prácticos.

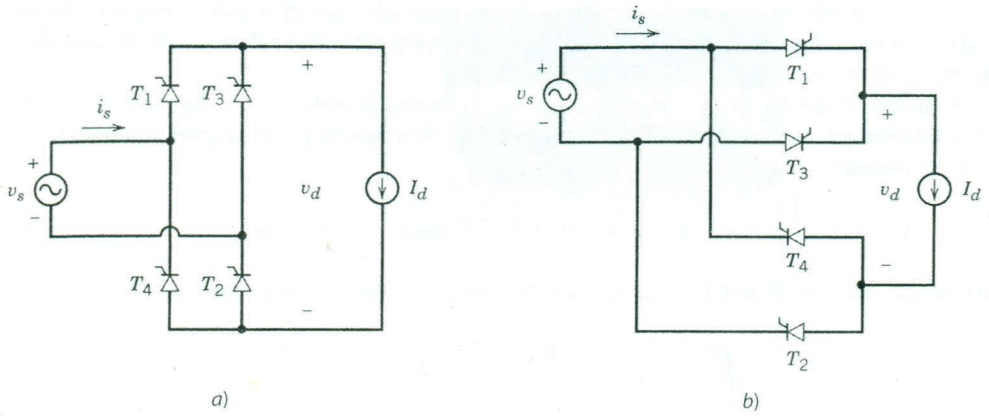


Figura 6-5 Convertidor por tiristores monofásico con $L_s = 0$ y una corriente de CC constante.

corriente está fluyendo a través de los tiristores 3 y 4, y $v_d = -v_s$. Como se muestra en la figura 6-6*b*, el voltaje a través del tiristor 1 se vuelve de polarización directa más allá de $\omega t = 0$, pero no puede conducir hasta que $\omega t = \alpha$ cuando se aplica un impulso de corriente de compuerta. La situación es idéntica para el tiristor 2. Como consecuencia de este ángulo de retraso finito α (observe que en la figura 6-6*a*, $\alpha = 0$), v_d se vuelve negativo durante el intervalo de 0 a α.

En $\omega t = \alpha$, la conmutación de corriente de los tiristores 3 y 4 a los tiristores 1 y 2 es instantánea debido a la suposición de que $L_s = 0$. Cuando los tiristores 1 y 2 están conduciendo, $v_d = v_s$. Los tiristores 1 y

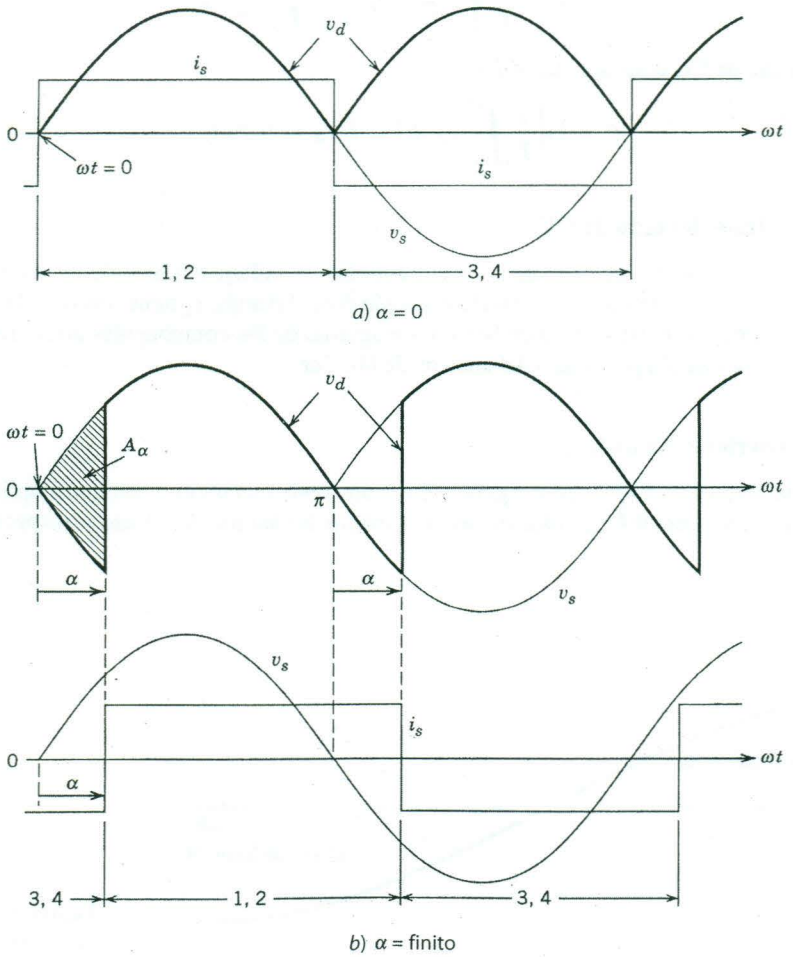


Figura 6-6 Formas de ondas en el convertidor de la figura 6-5.

2 conducen hasta $\pi+\alpha$ cuando se disparan los tiristores 3 y 4, retrasados por el ángulo α respecto de su instante de conducción natural ($\omega t = \pi$). Una conmutación de corriente parecida se lleva a cabo de los tiristores 1 y 2 a los tiristores 3 y 4.

La comparación del efecto del ángulo de retraso α sobre la forma de onda v_d en la figura 6-6*b* con el de la figura 6-6*a* muestra que el valor medio V_d del voltaje de CC se controla por el ángulo de retraso. La expresión para V_d se obtiene como

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_s \text{sen}\,\omega t\, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_s \cos\alpha = 0.9V_s \cos\alpha \tag{6-6}$$

Sea V_{do} el valor medio del voltaje de CC en la figura 6-6*a* con $\alpha = 0$ (como en el capítulo 5) y $L_s = 0$, donde

$$V_{do} = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} \sqrt{2}V_s \text{sen}\,\omega t\, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_s = 0.9V_s \tag{6-7}$$

Luego, la caída en el valor medio debido a α es

$$\Delta V_{d\alpha} = V_{do} - V_{d\alpha} = 0.9V_s(1 - \cos\alpha) \tag{6-8}$$

Esta caída de voltaje "sin pérdida" en V_d es igual al área de ángulo de voltaje (radián) A_α que se muestra en la figura 6-6*b*, dividido entre π.

La variación de V_d como función de α se muestra en la figura 6-7, lo que demuestra que el voltaje medio de CC se vuelve negativo más allá de $\alpha = 90°$. Esta región se llama modo de operación de inversión, y se verá más adelante en una sección aparte.

La potencia media a través del convertidor se calcula como

$$P = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} p(t)\, dt = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} v_d i_d dt \tag{6-9}$$

Con una corriente de CC constante ($i_d = I_d$),

$$P = 1_d\left(\frac{1}{T}\int_{0}^{T} v_d\, dt\right) = I_d V_d = 0.9V_s I_d \cos\alpha \tag{6-10}$$

6-3-1-1 El voltaje del lado de CC

Como se aprecia en la forma de onda de v_d en la figura 6-6, el voltaje del lado de CC tiene un componente de CC (promedio) $V_{d\alpha}$ ($=0.9V_s\cos\alpha$, según la ecuación 6-6). Además, v_d tiene una ondulación o rizo de CA que se repite al doble de la frecuencia de línea. La magnitud de los componentes armónicos en v_d para varios valores de α se calcula por medio del análisis de Fourier.

6-3-1-2 La corriente de línea i_s

La corriente de línea de entrada i_s en la figura 6-6*a* es una onda rectangular con una amplitud de I_d. Toda la forma de onda en la figura 6-6*b* cambia de fase por medio del ángulo de retraso α respecto de la forma de

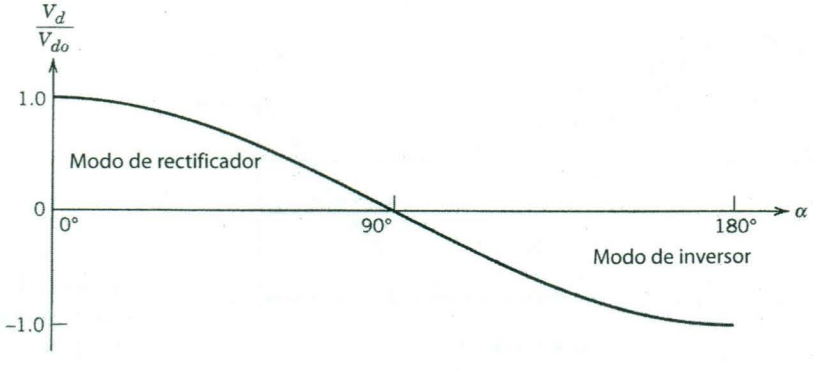


Figura 6-7 V_d normalizado como función de α.

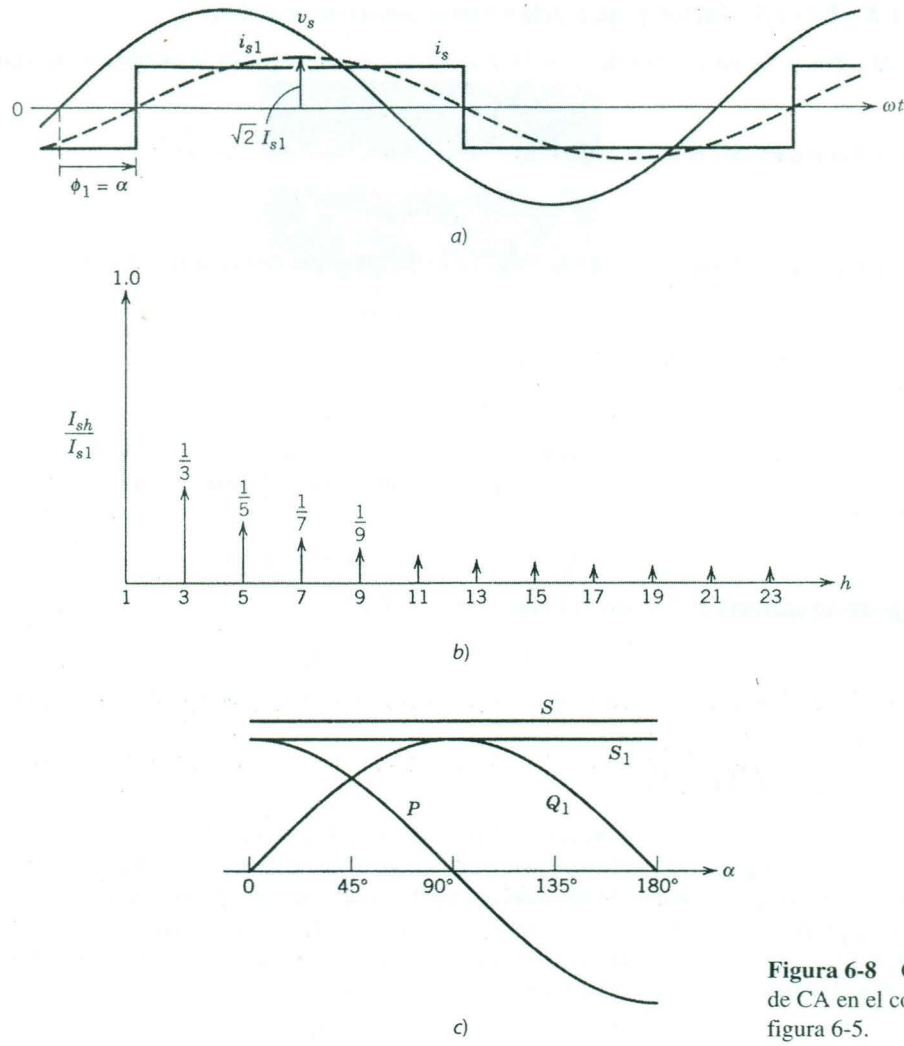


Figura 6-8 Cantidades del lado de CA en el convertidor de la figura 6-5.

onda del voltaje de entrada v_s. La corriente i_s en la figura 6-8*a* se expresa en términos de sus componentes de Fourier como

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2}I_{s1}\text{sen}(\omega t - \alpha) + \sqrt{2}I_{s3}\text{sen}[3(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s5}\text{sen}[5(\omega t - \alpha)] + \cdots \tag{6-11}$$

donde sólo hay armónicos impares h. El valor rms de su componente de frecuencia fundamental i_{s1}, trazado en la figura 6-8*a*, es

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}I_d = 0.9I_d \tag{6-12}$$

Según el análisis de Fourier, los armónicos de i_s se expresan como

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \tag{6-13}$$

que están trazados en la figura 6-8*b*. Al aplicar la definición básica de rms de la ecuación 3-5 a la forma de onda i_s, se demuestra que el valor rms I_s es igual a la corriente de CC:

$$I_s = I_d \tag{6-14}$$

Según las ecuaciones 6-12 y 6-14, la distorsión armónica total se calcula como

$$\%\text{THD} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 48.43\% \tag{6-15}$$

6-3-1-3 Potencia, factor de potencia y voltio-amperios reactivos

Si se observa la forma de onda de i_{s1} en la figura 6-8*a*, es obvio que en el circuito de la figura 6-5,

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 = \cos \alpha \tag{6-16}$$

y según las ecuaciones 6-12, 6-14 y 6-16,

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \text{DPF} = 0.9 \cos \alpha \tag{6-17}$$

Con base en las cantidades del lado de CA, la energía que entra en el convertidor es

$$P = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \tag{6-18}$$

Al usar las ecuaciones 6-12 y 6-16 en la 6-18 da

$$P = 0.9 V_s I_d \cos \alpha \tag{6-19a}$$

que es idéntico a la potencia media dada por la ecuación 6-10, directamente calculada con base en las cantidades del lado de CC. La corriente de frecuencia fundamental resulta en voltio-amperios fundamentales reactivos,

$$Q_1 = V_s I_{s1} \text{ sen } \phi_1 = 0.9 V_s I_d \text{ sen } \alpha \tag{6-19b}$$

y la potencia aparente de frecuencia fundamental S_1, donde

$$S_1 = V_s I_{s1} = (P^2 + Q_1^2)^{1/2} \tag{6-19c}$$

Con una I_d constante, P, S $(=V_s I_s)$, Q_1 y S_1 como funciones de α están trazados en la figura 6-8*c*.

6-3-2 EFECTO DE L_s

A continuación se incluirá la inductancia del lado de CA de la figura 6-9, que por lo general no se puede ignorar en convertidores por tiristores prácticos. Ahora, para un ángulo de retraso α dado, la conmutación de corriente requiere un intervalo de conmutación finito u, como se muestra en la figura 6-10*a*. En principio, este proceso de conmutación es similar al proceso en los rectificadores de puente de diodos que se analizó en el capítulo 5. Durante el intervalo de conmutación, los cuatro tiristores conducen, y por ende $v_d = 0$ y el voltaje $v_{L_s} = v_s$ en la figura 6-9:

$$v_s = v_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt} \tag{6-20}$$

La multiplicación de ambos lados por $d(\omega t)$ y la integración a lo largo del intervalo de conmutación nos da

$$\int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2} V_s \text{sen } \omega t \, d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} (di_s) = 2\omega L_s I_d \tag{6-21}$$

El lado izquierdo de la ecuación 6-21 es el área A_u (en voltio-radián) en la figura 6-10*b*:

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2} V_s \text{sen } \omega t \, d(\omega t) \tag{6-22}$$

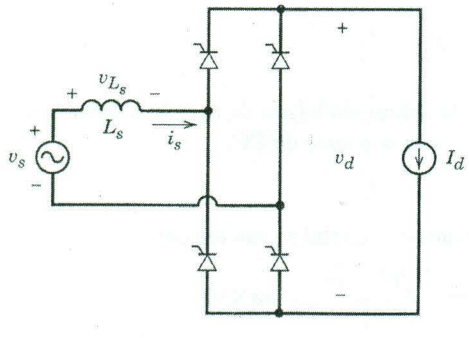


Figura 6-9 Convertidor por tiristores monofásico con un L_s finito y una corriente de CC constante.

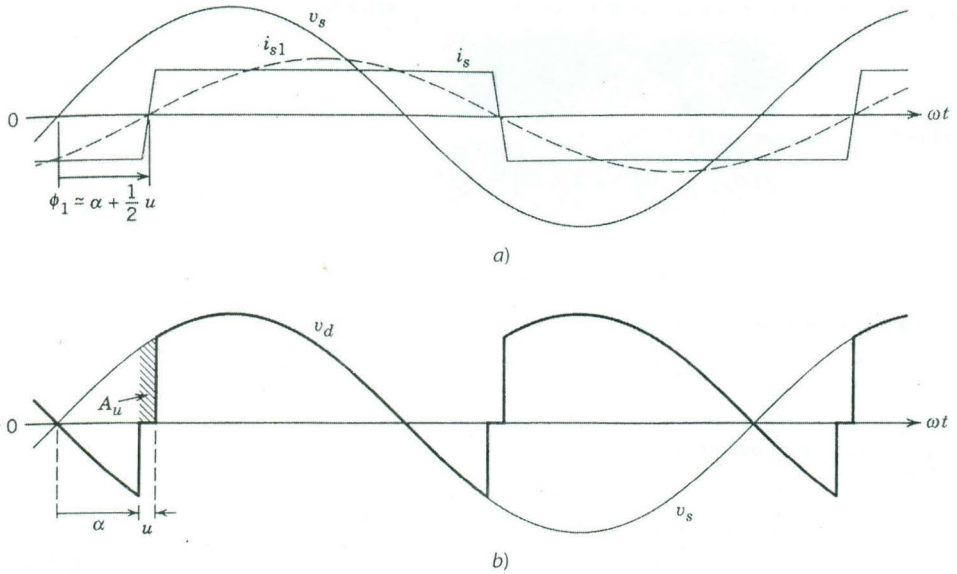


Figura 6-10 Formas de onda en el convertidor de la figura 6-9.

Llevar a cabo la integración en la ecuación 6-22 y la combinación con la ecuación 6-21 da

$$A_u = \sqrt{2}V_s[\cos\alpha - \cos(\alpha + u)] = 2\omega L_s I_d \tag{6-23}$$

y

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s} \tag{6-24}$$

Para $\alpha = 0$, la ecuación 6-24 es idéntica a la ecuación 5-32 para rectificadores de diodos. El efecto de α en u se muestra en el ejemplo 6-1.

Al comparar las formas de onda de v_d en las figuras 6-6*b* y 6-10*b*, nos damos cuenta de que L_s resulta en una caída de voltaje adicional ΔV_{du}, proporcional al área de radianes de voltios A_u:

$$\Delta V_{du} = \frac{A_u}{\pi} = \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \tag{6-25}$$

Con las ecuaciones 6-6 y 6-25, se tiene

$$V_d = 0.9V_s\cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_d \tag{6-26}$$

■ ***Ejemplo 6-1*** En el circuito del convertidor de la figura 6-8*a*, L_s es 5% con el voltaje nominal de 230 V a 60 Hz y los voltio-amperios nominales de 5 kVA. Calcule el ángulo de conmutación u y V_d/V_{do} con el voltaje nominal de entrada, una potencia de 3 kW y $\alpha = 30°$.

Solución

La corriente nominal es

$$I_{\text{nominal}} = \frac{5\,000}{230} = 21.74 \text{ A}$$

La impedancia base es

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_{\text{nominal}}}{I_{\text{nominal}}} = 10.58\ \Omega$$

Por tanto,

$$L_s = \frac{0.05Z_{\text{base}}}{\omega} = 1.4 \text{ mH}$$

La potencia media a través del convertidor se calcula mediante la ecuación 6-26:

$$P_d = V_d I_d = 0.9 V_s I_d \cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_d^2 = 3 \text{ kW}$$

Con los valores dados en la ecuación anterior, da

$$I_d^2 - 533.53 I_d + 8\,928.6 = 0$$

Por tanto,

$$I_d = 17.3 \text{ A}$$

Con este valor de I_d en las ecuaciones 6-24 y 6-26, se tiene

$$u = 5.9^\circ \quad \text{y} \quad V_d = 173.5 \text{ V}$$

6-3-2-1 Corriente de línea de entrada i_s

La corriente de entrada i_s en la figura 6-10*a* tiene una forma de onda esencial (no exactamente) trapezoidal. Con esta suposición, el ángulo ϕ_1 es más o menos igual a $\alpha + \frac{1}{2}u$. Por tanto,

$$DPF \simeq \cos(\alpha + \tfrac{1}{2}u) \tag{6-27}$$

El valor rms del componente de la corriente de frecuencia fundamental se obtiene al igualar la potencia en los lados de CA y CC:

$$V_s I_{s1} \text{ DPF} = V_d I_d \tag{6-28}$$

Mediante las ecuaciones 6-26 a 6-28, se tiene

$$I_{s1} \simeq \frac{0.9 V_s I_d \cos\alpha - (2/\pi)\,\omega L_s I_d^2}{V_s \cos(\alpha + u/2)} \tag{6-29}$$

El valor rms de la corriente de línea se calcula mediante la aplicación de la definición de rms a su forma de onda trapezoidal. La combinación de esto con las ecuaciones antecedentes permite calcular el factor de potencia y la distorsión armónica total en la corriente de línea.

6-3-3 CONVERTIDORES PRÁCTICOS CON TIRISTORES

El circuito de la figura 6-4*a* se trazó de nuevo en la figura 6-11*a*, donde la carga se representa por una fuente de voltaje CC E_d en serie con L_d, que puede ser parte de la carga; de lo contrario, se agrega externamente. También se incluye una pequeña resistencia r_d. Una representación de este tipo aplica a cargadores de baterías, lo que se verá en el capítulo 11, y accionamientos motrices de CC, en el capítulo 13. Las formas de onda se muestran en la figura 6-11*b* para $\alpha = 45^\circ$ y un i_d de flujo continuo. Hay un intervalo de conmutación finito u debido a L_s. También debido a L_s y la ondulación en i_d, la forma de onda v_d difiere de la forma de onda instantánea $[v_s(t)]$ por la caída de voltaje a través de L_s. Es razonable expresar el valor medio de v_d en términos de la ecuación 6-26 si i_d está fluyendo en forma continua:

$$V_d \simeq 0.9 V_s \cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_{d,\text{mín}} \tag{6-30}$$

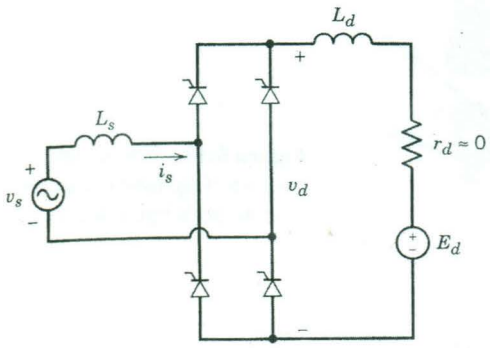
donde $I_{d,\text{mín}}$ es el valor mínimo de i_d que ocurre en $\omega t \simeq \alpha$.

Para obtener el valor medio I_d de la corriente CC en el circuito de la figura 6-11*a*,

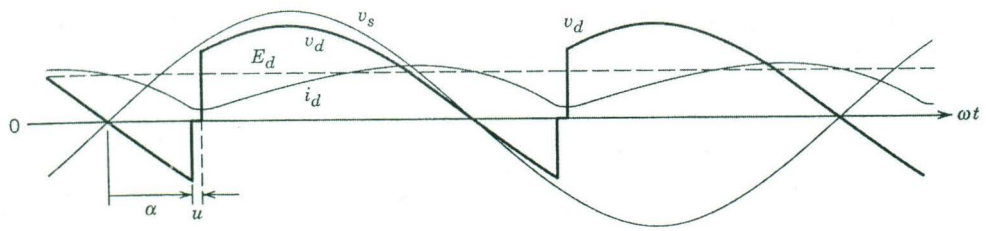
$$v_d = r_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_d \tag{6-31}$$

Mediante la integración de ambos lados de la ecuación 6-31 a lo largo de un periodo T obtenemos los voltajes medios:

$$\frac{1}{T}\int_0^T v_d\, dt = \frac{r_d}{T}\int_0^T i_d\, dt + \frac{L_d}{T}\int_{I_d(0)}^{I_d(T)} di_d + E_d \tag{6-32}$$



a)



b)

Figura 6-11 *a*) Convertidor con tiristores práctico. *b*) Formas de onda.

En el estado permanente, las formas de onda se repiten con el periodo T, y por ende $I_d(0) = I_d(T)$. Por tanto, el voltaje medio a través de L_d en el estado permanente en la ecuación 6-32 es cero. En términos de valores medios, la ecuación 6-32 se escribe como

$$V_d = r_d I_d + E_d \tag{6-33}$$

De acuerdo con la ecuación 6-30 puede controlarse el voltaje medio de CC V_d por medio de α, y así controlar I_d y la energía entregada a la carga. Las formas de onda de la corriente del lado de CA asociadas con convertidores prácticos se analizan por medio de una simulación por computadora.

■ ***Ejemplo 6-2*** El convertidor monofásico con tiristores de la figura 6-11*a* se alimenta por una fuente de 240 V a 60 Hz. Suponga que $L_s = 1.4$ mH y el ángulo de retraso $\alpha = 45°$. La carga se representa por $L_d = 9$ mH y $E_d = 145$ V. Con PSpice, obtenga las formas de onda de v_d e i_s, y calcule I_{s1}, I_s, DPF, PF y %THD.

Solución

El circuito y el archivo de datos de entrada de PSpice, donde los tiristores se representan con un subcircuito llamado SCR, se incluyen en el apéndice al final de este capítulo. El tiristor en este subcircuito está modelado por medio de un interruptor controlado por voltaje, cuya corriente se supervisa mediante una fuente de 0 V. El interruptor controlado por voltaje está en su propio estado si el pulso de puerta está presente y/o si la corriente está fluyendo a través de él. Los detalles de este subcircuito se explican en la referencia 1. La llamada a este subcircuito incluye el retraso de tiempo en el pulso o de puerta (TDLY) respecto del instante de conmutación natural y el voltaje inicial de puerta (ICGATE) al inicio de la simulación.

Las formas de onda del lado de CC de la figura 6-11*b* que se mostraron se obtuvieron para las condiciones del circuito mencionadas. La corriente de entrada i_s y las formas de onda i_{s1} se muestran en la figura 6-12, y los valores calculados son los siguientes: $I_{s1} = 59.68$ A, $I_s = 60.1$ A, DPF = 0.576, PF = 0.572 y THD = 12.3%.

6-3-3-1 Conducción de corriente discontinua

En casos de carga ligera con valores bajos de I_d, la forma de onda i_d se vuelve discontinua. Por ejemplo, más allá de un determinado valor de E_d en el ejemplo 6-2 con un ángulo de retraso de 45°, i_d se vuelve disconti-

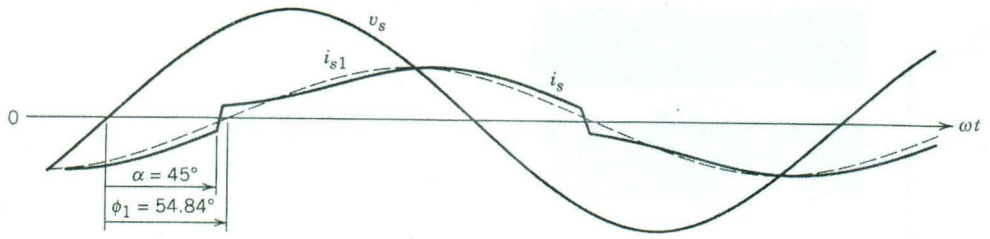


Figura 6-12 Formas de onda en el ejemplo 6-2 para el circuito de la figura 6-11*a*.

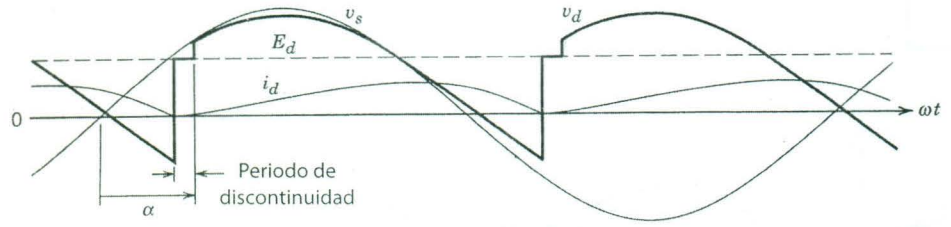


Figura 6-13 Formas de onda en el modo de conducción de corriente discontinua.

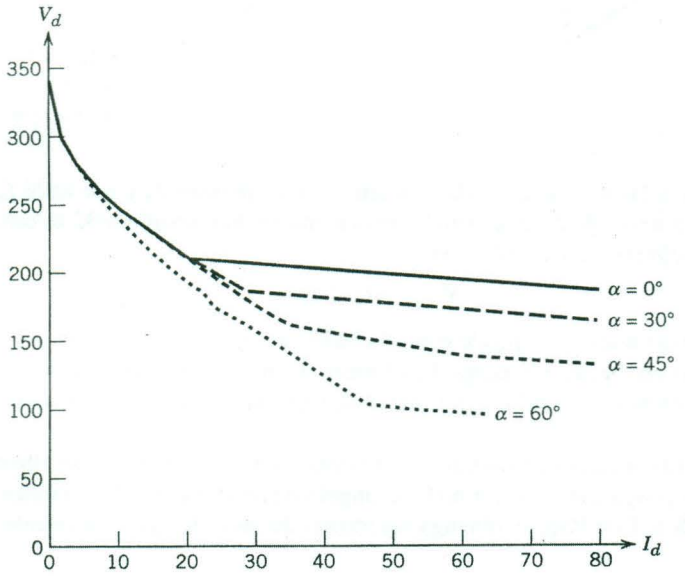


Figura 6-14 *V_d versus I_d* en el convertidor monofásico con tiristores de la figura 6-11*a*.

nuo. La figura 6-13 muestra las formas de onda para $E_d = 180$ V, donde se ignora el efecto de la red de amortiguación sobre las formas de onda. Un mayor valor de E_d resultará en un menor valor medio I_d de la corriente CC.

Con los valores del ejemplo 6-2 para el convertidor de la figura 6-11*a*, la relación entre E_d ($=V_d$) e I_d está trazada en la figura 6-14 para varios valores del ángulo de retraso α. Esta figura demuestra que con α constante, si I_d cae debajo de un umbral que depende de α, V_d aumenta de manera abrupta. A fin de mantener V_d constante, el ángulo de retraso se tendrá que aumentar con valores bajos de I_d.

6-3-4 MODO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR

En la sección 6-1 se menciona que los convertidores por tiristores también operan en modo de inversión, donde V_d tiene un valor negativo, como se muestra en la figura 6-1*b* y, por ende, la potencia fluye del lado de CC al lado de CA. La manera más fácil de entender el modo de operación del inversor es suponer que el lado de CC del convertidor puede reemplazarse por una fuente de corriente de una amplitud constante I_d, como se muestra en la figura 6-15*a*. Para un ángulo de retraso α de más de 90° pero menor de 180°, las

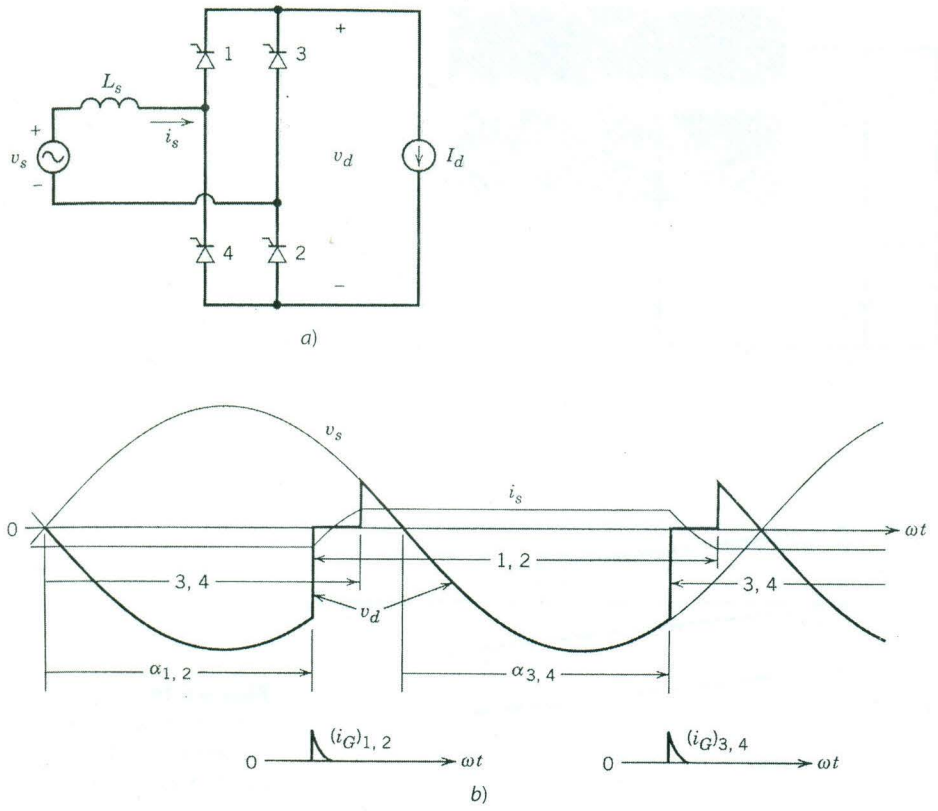


Figura 6-15 *a*) Inversor, si se supone una corriente CC constante. *b*) Formas de onda.

formas de onda de tensión y corriente se muestran en la figura 6-15*b*. El valor medio de v_d es negativo, dado por la ecuación 6-26, donde $90° < \alpha < 180°$. Por tanto, la potencia media P_d ($=V_dI_d$) es negativa; es decir, esta potencia fluye del lado de CC al lado de CA. En el lado de CA, $P_{ac} = V_sI_{s1}\cos\phi_1$ es también negativo porque $\phi_1 > 90°$.

Hay varios asuntos que vale la pena notar aquí. Este modo de operación del inversor es posible porque existe una fuente de energía en el lado de CC. En el lado de CA, la fuente de voltaje de CA facilita la conmutación de la corriente de un par de tiristores a otro. El flujo de potencia entra en esta fuente de CA.

En general, la fuente de corriente de CC no es una representación realista del lado de CC de sistemas que presenten este modo de operación. La figura 6-16*a* muestra una fuente de voltaje E_d en el lado de CC que puede representar una batería, una fuente fotovoltaica o un voltaje CC producido por un sistema de energía eólica; también se puede encontrar en un motor de CC de cuatro cuadrantes alimentado por un convertidor con tiristores de conexión consecutiva.

La suposición de un valor muy grande de L_d permite suponer que i_d es una CC constante, y por ende las formas de onda de la figura 6-15*b* también valen para el circuito de la figura 6-16*a*. Como el voltaje medio a través de L_d es cero,

$$E_d = V_d = V_{do}\cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_d \tag{6-34}$$

La ecuación es exacta si la corriente es constante en I_d; de lo contrario, se debe emplear un valor de i_d en $\omega t = \alpha$ en la ecuación 6-34 en lugar de I_d. La figura 6-16*b* demuestra que, para un valor dado de α, por ejemplo, α_1, la intersección del voltaje de fuente CC $E_d = E_{d1}$, y la característica del convertidor en α_1 determina la fuente de CC I_{d1} y por tanto el flujo de potencia P_{d1}.

Durante el modo de inversor, las formas de onda de voltaje a través de uno de los tiristores se ilustran en la figura 6-17. Un ángulo de extinción γ se define como

$$\gamma = 180° - (\alpha + u) \tag{6-35}$$

durante el cual el voltaje a través del tiristor es negativo, y más allá de esto se vuelve positivo. Como se vio en la sección 2-3 sobre los tiristores, el intervalo de extinción $t_\gamma = \gamma/\omega$ debe ser mayor que el tiempo de

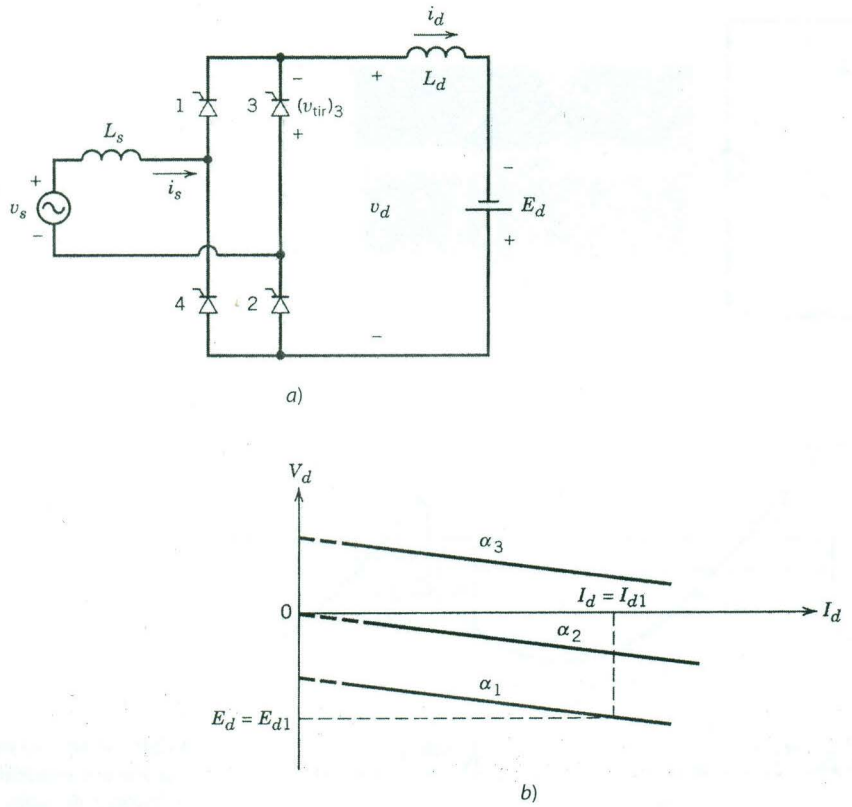


Figura 6-16
a) Inversor de tiristores con una fuente de voltaje CC. *b*) $\mathbf{V_d}$ *versus* I_d.

desconexión del tiristor t_q. De no ser así, el tiristor empezará a conducir en forma prematura, lo que resulta en la falla de la corriente en la conmutación de un par de tiristores a otro, es decir, una operación anómala que puede resultar en grandes corrientes destructivas.

6-3-4-1 Arranque del inversor

Para el arranque del inversor en la figura 6-16*a*, el ángulo de retraso α se realiza al principio lo bastante grande (por ejemplo, 165°) para que i_d sea discontinuo, como se muestra en la figura 6-18. Después, α es disminuido por el controlador de modo que se obtengan los I_d y P_d deseados.

6-3-5 FORMA DE ONDA DE VOLTAJE CA (MUESCAS DE LÍNEA Y DISTORSIÓN)

Los convertidores por tiristores generan ruido de línea. Dos razones principales de ruido de línea son las muescas o discontinuidades de línea y la distorsión de voltaje. Ambos temas se analizarán en la sección 6-4-5 para convertidores trifásicos. Es posible un análisis parecido para convertidores monofásicos.

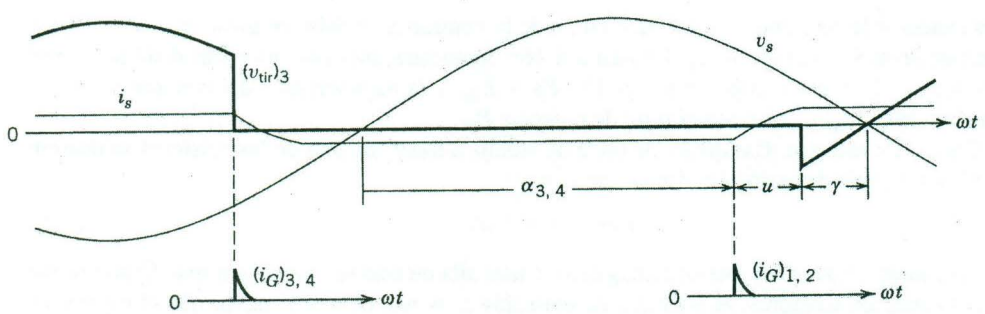


Figura 6-17 Voltaje a través de un tiristor en el modo de inversor.

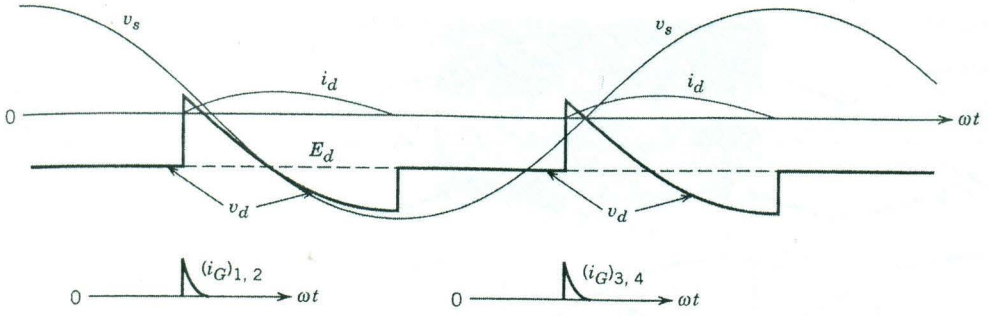


Figura 6-18 Formas de onda en la activación del inversor.

6-4 CONVERTIDORES TRIFÁSICOS

6-4-1 CIRCUITO IDEALIZADO CON $L_s = 0$ e $i_a(t) = I_d$

El circuito práctico de la figura 6-4*b* con la suposición de que $L_s = 0$ y una corriente puramente de CC $i_d(t) = I_d$ se muestra en la figura 6-19*a*. Se puede trazar de nuevo como en la figura 6-19*b*. La corriente i_d fluye a través de uno de los tiristores del grupo superior (tiristores 1, 3 y 5) y uno del grupo inferior (2, 4 y 6). Si las corrientes de puerta se aplicasen en forma continua, los tiristores en la figura 6-19 se comportarían como diodos y su operación se asemejaría a la que se describió en el capítulo anterior. En estas condiciones ($\alpha = 0$ y $L_s = 0$), los voltajes y la corriente en la fase *a* se muestran en la figura 6-20*a*. El voltaje medio de CC V_{do} es como en la ecuación 5-68:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} = 1.35 V_{LL} \tag{6-36}$$

Con la misma definición de la sección 6-3-1, los instantes de conducción natural para los diferentes tiristores se muestran en la figura 6-20*a* mediante 1, 2,... El efecto del ángulo de disparo o retraso α sobre las formas de onda del convertidor, se muestran en las figuras 6-20*b* a *d*. Si nos concentramos en la conmutación de corriente del tiristor 5 al 1, se verá que el tiristor 5 continúa conduciendo hasta que $\omega t = \alpha$, instante en que la corriente conmuta en forma instantánea al tiristor 1 debido al cero L_s. La corriente en la fase *a* se muestra en la figura 6-20*c*. Tiene lugar un retraso similar por un ángulo α en la conducción de otros tiristores. Los voltajes CA de línea a línea y el voltaje CC de salida v_d ($=v_{Pn} - v_{Nn}$) se muestran en la figura 6-20*d*.

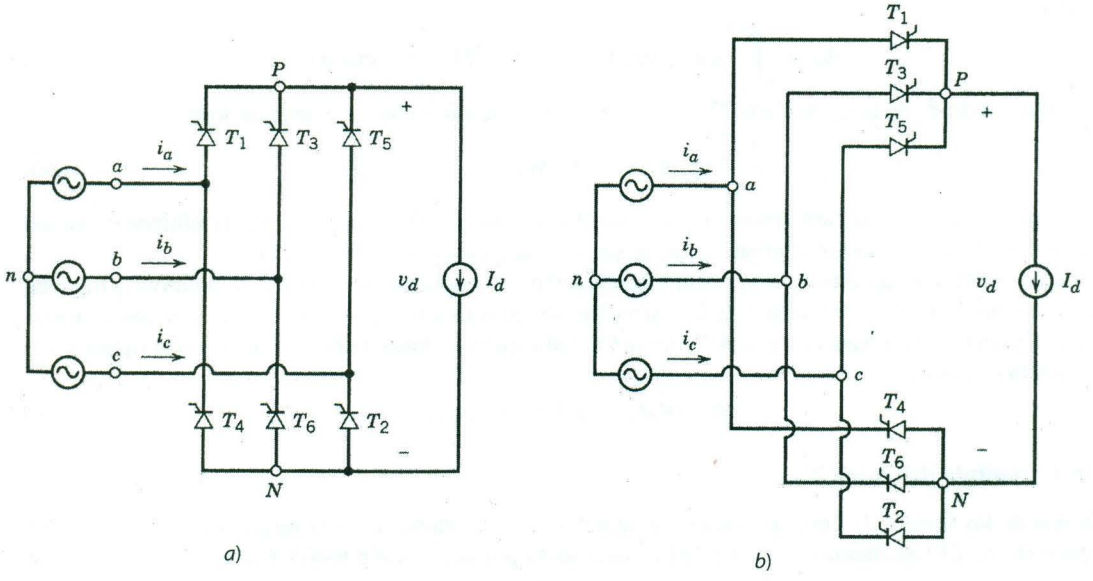


Figura 6-19 Convertidor trifásico de tiristores con $L_s = 0$ y una corriente CC constante.

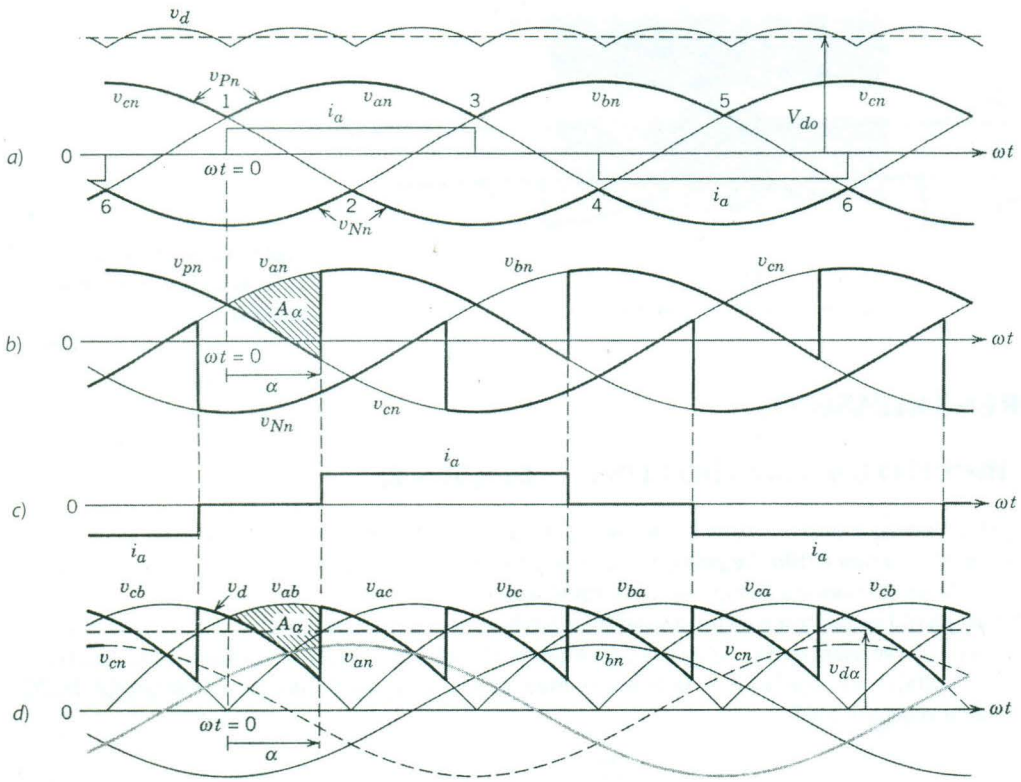


Figura 6-20 Formas de onda en el convertidor de la figura 6-19.

La expresión para el voltaje medio de CC se obtiene según las formas de onda en las figuras 6-20*b* y *d*. El área de volts/segundos A_α (cada 60°) resulta en la reducción en el voltaje medio de CC con un ángulo de retraso α comparado con V_{do} en la figura 6-20*a*. Por tanto,

$$V_{d\alpha} = V_{do} - \frac{A_\alpha}{\pi/3} \tag{6-37}$$

Según la figura 6-20*b*, el área de voltio-radián A_α es la integral de $v_{an} - v_{cn}$ $(=v_{ac})$. Esto se confirma mediante la figura 6-20*d*, donde A_α es el integral de $v_{ab} - v_{cb}$ $(=v_{ac})$. Con el origen de tiempo elegido en la figura 6-20,

$$v_{ac} = \sqrt{2}V_{LL}\text{sen}\,\omega t \tag{6-38}$$

Por tanto,

$$A_\alpha = \int_0^\alpha \sqrt{2}V_{LL}\text{sen}\,\omega t\, d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos\alpha) \tag{6-39}$$

La sustitución de A_α en la ecuación 6-37 y el uso de la ecuación 6-36 para V_{do} proporciona

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL}\cos\alpha = 1.35V_{LL}\cos\alpha = V_{do}\cos\alpha \tag{6-40}$$

El proceso que se describe para obtener $v_{d\alpha}$ es sencillo cuando $\alpha < 60°$. Para $\alpha > 60°$ se obtiene el mismo resultado, pero una derivación alternativa puede ser más fácil (véase la referencia 2).

La ecuación 6-40 muestra que $v_{d\alpha}$ es independiente de la magnitud de corriente I_d mientras i_d fluya en forma continua (y $L_s = 0$). El control de V_d como función de α es similar al caso monofásico que se muestra en la figura 6-7. La forma de onda del voltaje CC para varios valores de α se muestra en la figura 6-21. La potencia media es

$$P = V_d I_d = 1.35V_{LL}I_d\cos\alpha \tag{6-41}$$

6-4-1-1 Voltaje del lado CC

Cada una de las formas de onda de voltaje del lado CC que se muestran en la figura 6-21 consiste en un componente de CC (promedio) $V_{d\alpha}$ $(=1.35V_{LL}\cos\alpha$ dado por la ecuación 6-40). Como se ve en la figura

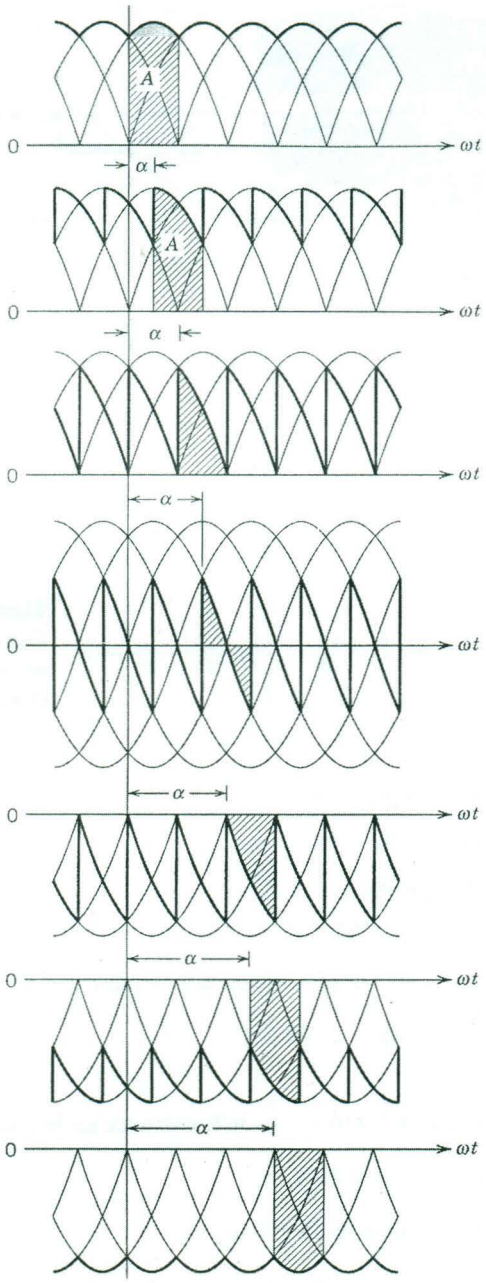


Figura 6-21 Formas de onda de voltaje del lado CC como función de α donde $V_{d\alpha} = A/(\pi/3)$. (Citado de la referencia 2 con permiso.)

6-21, la ondulación de CC en v_d se repite a seis veces la frecuencia de línea. Los componentes armónicos se obtienen por el análisis de Fourier.

6-4-1-2 Las corrientes de línea de entrada i_a, i_b e i_c

Las corrientes de entrada i_a, i_b e i_c tienen formas de onda rectangulares con una amplitud I_d. La forma de onda de i_a cambia de fase por el ángulo de retraso α en la figura 6-22*a* respecto de su forma de onda en la figura 6-20*a* con α = 0. Se expresa en términos de sus componentes de Fourier (con ωt definido como cero en el cruce de cero positivo de v_{an}) como

$$\begin{aligned} i_a(\omega t) = {} & \sqrt{2}I_{s1}\text{sen}(\omega t - \alpha) - \sqrt{2}I_{s5}\text{sen}[5(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s7}\text{sen}[7(\omega t - \alpha)] \\ & + \sqrt{2}I_{s11}\text{sen}[11(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s13}\text{sen}[13(\omega t - \alpha)] \\ & - \sqrt{2}I_{s17}\text{sen}[17(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s19}\text{sen}[19(\omega t - \alpha)]\cdots \end{aligned} \tag{6-42}$$

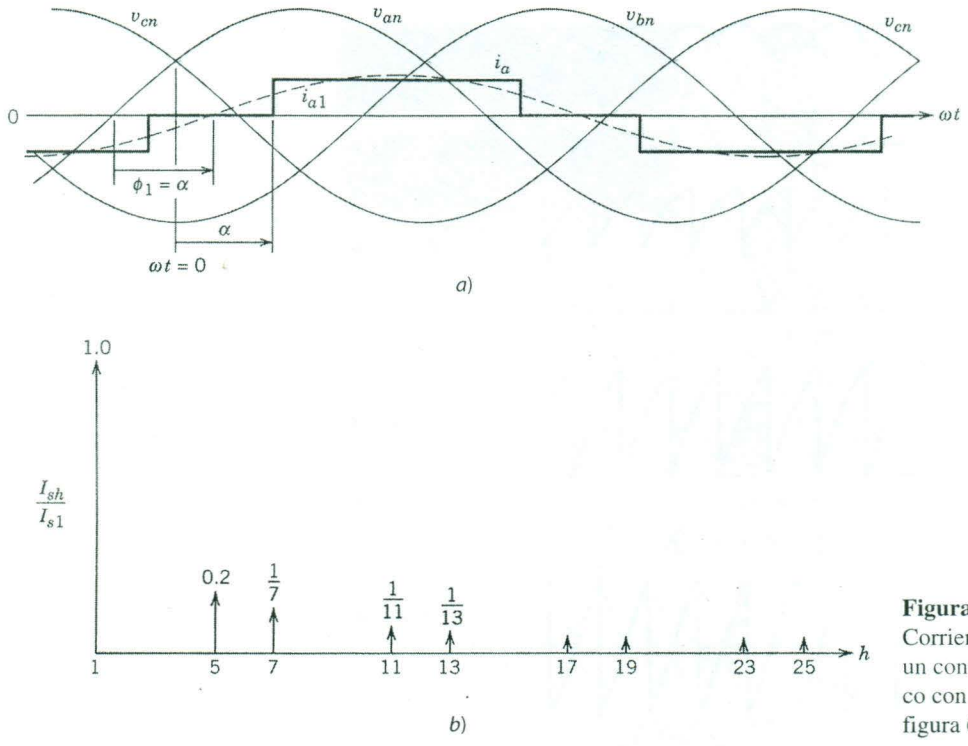


Figura 6-22
Corriente de línea en un convertidor trifásico con tiristores de la figura 6-19.

donde sólo los armónicos no triples impares h están presentes y

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1, 2, \ldots) \tag{6-43}$$

El valor rms del componente de frecuencia fundamental es

$$I_{s1} = 0.78 I_d \tag{6-44}$$

y los valores rms de los componentes armónicos son inversamente proporcionales a su orden armónico,

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad \text{donde } h = 6n \pm 1 \tag{6-45}$$

como se traza en la figura 6-22*b*.

Según la forma de onda i_a de la figura 6-22, el valor rms total de la corriente de fase se calcula como

$$I_s = \sqrt{\tfrac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \tag{6-46}$$

Por tanto, con $i_d = I_d$ y $L_s = 0$, según las ecuaciones 6-45 y 6-46,

$$\frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \tag{6-47a}$$

y por tanto, en i_s,

$$\text{THD} = 31.08\% \tag{6-47b}$$

6-4-1-3 Potencia, factor de potencia y volts-amperes reactivos

Con $L_s = 0$, $\phi_1 = \alpha$, como se muestra en la figura 6-22*a*, y

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 = \cos \alpha \tag{6-48}$$

Con la ecuación 3-44 como factor de potencia, las ecuaciones 6-47 y 6-48 proporcionan

$$\text{PF} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \tag{6-49}$$

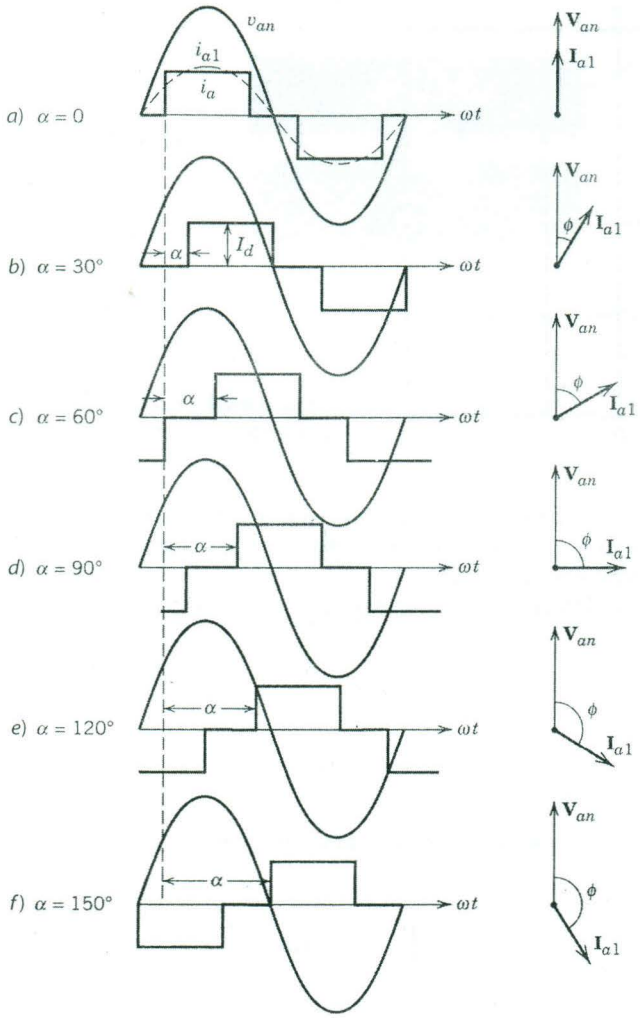


Figura 6-23 Corriente de línea como función de α. (Con permiso de la referencia 2.)

Las formas de onda de la corriente, junto con la representación del fasor de su componente de frecuencia fundamental, se muestran en la figura 6-23 para varios valores de α. En forma parecida a las ecuaciones 6-19*a* a 6-19*c* para los convertidores monofásicos, las ecuaciones se escriben para P, Q_1 y S_1, junto con un trazado similar al que aparece en la figura 6-8*c* para los convertidores trifásicos.

6-4-2 EL EFECTO DE L_s

Ahora se incluirá la inductancia del lado de CA L_s en la figura 6-24, que no se puede ignorar en convertidores prácticos por tiristores. De hecho, las normas alemanas VDE requieren que esta inductancia sea de un mínimo de 5%, es decir,

$$\omega L_s \geq 0.05 \frac{V_{LL}/\sqrt{3}}{I_{s1}} \tag{6-50}$$

Ahora, para un ángulo de retraso α dado, la conmutación de corriente necesita un intervalo de conmutación finito u. Considere la situación donde los tiristores 5 y 6 previamente han estado conduciendo, y en $\omega t = \alpha$ la corriente empieza a conmutar del tiristor 5 al 1. Sólo los tiristores participantes en la conducción de corriente aparecen en la figura 6-25*a*. Se elige el instante cuando v_{an} se vuelve más positivo que v_{cn} (el instante de conducción natural para el tiristor 1) como el tiempo de origen $\omega t = 0$ en la figura 6-25*b*.

Durante el intervalo de conmutación de corriente u, los tiristores 1 y 5 conducen de forma simultánea y los voltajes de fase v_{an} y v_{cn} se conectan en cortocircuito a través de L_s en cada fase. La corriente i_a au-

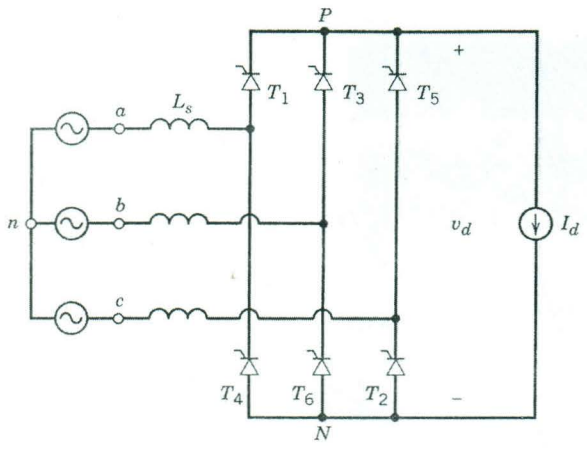


Figura 6-24 Convertidor trifásico con L_s y una corriente CC constante.

menta de 0 a I_d, mientras que i_c se reduce de I_d a cero, instante en el cual la conmutación de corriente de 5 a 1 está completa. Las corrientes i_5 e i_1 a través de los tiristores 5 y 1 se trazan en la figura 6-25*c*. La forma de onda i_a completa se muestra en la figura 6-26.

En la figura 6-25*a* durante el intervalo de conmutación $\alpha < \omega t < \alpha + u$

$$v_{P_n} = v_{an} - v_{L_s} \tag{6-51}$$

donde

$$v_{L_s} = L_s \frac{di_a}{dt} \tag{6-52}$$

La reducción en el área de voltios-radianes debido al intervalo de conmutación (en la figura 6-25*b*) es

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} v_{L_s} d(\omega t) \tag{6-53}$$

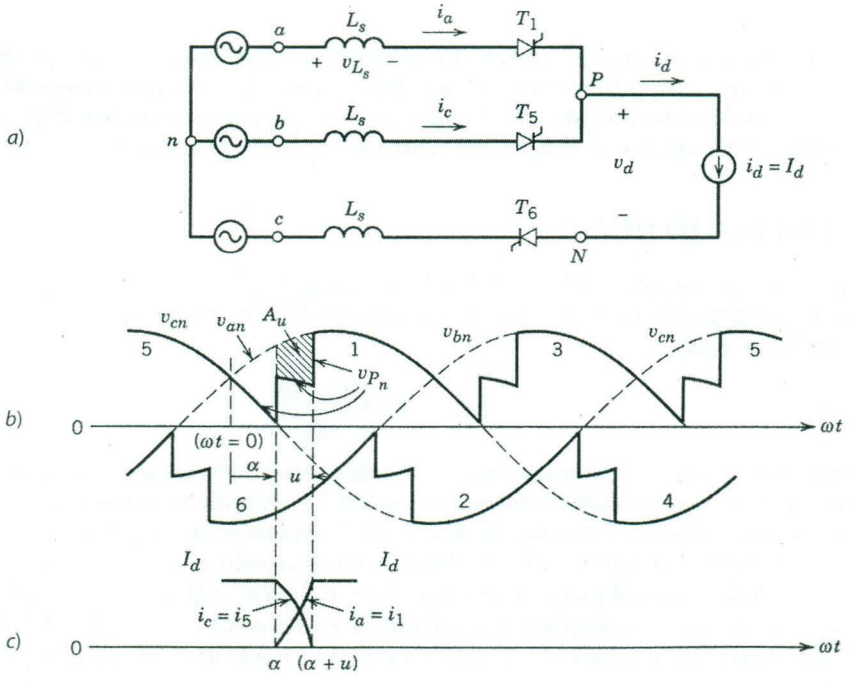


Figura 6-25 Conmutación en presencia de L_s.

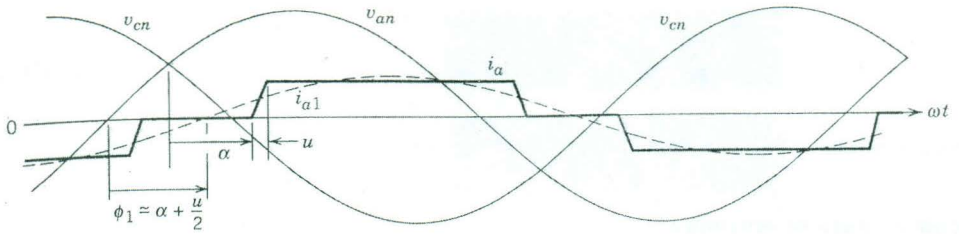


Figura 6-26 Corriente de línea en presencia de L_s.

Al emplear la ecuación 6-52 en la ecuación 6-53 y reconocer que i_a cambia de cero a I_d en el intervalo $\omega t = \alpha$ a $\omega t = \alpha + u$, se tiene

$$A_u = \omega L_s \int_0^{I_d} di_a = \omega L_s I_d \tag{6-54}$$

Por tanto, el voltaje medio de CC de salida se reduce a partir de $V_{d\alpha}$ (dado por la ecuación 6-40) por $A_u/(\pi/3)$:

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \tag{6-55}$$

En la derivación antecedente se debe notar lo siguiente: durante la conmutación de corriente, las fases a y c están conectadas por cortocircuito. Por tanto, durante la conmutación,

$$v_{P_n} = v_{an} - L_s \frac{di_a}{dt} \tag{6-56}$$

También

$$v_{P_n} = v_{cn} - L_s \frac{di_c}{dt} \tag{6-57}$$

Por ende, según las ecuaciones 6-56 y 6-57,

$$v_{Pn} \text{(durante la conmutación)} = \frac{v_{an} + v_{cn}}{2} - \frac{L_s}{2}\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) \tag{6-58}$$

Como se supone que I_d $(=i_a + i_c)$ es constante durante el intervalo de conmutación,

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \tag{6-59}$$

Por tanto, la ecuación 6-58 se reduce a

$$v_{P_n} = \tfrac{1}{2}(v_{an} + v_{cn}) \tag{6-60}$$

La forma de onda v_{Pn} durante el intervalo de conmutación se muestra en la figura 6-25*b*. Se analizará la importancia de L_s en la operación del inversor en la siguiente sección.

Aunque no se necesita una expresión explícita del intervalo de conmutación u para calcular V_d (véase la ecuación 6-55), es necesario asegurar la operación confiable en el modo de inversor. Por tanto, ahora es el momento apropiado para calcular este intervalo u. La combinación de las ecuaciones 6-56 y 6-60 en el circuito de la figura 6-25*a* nos da

$$L_s \frac{di_a}{dt} = \frac{v_{an}}{2} - \frac{v_{cn}}{2} = \frac{v_{ac}}{2} \tag{6-61}$$

Con el origen de tiempo elegido en la figura 6-25*b*, $v_{ac} = \sqrt{2} V_{LL} \text{sen } \omega t$. Por tanto,

$$\frac{di_a}{d(\omega t)} = \sqrt{2} \frac{V_{LL} \text{sen } \omega t}{2\omega L_s}$$

Su integración entre $\omega t = \alpha$ y $\omega t = \alpha + u$, al reconocer que durante este intervalo i_a cambia de cero a I_d, resulta en

$$\int_0^{I_d} di_a = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L_s} \int_\alpha^{\alpha+u} \text{sen } \omega t \, d(\omega t)$$

o

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2V_{LL}}} I_d \tag{6-62}$$

De este modo, al conocer α e I_d se calcula el intervalo de conmutación u.

6-4-2-1 Corriente de línea de entrada i_s

En forma similar al análisis para los convertidores monofásicos en la sección 6-3-2-1, la forma de onda i_a en la figura 6-26 se aproxima a la forma trapezoidal. Mediante esta aproximación,

$$\text{DPF} \simeq \cos\left(\alpha + \tfrac{1}{2}u\right) \tag{6-63}$$

Otra expresión para el factor de potencia de desplazamiento, mediante la ecuación de las potencias del lado CA y del lado CC, se da por la ecuación 6-64 [2]. Su derivación se deja como ejercicio (véase el problema 6-11):

$$\text{DPF} \simeq \tfrac{1}{2}[\cos\alpha + \cos(\alpha + u)] \tag{6-64}$$

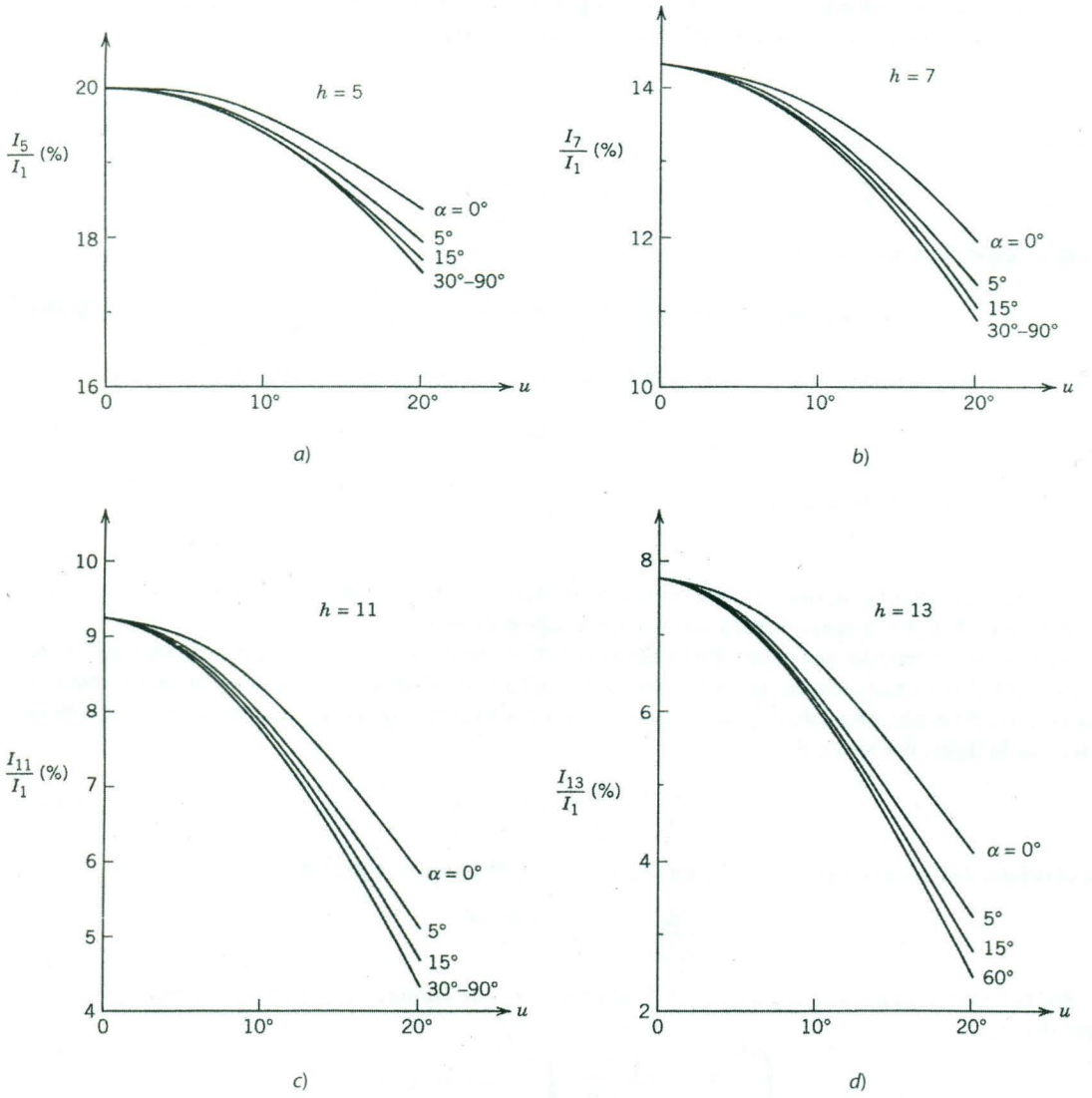


Figura 6-27 Corrientes armónicas normalizadas en presencia de L_s. (Con permiso de la referencia 2.)

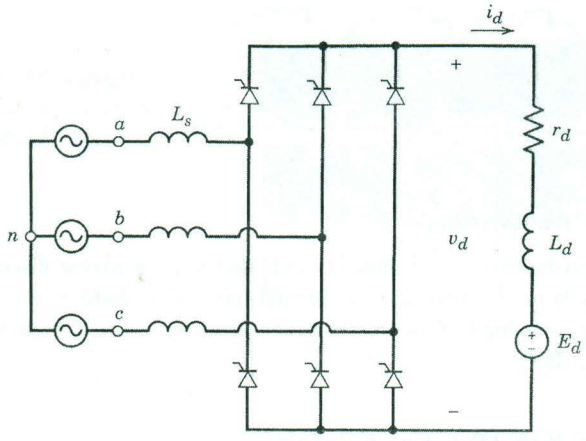


Figura 6-28 Convertidor práctico con tiristores.

Tabla 6-1 Armónicos normales e idealizados

	h	5	7	11	13	17	19	23	25
Normales	I_h/I_1	0.17	0.10	0.04	0.03	0.02	0.01	0.01	0.01
Idealizados	I_h/I_1	0.20	0.14	0.09	0.07	0.06	0.05	0.04	0.04

La inductancia del lado CA reduce las magnitudes de las corrientes armónicas. Las figuras 6-27*a* a *d* muestran los efectos de L_s (y por ende de u) sobre varios armónicos de α, donde I_d es una CC constante. Las corrientes armónicas se normalizan por I_1 con $L_s = 0$, estipulado por la ecuación 6-44. Por lo general, la corriente del lado de CC no es una CC constante. Los armónicos normales e idealizados se muestran en la tabla 6-1.

6-4-3 EL CONVERTIDOR PRÁCTICO

El circuito de un convertidor en la práctica se mostró en la figura 6-4*b*. Es un nuevo trazo a partir de la figura 6-28, donde la carga se representa por una fuente de voltaje CC E_d y L_d es finito. También se incluye una pequeña resistencia r_d. Analizaremos estos convertidores prácticos por medio de una simulación por computadora en el siguiente ejemplo.

■ ***Ejemplo 6-3*** Un convertidor trifásico con tiristores se alimenta por una fuente de 480 V (línea a línea), 60 Hz. Su inductancia interna $L_{s1} = 0.2$ mH. El convertidor tiene una inductancia de serie $L_{s2} = 1.0$ mH. La carga se representa como se muestra en la figura 6-28, con $L_d = 5$ mH, $r_d = 0$ y $E_d = 600$ V, y el ángulo de retraso $\alpha = 20°$. Con la simulación por PSpice, obtenga las formas de ondas v_s, i_s y v_d, y calcule I_{s1}, I_s, DPF, PF y %THD.

Solución El circuito de PSpice y el archivo de datos de entrada están en el apéndice al final de este capítulo. Las formas de onda se muestran en la figura 6-29. Los resultados calculados son los siguientes: $I_{s1} = 22.0$ A, $I_s = 22.94$ A, DPF = 0.928, PF = 0.89 y THD = 29.24%.

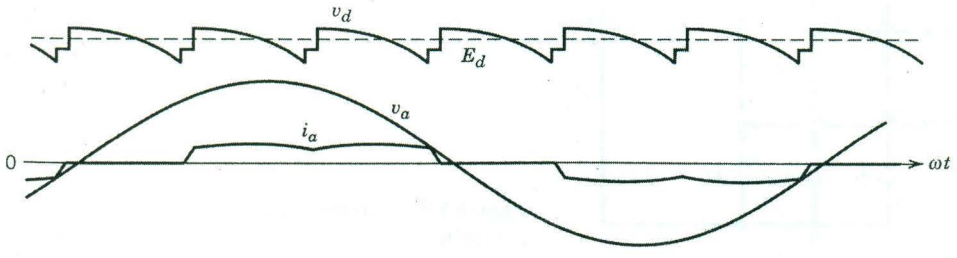


Figura 6-29 Formas de onda en el convertidor de la figura 6-28. ■

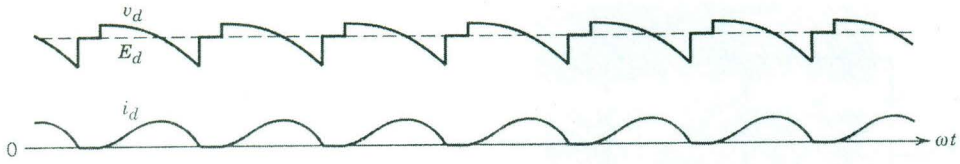


Figura 6-30 Formas de onda en un modo de conducción de corriente discontinua.

6-4-3-1 Conducción de corriente discontinua

Igual que en los convertidores monofásicos, la corriente del lado de CC i_d se vuelve discontinua en el circuito de la figura 6-28 por debajo de un determinado valor medio para un α dado. Las formas de onda se muestran en la figura 6-30. Un mayor valor de E_d resultará en un menor I_d. A fin de regular V_d, α se tendrá que aumentar con valores menores de I_d.

6-4-4 MODO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR

Una vez más, para entender el modo de operación del inversor, supondremos que el lado de CC del convertidor se representa por una fuente de corriente de una amplitud constante I_d, como se muestra en la figura 6-31. Para un ángulo de retraso α más grande que 90° pero menor que 180°, las formas de onda de voltaje y corriente se muestran en la figura 6-32*a*. El valor medio de V_d es negativo, de acuerdo con la ecuación 6-55. En el lado de CA, la potencia negativa implica que el ángulo de fase ϕ_1 entre v_s e i_{s1} es mayor a 90°, como se muestra en la figura 6-32*b*.

En el circuito práctico que se muestra en la figura 6-33*a*, el punto operativo para un E_d y α dados se obtiene a partir de las características que se muestran en la figura 6-33*b*.

Parecido al análisis de la conexión con los convertidores monofásicos, el ángulo de extinción γ (=180° − α − u) debe ser más grande que el intervalo de desconexión del tiristor ωt_q en las formas de onda de la figura 6-34, donde v_5 es el voltaje a través del tiristor 5.

6-4-4-1 Activación del inversor

Como se vio en la sección 6-3-4-1 para la activación de un inversor monofásico, el ángulo de retraso α en el inversor trifásico de la figura 6-33*a* se hace al principio lo bastante grande (por ejemplo, 165°) para que i_d sea discontinuo. Después el controlador reduce α de modo que se obtengan los I_d y P_d deseados.

6-4-5 FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE DE CA (MUESCA DE LÍNEA Y DISTORSIÓN)

La figura 6-35*a* muestra un arreglo práctico con $L_s = L_{s1} + L_{s2}$, donde L_{s1} es la inductancia interna por fase de la fuente de CA y L_{s2} es la inductancia asociada con el convertidor. La unión de L_{s1} y L_{s2} es también el punto de acoplamiento común donde se pueden conectar otras cargas, como se muestra en la figura 6-35*a*.

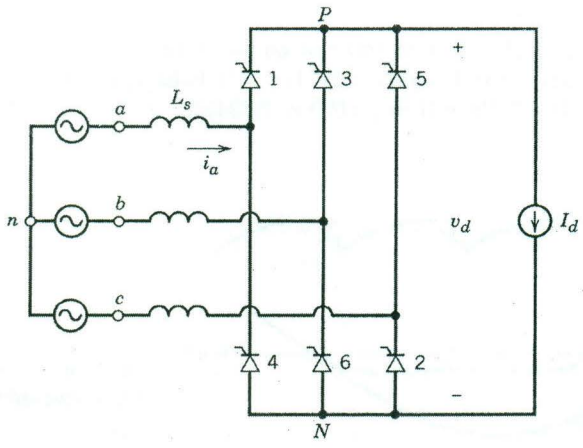


Figura 6-31 Inversor con una corriente CC constante.

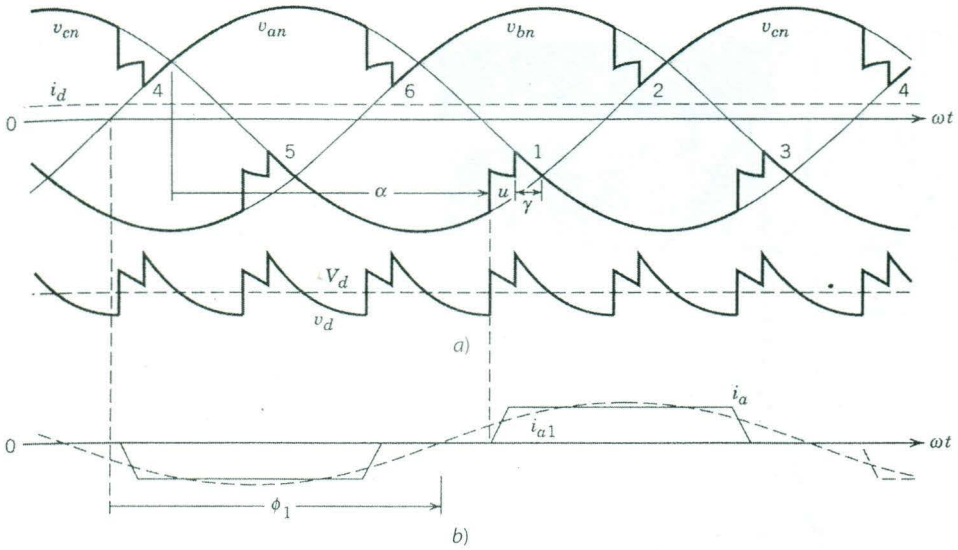
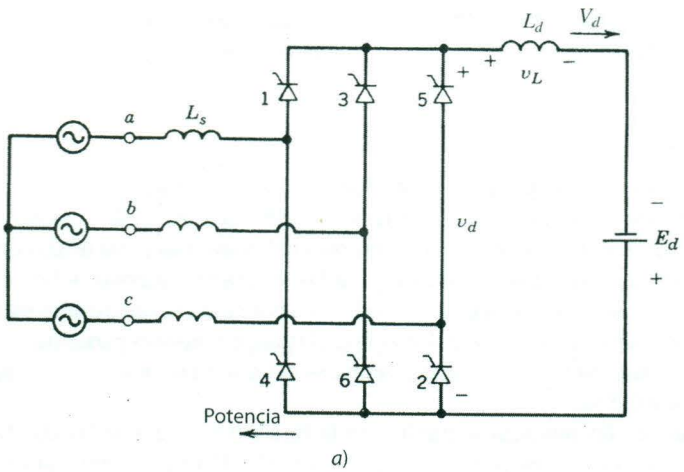


Figura 6-32 Formas de onda en el inversor de la figura 6-31.

Un convertidor por tiristores genera ruido de línea. Dos de las razones principales para el ruido de línea son la muesca o discontinuidad de línea y la distorsión de forma de onda, que se considerarán en las secciones que siguen.



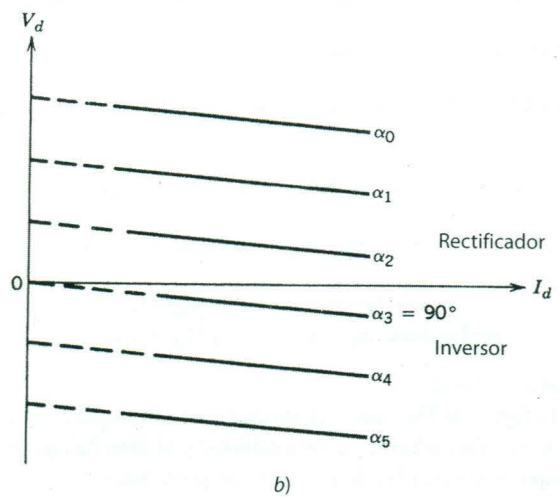


Figura 6-33 *a*) Inversor de tiristores con una fuente de voltaje de CC. *b*) V_d *versus* I_d.

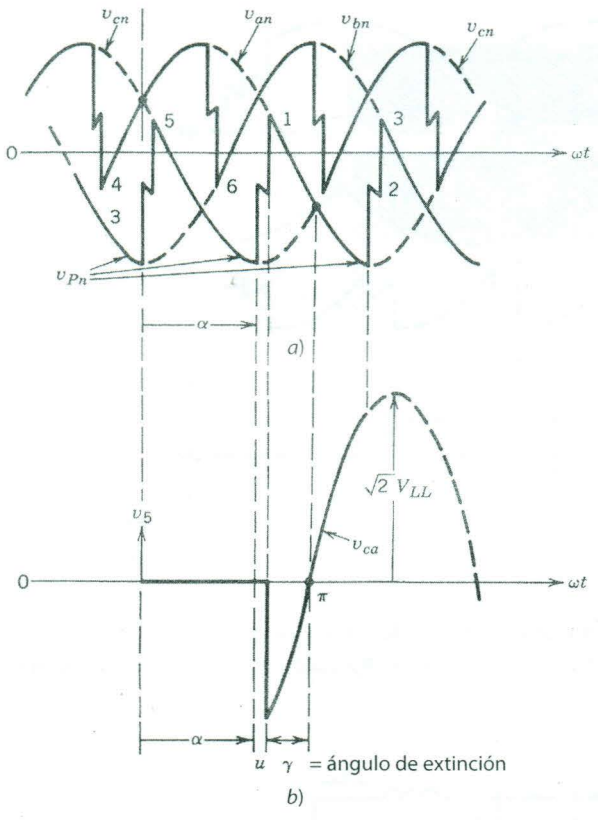


Figura 6-34 Voltaje a través de un tiristor en el modo de inversor.

6-4-5-1 Muesca de línea

En el convertidor de la figura 6-35*a* hay seis conmutaciones por ciclo de frecuencia de línea. Las formas de onda del voltaje del convertidor se muestran en la figura 6-35*b*. Durante cada conmutación, dos de tres voltajes de fase se conectan en cortocircuito por los tiristores del convertidor por medio de L_s en cada fase. Considere un voltaje de línea a línea, por ejemplo V_{AB}, en las terminales internas del convertidor, como lo muestra la figura 6-35*c*. Se conecta en cortocircuito dos veces por ciclo, lo que resulta en muescas profundas. Hay otras cuatro hendiduras donde la fase *A* o la fase *B* (pero no ambas) participa en la conmutación. En aras de la claridad, se omitieron las llamadas armónicas debido a las capacitancias parásitas C_s y los amortiguadores en la figura 6-35*a*.

El área para cada una de las muescas profundas en la figura 6-35*c*, donde las dos fases *A* y *B* están puestas en cortocircuito, sería dos veces el de A_u en la figura 6-25*b*. Por tanto, según la ecuación 6-54,

$$\text{Área de hendidura profunda } A_n = 2\omega L_s I_d \qquad \text{[voltios-radianes]} \tag{6-65}$$

La anchura u de la muesca se calcula según la ecuación 6-62. Suponiendo que u es pequeño, como aproximación puede escribirse

$$\text{Profundidad del área de muesca profunda} \simeq \sqrt{2}V_{LL}\,\text{sen}\,\alpha \quad (\alpha = \text{ángulo de retraso}) \tag{6-66}$$

Por tanto, según las ecuaciones 6-65 y 6-66, si se considera una de las muescas profundas, se tiene

$$\text{Anchura de muesca } u = \frac{\text{área de muesca}}{\text{profundidad de muesca}} \simeq \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_{LL}\,\text{sen}\,\alpha} \quad \text{rad} \tag{6-67}$$

De lo contrario, se calcula u con la ecuación 6-62.

Las muescas poco profundas en la figura 6-35*c* tienen la misma anchura u que la que se calcula para las muescas profundas de la ecuación 6-67. Sin embargo, la profundidad y el área de cada una de las muescas poco profundas es la mitad en comparación con las de las muescas profundas.

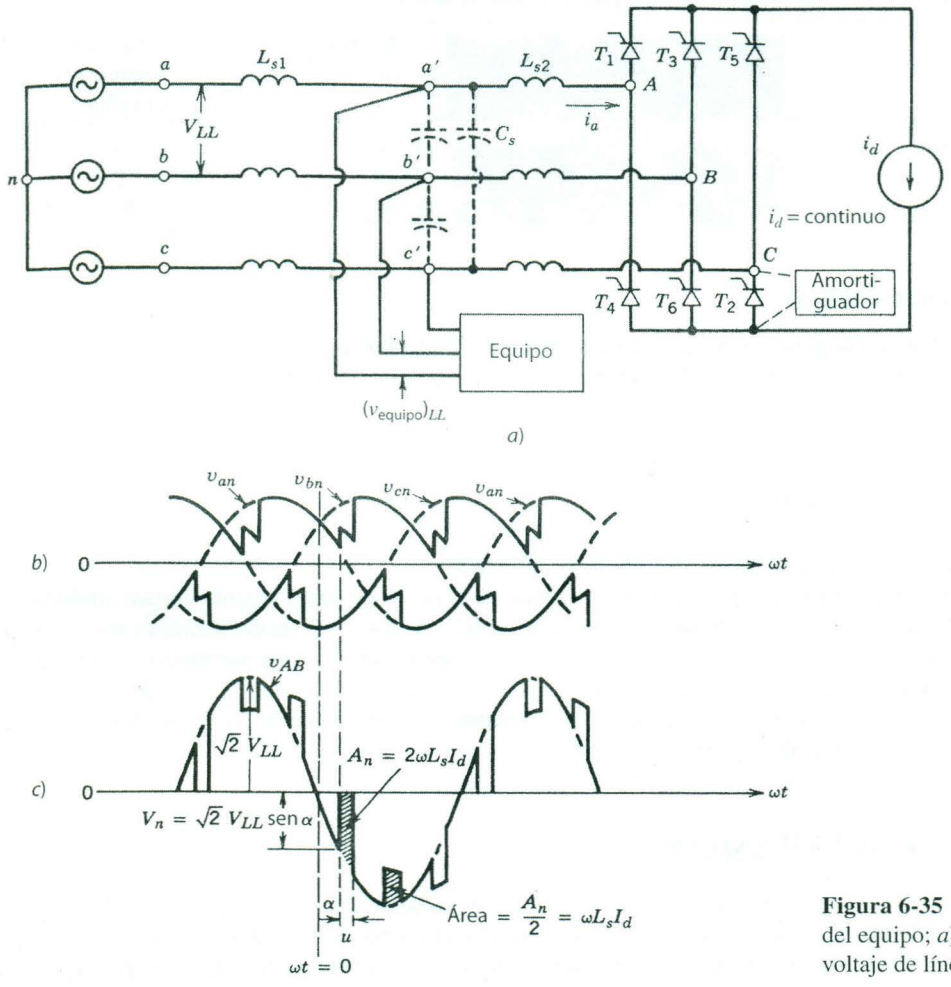


Figura 6-35 Muescas de línea en otros voltajes del equipo; *a*) circuito, *b*) voltajes de fase, *c*) voltaje de línea a línea v_{AB}.

En la práctica, hay que vigilar las muescas de línea en el punto de acoplamiento común. Las muescas en el voltaje de línea a línea $v_{a'b'}$ tienen la misma anchura u, como se muestra en la figura 6-35*c* y lo estipula la ecuación 6-67. Sin embargo, las profundidades de muescas y las áreas de muescas son un factor ρ multiplicado por la correspondiente profundidad y las áreas, respectivamente, en la figura 6-35*c*, donde

$$\rho = \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}} \tag{6-68}$$

Por tanto, para un sistema dado (es decir, L_{s1} dado), un mayor valor de L_{s2} resultará en muescas más pequeñas en el punto de acoplamiento común. Las normas alemanas VDE recomiendan que ωL_{s2} debe ser un mínimo de 5%. Esto quiere decir que, en la figura 6-35*a*,

$$\omega L_{s2} I_{a1} \geq 0.05 \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \tag{6-69}$$

En la tabla 6-2 se dan unas directrices sugeridas por la norma IEEE 519-1981 para el ruido de línea en el punto de acoplamiento común. Esta norma también propone que el equipo del convertidor debe ser capaz de desempeñarse de modo satisfactorio con sistemas de alimentación que contengan muescas de línea de una anchura de 250 μs (5.4 grados eléctricos) y una profundidad de muesca de 70% del máximo voltaje nominal de línea.

Debido a las capacitancias parásitas (o al uso de algún condensador filtrante en la entrada) y amortiguadores a través de tiristores, podrían existir armónicas al final de cada intervalo de conmutación. Estos voltajes transitorios pueden sobrecargar los supresores de transitorios dentro del equipo.

Tabla 6-2 Muescas de línea y límites de distorsión para sistemas de 460 V

Clase	*Profundidad de muesca de línea* ρ *(%)*	*Área de muesca de línea* $(V \cdot \mu s)$	*Total de distorsión armónica del voltaje*
Aplicaciones especiales	10	16 400	3
Sistema general	20	22 800	5
Sistema dedicado	50	36 500	10

6-4-5-2 Distorsión del voltaje

La distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común se calcula por medio de cantidades de fase si se conocen los componentes armónicos I_h de la corriente de entrada del convertidor y la inductancia de la fuente de CA (L_{s1}):

$$\text{Voltaje \%THD} = \frac{\left[\sum_{h \neq 1} (I_h \times \omega L_{s1})^2\right]^{1/2}}{V_{\text{fase(fundamental)}}} \times 100 \tag{6-70}$$

Los límites recomendados para este sistema se dan en la tabla 6-2.

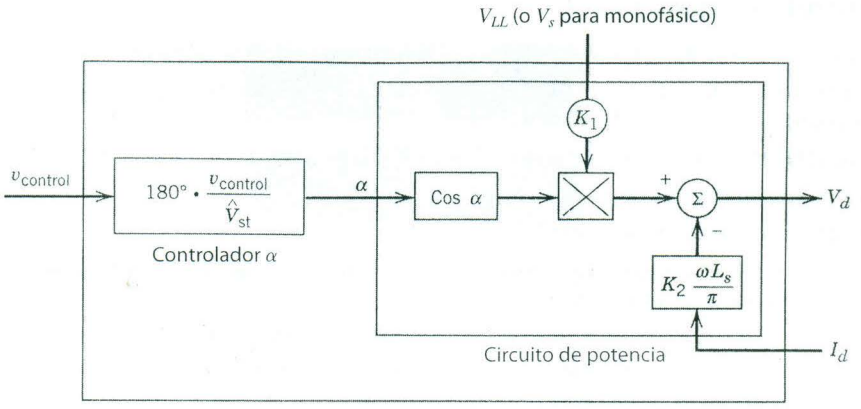
Cabe notar que la distorsión armónica total en el voltaje en el punto de acoplamiento común también se calcula por medio de las muescas en su forma de onda del voltaje de línea a línea del siguiente modo: el valor total rms aproximado de los componentes armónicos (diferentes de los fundamentales) se obtiene aplicando con el método de la raíz cuadrática media a las seis muescas por ciclo en la forma de onda del voltaje de línea a línea; además, el componente de frecuencia fundamental del voltaje de línea a línea en el punto de acoplamiento común puede aproximarse como V_{LL} (véase el problema 6-21).

6-5 OTROS CONVERTIDORES TRIFÁSICOS

En las secciones anteriores sólo se analizaron en detalle los convertidores trifásicos de puente completo y seis impulsos. Existen otros tipos de convertidores: convertidores de puente de 12 y más impulsos, el convertidor de puente de seis impulsos con un transformador conectado en estrella, el convertidor de puente de seis impulsos con un transformador de interfase, rectificadores de puente semicontrolados, etc. La elección de la topología del convertidor depende de la aplicación. Por ejemplo, los convertidores de puente de seis impulsos se usan para la transmisión de CC de altos voltajes, como se verá en el capítulo 17. Una descripción detallada de estos convertidores se presenta en la referencia 2.

RESUMEN

1. Los rectificadores e inversores controlados por frecuencia se usan para la transferencia controlada de potencia entre la CA de frecuencia de línea y la CC de magnitud ajustable. Mediante el control del ángulo de retraso de los tiristores en estos convertidores se realiza una transición fluida desde el modo de rectificación al modo de inversión o viceversa. El voltaje del lado CC puede invertir la polaridad, pero la corriente del lado CC permanece unidireccional.
2. Debido a la creciente importancia de los rectificadores de diodos que se analizaron en el capítulo 5, los convertidores controlados por fases sirven sobre todo en los niveles de alta potencia.
3. Los convertidores controlados por fases inyectan grandes armónicos al sistema de distribución de electricidad. Con valores pequeños de V_d (comparados con sus máximos valores posibles), operan con un muy bajo factor de potencia y un bajo factor de potencia de desplazamiento. Además, estos convertidores producen muescas en la forma de onda del voltaje de línea.
4. La relación entre la entrada de control y la salida media del convertidor en estado permanente se resume como se muestra en la figura 6-36. En sentido dinámico, la salida del convertidor no responde en forma instantánea al cambio en la entrada de control. Este retraso, que es una fracción del ciclo de frecuencia de línea, es más grande en un convertidor monofásico que en uno trifásico.



Puente monofásico completo: $K_1 = 0.9$, $K_2 = 2$
Puente trifásico completo: $K_1 = 1.35$, $K_2 = 3$

Figura 6-36 Resumen de voltaje de salida de un convertidor por tiristores con una corriente CC I_d.

PROBLEMAS

CONCEPTOS BÁSICOS

6-1 En el circuito de la figura P6-1, v_{s1} y v_{s2} tienen un valor rms de 120 V a 60 Hz, y los dos están 180° fuera de fase. Suponga que $L_s = 5$ mH e $I_d = 10$ A es una corriente CC. Para los siguientes dos valores del ángulo de retraso α, obtenga las formas de onda de v_{s1}, i_{s1} y v_d. Calcule el valor medio V_d y el intervalo de conmutación u con *a*) 45° y *b*) 135°.

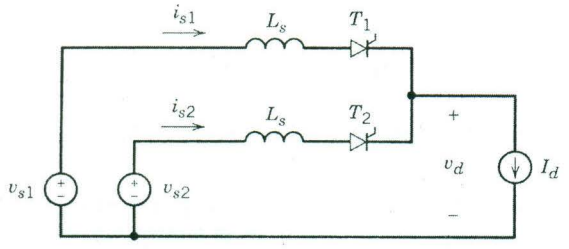


Figura P6-1

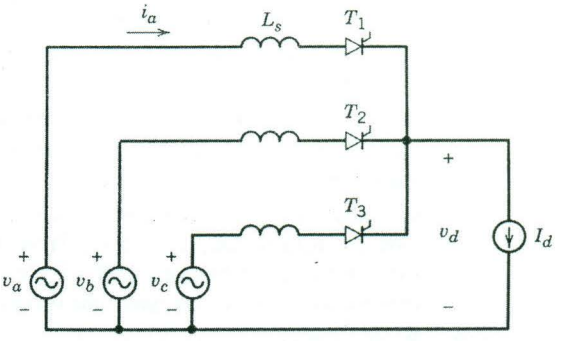


Figura P6-2

6-2 En el circuito de la figura P6-2, los voltajes trifásicos equilibrados v_a, v_b y v_c tienen un valor rms de 120 V a 60 Hz. Suponga que $L_s = 5$ mH e $I_d = 10$ A es una corriente CC. Para los siguientes dos valores del ángulo de retraso α, obtenga las formas de onda de v_a, i_a y v_d. Calcule el valor medio V_d y el intervalo de conmutación u con *a*) 45° y *b*) 135°.

6-3 En el convertidor monofásico de la figura 6-5, el voltaje de entrada tiene una forma de onda cuadrada con una amplitud de 200 V a una frecuencia de 60 Hz. Suponga que $I_d = 10$ A. Obtenga una expresión analítica para V_d en términos de V_s, I_d y α. Obtenga la forma de onda de v_d y su valor medio V_d para α igual a 45° y 135°.

6-4 En el convertidor monofásico de la figura 6-9, el voltaje de entrada tiene una forma de onda cuadrada con una amplitud de 200 V a una frecuencia de 60 Hz. Suponga que $L_s = 3$ mH e $I_d = 10$ A.

a) Obtenga expresiones analíticas para u y V_d en términos de V_s, L_s, ω, I_d y α. ¿Por qué u es independiente de α, a diferencia de la ecuación 6-24?

b) Obtenga las formas de ondas i_s y v_d y calcule el intervalo de conmutación u y V_d para los siguientes valores del ángulo de retraso α: 45° y 135°.

CONVERTIDORES MONOFÁSICOS

6-5 Considere el convertidor monofásico semicontrolado que se muestra en la figura P6-5, donde v_s es sinusoidal.

a) Dibuje las formas de onda de v_s, i_s y v_d, e identifique los dispositivos que conducen por varios intervalos para los siguientes valores de α: 45°, 90° y 135°.

b) Calcule DPF, PF y %THD para $V_d = \frac{1}{2}V_{do}$, donde V_{do} es la salida de CC en $\alpha = 0$.

c) Repita la parte *b*) con un convertidor de puente completo.

d) Compare los resultados de las partes *b*) y *c*).

6-6 En términos de V_s e I_d en el convertidor monofásico de la figura 6-5*a*, calcule el voltaje inverso pico y los valores medio y rms de la corriente a través de cada tiristor.

6-7 El convertidor monofásico de la figura 6-9 está alimentando una carga de CC de 1 kW. Se usa un transformador de aislamiento de 1.5 kW con un voltaje nominal del lado de la fuente de 120 V a 60 Hz. Tiene una reactancia de fuga total de 8% con base en sus especificaciones. El voltaje de CA de fuente nominal de 115 V está en el rango de −10% y +5%. Suponga que L_d es lo bastante grande para permitir la suposición de $i_d = I_d$.

Calcule la relación mínima de vueltas del transformador si el voltaje CC de carga se va a regular a un valor constante de 100 V. ¿Cuál es el valor de α cuando V_s = 115 V + 5%?

6-8 La ecuación 6-26 se expresa en términos del circuito equivalente que se muestra en la figura P6-8, donde R_u es un resistor "sin pérdida" para representar la caída de voltaje debido a I_d. Exprese este circuito equivalente en términos del ángulo de extinción α, en lugar de que el ángulo de retraso α represente el modo de operación del inversor.

6-9 En el inversor monofásico de la figura 6-16*a*, V_s = 120 V a 60 Hz, L_s = 1.2 mH, L_d = 20 mH, E_d = 88 V y el ángulo de retraso α = 135°. Con PSpice, obtenga las formas de onda v_s, i_s, v_d e i_d en estado permanente.

6-10 En el inversor del problema 6-9, baje el ángulo de retraso α de 165° a 120° y trace I_d *versus* α. Obtenga el ángulo de retraso α_b debajo del cual i_d se vuelve continuo. ¿Cómo depende la pendiente de la característica en este rango de L_s?

CONVERTIDORES TRIFÁSICOS

6-11 En el convertidor trifásico de la figura 6-24, dedúzcase la expresión para el factor de potencia de desplazamiento dado por la ecuación 6-64.

6-12 En el convertidor trifásico de la figura 6-24, V_{LL} = 460 V a 60 Hz y L_s = 25 μH. Calcule el ángulo de conmutación u si V_d = 525 V y P_d = 500 kW.

6-13 En términos de V_{LL} e I_d en el convertidor trifásico de la figura 6-19*a*, calcule el voltaje inverso pico y los valores medio y rms de la corriente a través de cada tiristor.

6-14 En el convertidor trifásico de la figura 6-28, deduzca la expresión para la corriente CC mínima I_{dB} que resulta en una conducción de corriente continua para V_{LL}, ω, L_d y α = 30°. Suponga que L_s y r_d son insignificantes y E_d es un voltaje de CC.

6-15 Considere el convertidor trifásico semicontrolado que aparece en la figura P6-15. Calcule el valor del ángulo de retraso α para el cual $V_d = 0.5\ V_{do}$. Trace la forma de onda v_d e identifique los dispositivos que conducen durante varios intervalos. Obtenga el DPF, PF y %THD en la corriente de línea de entrada y compare los resultados con un convertidor de puente completo que opere con $V_d = 0.5\ V_{do}$. Suponga que $L_s = 0$.

6-16 Repita el problema 6-15 suponiendo que el diodo D_f no está presente en el convertidor de la figura P6-15.

6-17 El convertidor trifásico de la figura 6-24 está alimentando una carga de CC de 12 kW. Un transformador de aislamiento con conexión Y – Y tiene una especificación por fase de 5 kVA y un voltaje nominal del lado de la fuente CA de 120 V a 60 Hz. Tiene una reactancia de fuga total por fase de 8% con base en sus especificaciones. El vol-

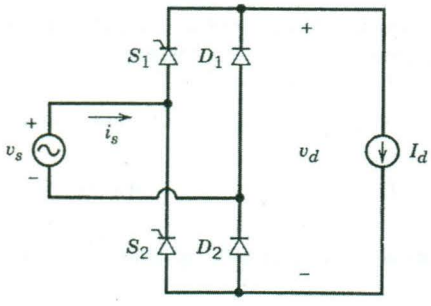


Figura P6-5

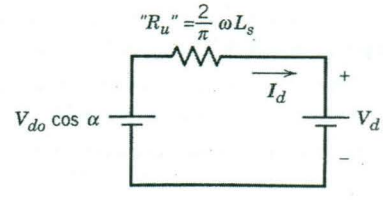


Figura P6-8

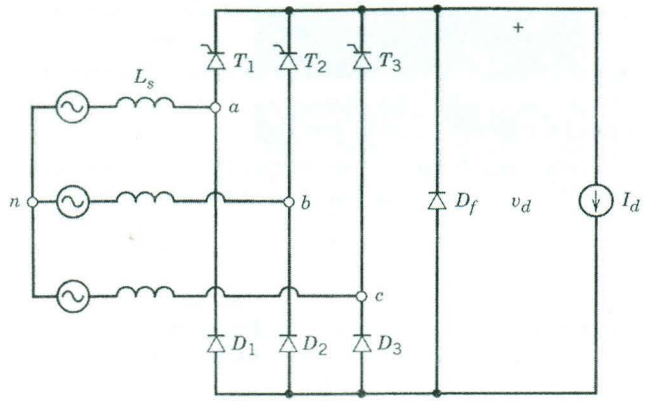


Figura P6-15

taje de fuente de CA nominal de 208 V (línea a línea), está en el rango de −10% y +5%. Suponga que L_d es lo bastante grande para permitir la suposición de $i_d = I_d$.

Calcule la relación mínima de vueltas o espiras del transformador si el voltaje CC de carga se va a regular a un valor constante de 300 V. ¿Cuál es el valor de α cuando $V_{LL} = 208$ V + 5%?

6-18 En el inversor trifásico de la figura 6-33*a*, $V_{LL} = 460$ V a 60 Hz, $E = 550$ V y $L_s = 0.5$ mH. Suponga que L_d es muy grande, para rendir $i_d(t) = I_d$. Calcule α y γ si el flujo de potencia es de 55 kW.

6-19 En aplicaciones normales, L_s es finito. Además, i_d no es una corriente CC pura. La tabla 6-1 enumera valores normales e idealizados de armónicos de corriente del lado de CA en un convertidor controlado de puente completo y seis impulsos como funciones de su componente de corriente fundamental.

Calcule la relación I_1/I y el THD en la corriente para armónicos tanto normales como idealizados.

6-20 En el convertidor trifásico de la figura 6-19, suponga que los voltajes de CA de entrada y la corriente CC I_d permanecen constantes. Trace el lugar geométrico de los voltio-amperios reactivos debidos al componente de frecuencia fundamental de la corriente de línea *versus* la potencia real para varios valores del ángulo de retraso α.

6-21 En el circuito de la figura 6-35*a*, L_{s1} corresponde a la inductancia de fuga de un transformador de 60-Hz con las siguientes especificaciones: kVA nominal trifásico de 500 kVA, voltaje de línea a línea de 480 V y una impedancia de 6%. Suponga que L_{s2} se debe a un cable de 200 pies de longitud con una inductancia por fase de 0.1 μH/pie. El voltaje de CA de entrada es de 460 V línea a línea, y el lado de CC del rectificador está entregando 25 kW con un voltaje de 525 V.

Calcule la muesca de hendidura en microsegundos y la profundidad de muesca de línea ρ en porcentaje en el punto de acoplamiento común. También calcule el área de una muesca profunda de línea en el punto de acoplamiento común en volt-microsegundos y compare las respuestas con los límites recomendados en la tabla 6-2.

6-22 Repita el problema 6-21 si un transformador 1 : 1 de 480 V se usa también en la entrada al rectificador, el cual tiene una impedancia de fuga de 3%. La característica trifásica del transformador es igual a 40 kVA.

6-23 Calcule el THD en el voltaje en el punto de acoplamiento común en los problemas 6-21 y 6-22.

6-24 Con los armónicos normales en la corriente de entrada dados en la tabla 6-1, obtenga el THD en el voltaje en el punto de acoplamiento común en el problema 6-21.

6-25 Con los parámetros del convertidor del ejemplo 6-3, use el listado de PSpice del apéndice al final de este capítulo para evaluar la distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común.

REFERENCIAS

1. N. Mohan, "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis, and Education Using the Evaluation Version of PSpice", Minnesota Power Electronics Research and Education, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.
2. E.W. Kimbark, *Direct Current Transmission*, vol. 1, Wiley-Interscience, Nueva York, 1971.
3. B.M. Bird y K.G. King, *An Introduction to Power Electronics*, Wiley, Nueva York, 1983.
4. Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of State Power Converters", ANSI/IEEE Standard 519-1981, IEEE, Nueva York.
5. D.A. Jarc y R.G. Schieman, "Power Line Considerations for Variable Frequency Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IAS, núm. 5, septiembre/octubre de 1985, pp. 1099-1105.

6. Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Standard Practice and Requirements for General Purpose Thyristor DC Drives", IEEE Standard 597-1983, IEEE, Nueva York.
7. M. Grotzbach y W. Frankenberg, "Injected Currents of Controlled AC/DC Converters for Harmonic Analysis in Industrial Power Plants", *Proceedings of the IEEE International Conference on Harmonics in Power Systems*, septiembre de 1992, Atlanta, pp. 107-113.
8. N.G. Hingorani, J.L. Hays y R.E, Crosbie, "Dynamic Simulation of HVDC Transmission Systems on Digital Computers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 113, núm. 5, mayo de 1996, pp. 793-802.

APÉNDICE

(Los ejemplos de PSpice se adaptaron de "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using Evaluation Version of PSpice", Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.)

ARCHIVO DE CIRCUITO DE ENTRADA DE PSPICE PARA EL EJEMPLO 6-2

```
* Single-Phase, Thyristor-Bridge Rectifier
.PARAM PERIOD = {1/60}, ALFA= 45.0, PULSE_WIDTH=0.5ms
.PARAM HALF_PERIOD = {1/120}
*
LS1    1   2   0.1mH   IC = 10A
LS2    2   3   1.3mH   IC = 10A
LD     4   5   9mH
VD     5   6   145V
*
XTHY1  3   4   SCR   PARAMS:   TDLY=0                ICGATE=2V
XTHY3  0   4   SCR   PARAMS:   TDLY={HALF_PERIOD}   ICGATE=0V
XTHY2  6   0   SCR   PARAMS:   TDLY=0                ICGATE=2V
XTHY4  6   3   SCR   PARAMS:   TDLY={HALF_PERIOD}   ICGATE=0V
*
VS     1   0   SIN(0 340V 60 0 0 {ALFA})
*
.TRAN     50us    100ms     0     50us   UIC
.PROBE
.FOUR 60.0 v(1) i(ls1) i(ld)

.SUBCKT SCR 101 103 PARAMS: TDLY=1ms ICGATE=0V
* Power Electronics: Simulation, Analysis  Education.....by N. Mohan.
SW        101 102  53 0 SWITCH
VSENSE    102 103  0V
RSNUB     101 104  200
CSNUB     104 103  1uF
*
VGATE     51   0   PULSE(0 1V {TDLY} 0 0 {PULSE_WIDTH} {PERIOD})
RGATE     51   0   1MEG
EGATE     52   0   TABLE {I(VSENSE)+V(51)} = (0.0,0.0) (0.1,1.0) (1.0,1.0)
RSER      52   53  1
CSER      53   0   1uF   IC={ICGATE}
*
.MODEL   SWITCH VSWITCH ( RON=0.01 )
.ENDS

.END
```

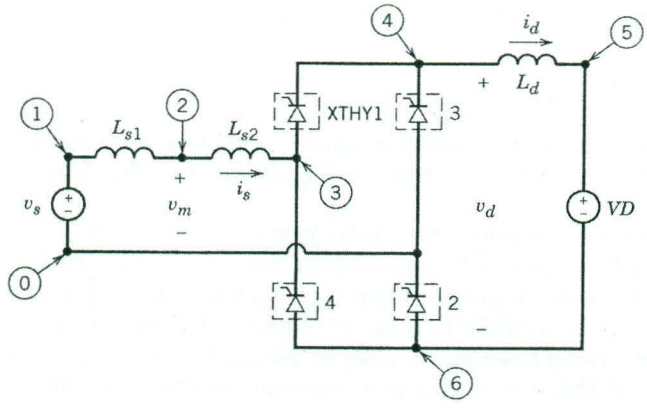


Figura 6A-1 Circuito de entrada de PSpice para el ejemplo 6-2.

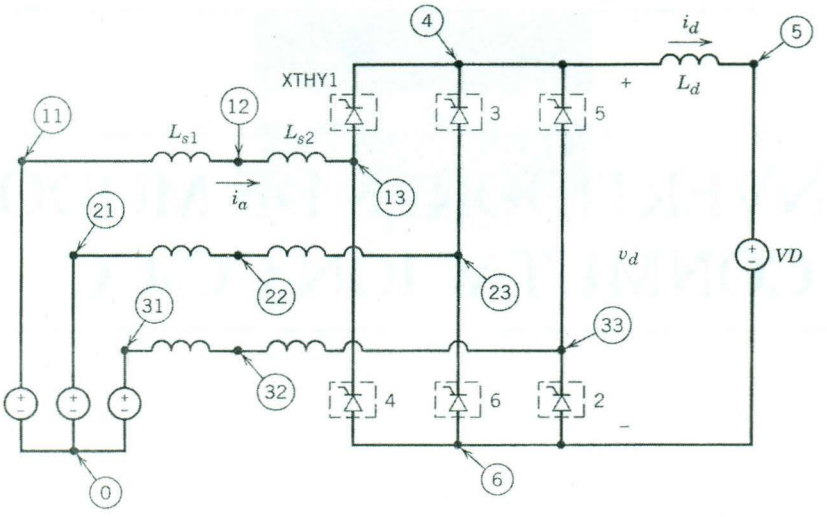


Figura 6A-2 Circuito de entrada de PSpice para el ejemplo 6-3.

ARCHIVO DE CIRCUITO DE ENTRADA DE PSPICE PARA EL EJEMPLO 6-3

```
Example 6-3
* Three-Phase, Thyristor-Bridge Rectifier
.PARAM PERIOD= {1/60}, DEG120= {1/(3*60)}
.PARAM ALFA= 20.0, PULSE_WIDTH=0.5ms
*
LS1A    11   12   0.2mH    IC=45A
LS2A    12   13   1.0mH    IC=45A
LS1B    21   22   0.2mH    IC=-45A
LS2B    22   23   1.0mH    IC=-45A
LS1C    31   32   0.2mH
LS2C    32   33   1.0mH
*
LD      4    5    5mH      IC=45A
VD      5    6    600.0V
*
XTHY1   13   4    SCR      PARAMS: TDLY=0              ICGATE=2V
XTHY3   23   4    SCR      PARAMS: TDLY={DEG120}       ICGATE=0V
XTHY5   33   4    SCR      PARAMS: TDLY={2*DEG120}     ICGATE=0V
XTHY2   6    33   SCR      PARAMS: TDLY={DEG120/2}     ICGATE=0V
XTHY4   6    13   SCR      PARAMS: TDLY={3*DEG120/2}   ICGATE=0V
XTHY6   6    23   SCR      PARAMS: TDLY={5*DEG120/2}   ICGATE=2V
*
VSA     11   0   SIN(0 391.9V 60 0 0 {30+ALFA})
VSB     21   0   SIN(0 391.9V 60 0 0 {-90+ALFA})
VSC     31   0   SIN(0 391.9V 60 0 0 {-210+ALFA})
*
.TRAN  50us    50ms    0s    50us   UIC
.PROBE
.FOUR  60.0  v(11) i(LS1A) i(LD)
.SUBCKT SCR 101 103 PARAMS: TDLY=1ms ICGATE=0V
* Power Electronics: Simulation, Analysis  Education.....by N. Mohan.
SW      101 102  53 0 SWITCH
VSENSE  102 103  0V
RSNUB   101 104  200
CSNUB   104 103  1uF
*
VGATE   51  0  PULSE(0 1V {TDLY} 0 0 {PULSE_WIDTH} {PERIOD})
RGATE   51  0  1MEG
EGATE   52  0  TABLE {I(VSENSE)+V(51)} = (0.0,0.0) (0.1,1.0) (1.0,1.0)
RSER    52  53 1
CSER    53  0  1uF  IC={ICGATE}
*
.MODEL  SWITCH VSWITCH ( RON=0.01 )
.ENDS

.END
```

CAPÍTULO 7

CONVERTIDORES DE MODO DE CONMUTACIÓN CC-CC

7-1 INTRODUCCIÓN

Los convertidores de CC-CC se usan extensamente en sistemas de suministro de energía CC regulados de modo de conmutación y en aplicaciones de accionamientos motrices. Como se muestra en la figura 7-1, la entrada a estos convertidores es a menudo un voltaje de CC no regulado que se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea, y por tanto fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de línea. Los convertidores de modo de conmutación de CC a CC se usan para convertir la entrada de CC no regulada en una salida de CC controlada en el nivel de voltaje deseado.

Si uno se adelanta a la aplicación de estos convertidores, se descubre que con frecuencia se usan con un transformador de aislamiento eléctrico en los sistemas de suministro de energía CC regulados de modo de conmutación, y casi siempre sin transformador de aislamiento en caso de accionamientos motrices de CC. Por ende, a fin de discutir estos circuitos en forma genérica, en este capítulo sólo se considerarán los convertidores no aislados, pues el aislamiento eléctrico es una modificación adicional.

En este capítulo se verán los siguientes convertidores de CC-CC:

1. Convertidor reductor (buck).
2. Convertidor elevador (boost).
3. Convertidor reductor/elevador (buck-boost).
4. Convertidor Cúk.
5. Convertidor de puente completo.

De estos cinco convertidores, sólo el reductor y el elevador son las topologías básicas del convertidor. Tanto los convertidores buck-boost, así como los de Cúk son combinaciones de las dos topologías básicas. El convertidor de puente completo es una adaptación del convertidor reductor.

Los convertidores enumerados se analizan con detalle en este capítulo. Sus variaciones, en tanto valgan para aplicaciones específicas, se describen en los capítulos dedicados a fuentes de alimentación de modo de conmutación CC y accionamientos motrices de CC.

En este capítulo se analizarán los convertidores en su estado permanente. Los interruptores se tratan como ideales, y se dejarán de lado las pérdidas en los elementos inductivos y capacitivos. Estas pérdidas pueden limitar la capacidad operacional de algunos de estos convertidores, y se las verá por separado.

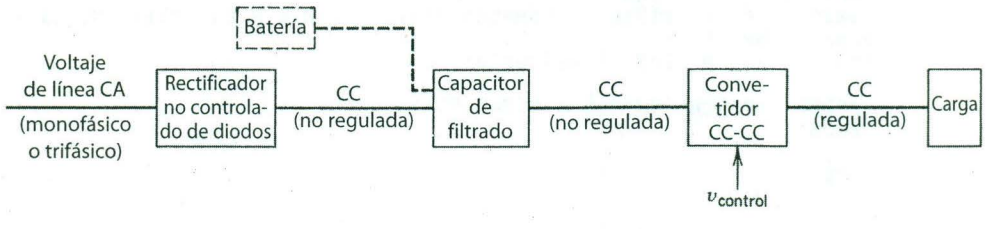


Figura 7-1 Sistema convertidor CC-CC.

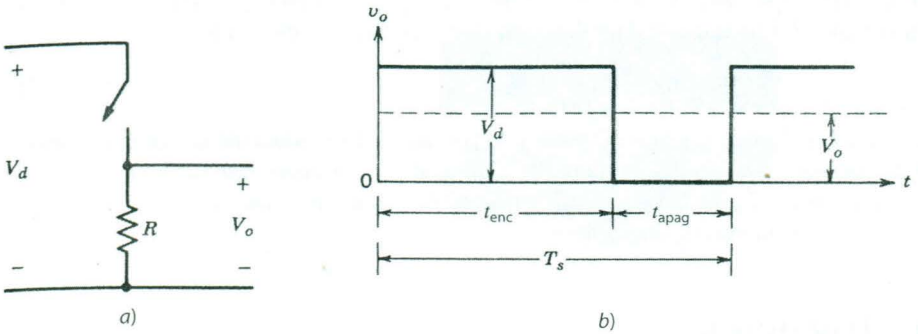


Figura 7-2 Conversión de CC-CC en modo de conmutación.

Se supone que el voltaje de entrada de CC a los convertidores tiene una impedancia interna de cero. Puede ser una fuente de batería; sin embargo, en la mayoría de los casos, la entrada es un voltaje de línea CA rectificado por diodos (como se explicó en el capítulo 5) con una gran capacitancia de filtrado, como se muestra en la figura 7-1, para proporcionar una impedancia y una fuente de voltaje de CC de baja ondulación o bajo rizo.

En la etapa de salida del convertidor, un pequeño filtro se trata como parte integral del convertidor de CC a CC. Se supone que la salida alimenta una carga que se representa por una resistencia equivalente, como suele ser el caso en fuentes de alimentación CC de modo de conmutación. Una carga de motor CC (la otra aplicación de estos convertidores) se representa por medio de un voltaje CC en serie con la resistencia e inductancia del embobinado del motor.

7-2 CONTROL DE CONVERTIDORES DE CC-CC

En los convertidores de CC-CC, el voltaje medio de salida de CC debe controlarse para que iguale un nivel deseado, aunque quizá fluctúen el voltaje de entrada y la carga de salida. Los convertidores de CC-CC de modo de conmutación utilizan a uno o más interruptores para transformar CC de un nivel a otro. En un convertidor CC-CC con un voltaje de entrada dado, el voltaje medio de salida se controla mediante el control de los tiempos de encendido y apagado (t_{enc} y t_{apag}). Para ilustrar el concepto de conversión por el modo de conmutación, se considera el convertidor CC-CC básico que se muestra en la figura 7-2*a*. El valor medio V_o del voltaje de salida v_o en la figura 7-2*b* depende de t_{enc} y t_{apag}. Un método para controlar el voltaje de salida emplea la conmutación con una frecuencia constante (por ende, un periodo de conmutación constante $T_s = t_{enc} + t_{apag}$) y el ajuste de la duración de encendido del interruptor para controlar el voltaje medio de salida. En este método, llamado conmutación por *modulación de anchura de pulsos* (*pulse-width modulation*, PWM), la relación de trabajo del interruptor D, que se define como la proporción de la duración de encendido con el periodo de conmutación, es variada.

El otro método de control es más general, donde tanto la frecuencia de conmutación (y por tanto el periodo), como la duración de encendido del interruptor, son variados. Este método se emplea sólo en convertidores de CC-CC que usan tiristores de conmutación forzada, y por este motivo no se verá en este libro. La variación en la frecuencia de conmutación dificulta filtrar los componentes de ondulación en las formas de ondas de entrada y salida del convertidor.

En la conmutación de PWM con una frecuencia de conmutación constante, la señal de control del interruptor que controla el estado (encendido o apagado) del interruptor se genera por medio de la comparación de un voltaje de control en el nivel de señales $v_{control}$ con una forma de onda repetitiva, como se muestra en las figuras 7-3*a* y 7-3*b*. La señal del voltaje de control se obtiene por lo general mediante la amplificación del error, o la diferencia entre el voltaje de salida real y su valor deseado. La frecuencia de la forma de onda repetitiva con un pico constante, el cual se muestra como diente de sierra, establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y se elige dentro de un rango de unos cuantos kilohertz a cientos de kilohertz. Cuando la señal de error amplificada, que varía muy lentamente con el tiempo en relación con la frecuencia de conmutación, es más grande que la forma de onda de diente de sierra, la señal de control del interruptor se vuelve alta, lo que causa que el interruptor se en-

cienda. De lo contrario, el interruptor está apagado. En términos de $v_{control}$ y el pico de la forma de onda de diente de sierra $\hat{V}_{st}$ en la figura 7-3, la relación de trabajo del interruptor se expresa como

$$D = \frac{t_{enc}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}} \tag{7-1}$$

Los convertidores de CC-CC pueden tener dos modos de operación: 1) conducción de corriente continua y 2) conducción de corriente discontinua. En la práctica, un convertidor puede trabajar en ambos modos, los cuales tienen características considerablemente distintas. Por tanto, un convertidor y su control se deben diseñar con base en ambos modos de operación.

7-3 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK)

Como implica su nombre, un convertidor reductor produce un voltaje medio de salida más bajo que el voltaje CC de entrada V_d. Su aplicación principal es en fuentes de energía de CC regulada y el control de velocidad de motores de CC.

En lo conceptual, el circuito básico de la figura 7-2*a* constituye un convertidor reductor para una carga puramente resistiva. Si se supone un interruptor ideal, un voltaje de entrada instantáneo constante V_d y una carga puramente resistiva, la forma de onda de voltaje de salida instantáneo se muestra en la figura 7-2*b* como función de la posición del interruptor. El voltaje medio de salida se calcula en términos de la relación de trabajo del interruptor:

$$V_o = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_o(t)\,dt = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{t_{enc}} V_d dt + \int_{t_{enc}}^{T_s} 0\,dt\right) = \frac{t_{enc}}{T_s}V_d = DV_d \tag{7-2}$$

Se sustituye D en la ecuación 7-2 de la ecuación 7-1 y da

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} v_{control} = k v_{control}$$

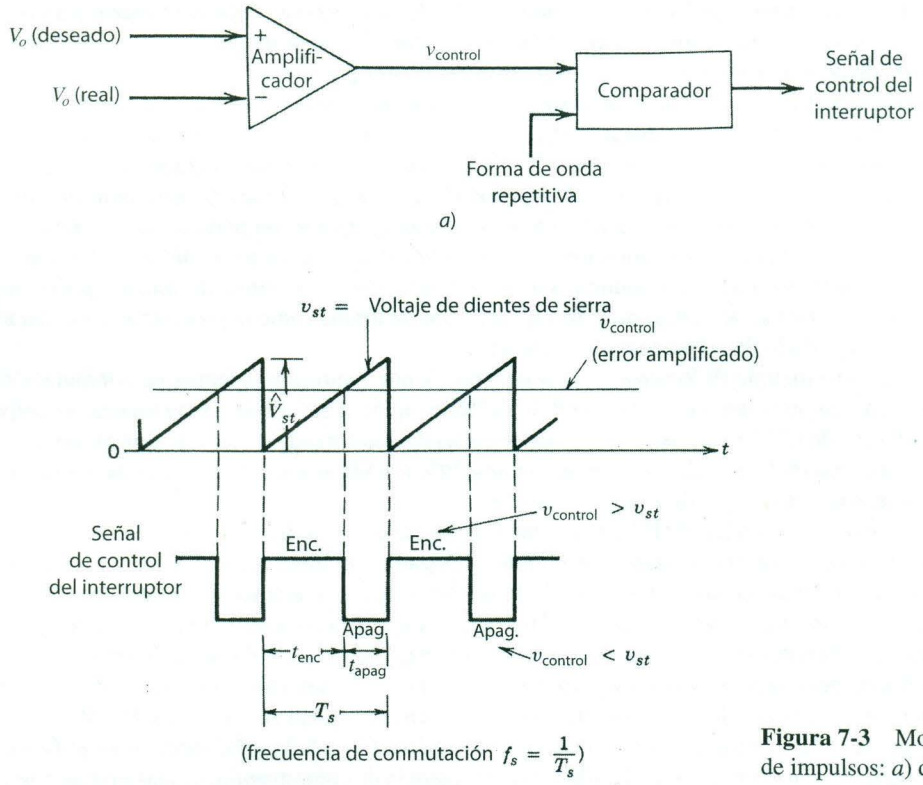


Figura 7-3 Modulador de anchura de impulsos: *a*) diagrama de bloques; *b*) señales del comparador.

donde

$$k = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} = \text{constante}$$

Al variar la relación de trabajo t_{enc}/T_s del interruptor, se controla V_o. Otra observación importante es que el voltaje medio de salida V_o varía linealmente con el voltaje de control, como es el caso en amplificadores lineales. En las aplicaciones reales, el circuito antecedente tiene dos desventajas: 1) En la práctica, la carga sería inductiva. Incluso con una carga resistiva, siempre habría cierta inductancia de dispersión. Esto significa que el interruptor tendría que absorber (o disipar) la energía inductiva y por lo mismo podría quedar destruido. 2) El voltaje de salida fluctúa entre cero y V_d, lo que no es aceptable en la mayoría de las aplicaciones. El problema de la energía inductiva almacenada se supera mediante un diodo, como se muestra en la figura 7-4*a*. Las fluctuaciones del voltaje de salida disminuyen mucho cuando se usa un filtro pasa bajas, que consiste en un inductor y un condensador. La figura 7-4*b* muestra la forma de onda de la entrada v_{oi} al filtro pasa bajas (lo mismo que el voltaje de salida en la figura 7-2*b* sin filtro pasa bajas), que consiste en un componente de CC V_o, así como los armónicos en la frecuencia de conmutación f_s y sus múltiplos, como se ve en la figura 7-4*b*. Las características del filtro pasa bajas, donde la amortiguación la proporcio-

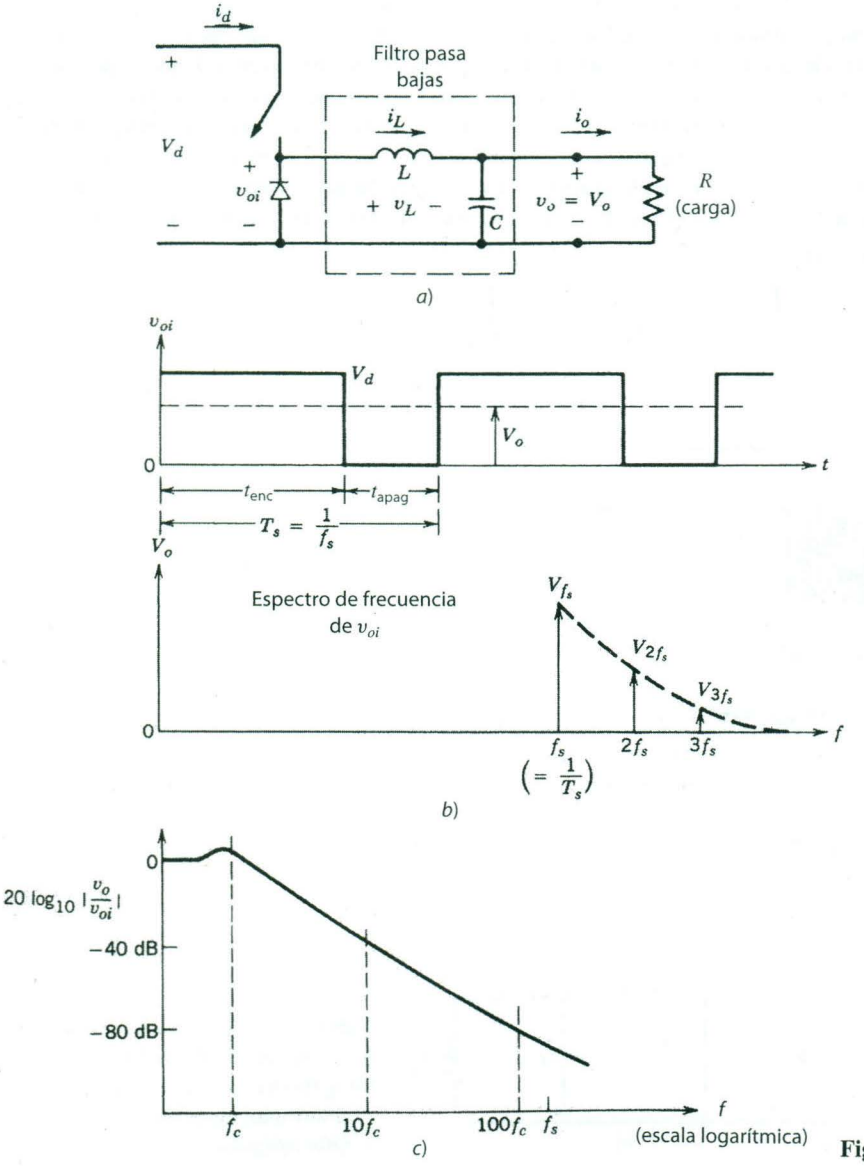


Figura 7-4 Convertidor reductor de CC-CC.

na el reóstato de carga R, se muestra en la figura 7-4*c*. La frecuencia de ángulo f_c de este filtro pasa bajas se selecciona de modo que sea mucho más baja que la frecuencia de conmutación, para eliminar esencialmente la ondulación o rizo de la frecuencia de conmutación en el voltaje de salida.

Durante el intervalo en que el interruptor está encendido, el diodo en la figura 7-4*a* se vuelve de polarización inversa, y la entrada proporciona energía tanto hacia la carga como hacia el inductor. Durante el intervalo en que el interruptor está apagado, la corriente del inductor fluye a través del diodo, y transfiere una parte de su energía almacenada a la carga.

En el análisis del estado permanente que se presenta aquí, se supone que el condensador de filtrado en la salida es muy grande, como suele suceder en aplicaciones que requieren un voltaje de salida instantánea $v_o(t) \simeq V_o$ casi constante. La ondulación en el voltaje del condensador (voltaje de salida) se calculará más adelante.

En la figura 7-4*a* se observa que en un convertidor reductor la corriente media del inductor es igual a la corriente media de salida I_o, pues la corriente media del condensador en estado permanente es cero (como se vio en el capítulo 3, sección 3-2-5-1).

7-3-1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

La figura 7-5 muestra las formas de onda para el modo de operación de conducción continua donde la corriente del inductor fluye en forma continua [$i_L(t) > 0$]. Cuando el interruptor está encendido para una duración de tiempo t_{enc}, el interruptor conduce corriente y el diodo se vuelve de polarización inversa. Esto resulta en un voltaje positivo $v_L = V_d - V_o$ a través del inductor en la figura 7-5*a*. Este voltaje causa un aumento lineal en la corriente del inductor i_L. Cuando el interruptor está apagado, debido al almacenamiento de energía inductiva, i_L continúa fluyendo. Esta corriente fluye ahora a través del diodo, y $v_L = -V_o$ en la figura 7-5*b*.

Como en la operación de estado permanente la forma de onda se debe repetir de un periodo al otro, la integral del voltaje del inductor v_L a lo largo de un periodo debe ser cero, como vimos en el capítulo 3 (ecuación 3-51), donde $T_s = t_{enc} + t_{apag}$:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{enc}} v_L dt + \int_{t_{enc}}^{T_s} v_L dt = 0$$

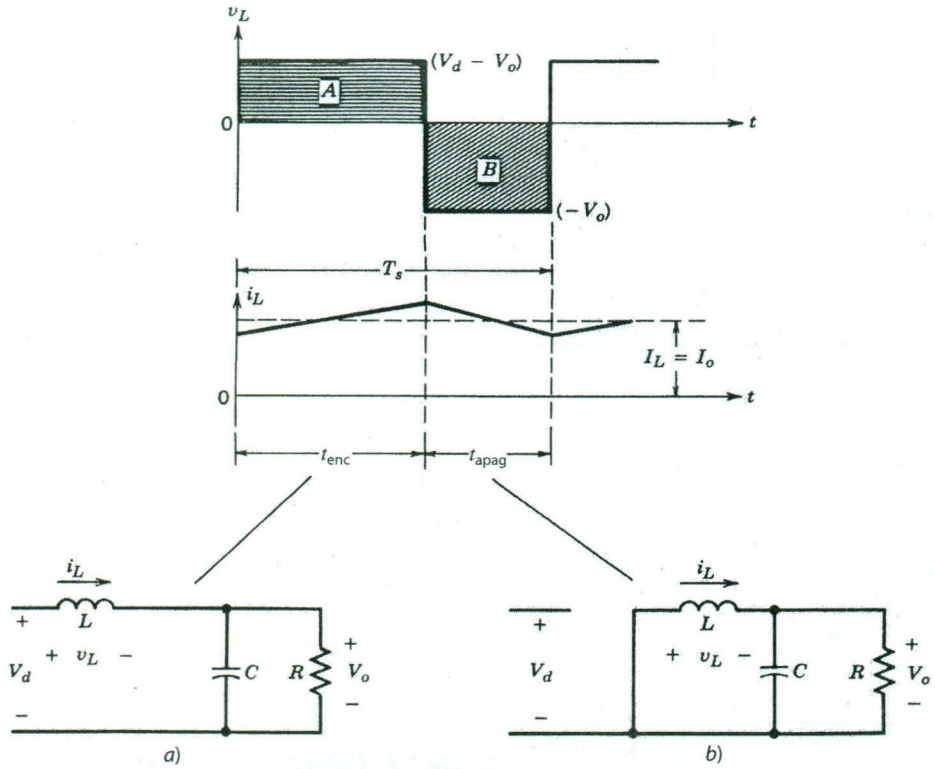


Figura 7-5 Estados del circuito de un convertidor reductor (si i_L fluye en forma continua): *a*) interruptor encendido; *b*) interruptor apagado.

En la figura 7-5, la ecuación precedente implica que las áreas A y B deben ser iguales. Por tanto,

$$(V_d - V_o)t_{\text{enc}} = V_o(T_s - t_{\text{enc}})$$

o

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{\text{enc}}}{T_s} = D \quad \text{(relación de trabajo)} \tag{7-3}$$

Por esta razón, la salida de voltaje varía en este modo en forma lineal con la relación de trabajo del interruptor para un voltaje de entrada dado. No depende de ningún otro parámetro del circuito. La ecuación que antecede también se deduce del cálculo simple del promedio del voltaje v_{oi} en la figura 7-4*b*, y al reconocer que el voltaje medio a través del inductor en la operación de estado permanente es cero:

$$\frac{V_d t_{\text{enc}} + 0 \cdot t_{\text{apag}}}{T_s} = V_o$$

o

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{\text{enc}}}{T_s} = D$$

Si ignoramos las pérdidas de potencia asociadas con todos los elementos del circuito, la potencia de entrada P_d es igual a la potencia de salida P_o:

$$P_d = P_o$$

Por tanto,

$$V_d I_d = V_o I_o$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \tag{7-4}$$

Por ende, el convertidor reductor en el modo de conducción continua equivale a un transformador de CC donde la relación de vueltas de este transformador equivalente se controla continuamente en forma electrónica en un rango de 0-1 mediante el control de la relación de trabajo del interruptor.

Observamos que a pesar de que la corriente media de entrada I_d sigue la relación del transformador, la forma de onda de la corriente de entrada instantánea salta desde un valor pico a cero cada vez que se apaga el interruptor. Quizá se requiera un filtro apropiado en la entrada para eliminar los efectos no deseados de los armónicos de la corriente.

7-3-2 LÍMITE ENTRE LA CONDUCCIÓN CONTINUA Y DISCONTINUA

En esta sección se desarrollarán ecuaciones que muestren la influencia de varios parámetros de circuito sobre el modo de conducción de la corriente del inductor (continuo o discontinuo). En el margen del modo de conducción de corriente continua, la figura 7-6*a* muestra las formas de onda para v_L e i_L. Por encontrar-

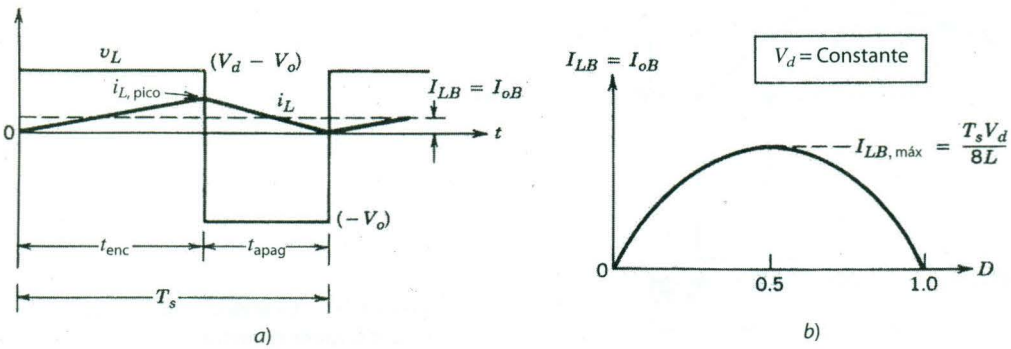


Figura 7-6 Corriente en el límite de la conducción continua/discontinua: *a*) forma de onda de la corriente; *b*) I_{LB} *versus* D manteniendo V_d constante.

se en el límite entre el modo continuo y el discontinuo, la corriente del inductor i_L por definición se va a cero al final del periodo de apagado.

En este límite, la corriente media del inductor, donde el subíndice B se refiere al límite, es

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,\text{pico}} = \frac{t_{\text{enc}}}{2L}(V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L}(V_d - V_o) = I_{oB} \tag{7-5}$$

Por tanto, durante una condición operativa (con un conjunto dado de valores para T_s, V_d, V_o, L y D), si la corriente media de salida (y, por tanto, la corriente media del inductor) se vuelve menor que I_{LB} dado por la ecuación 7-5, i_L se volverá discontinuo.

7-3-3 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

En función de la aplicación de estos convertidores, el voltaje de entrada V_d o el voltaje de salida V_o permanecen constantes durante la operación del convertidor. Los dos tipos de operaciones se analizarán a continuación.

7-3-3-1 Modo de conducción discontinua con la constante V_d

En una aplicación como el control de velocidad de un motor de CC, V_d permanece esencialmente constante y V_o se controla mediante el ajuste de la relación de trabajo D del convertidor.

Como $V_o = DV_d$, la corriente media del conductor en el margen del modo de conducción continua de la ecuación 7-5 es

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1 - D) \tag{7-6}$$

Con esta ecuación nos damos cuenta de que la figura 7-6*b* muestra el trazado de I_{LB} como función de la relación de trabajo D, cuando se mantienen constantes V_d y todos los demás parámetros. Se muestra que la corriente de salida requerida para un modo de conducción continua está, máximo, en $D = 0.5$:

$$I_{LB,\text{máx}} = \frac{T_s V_d}{8L} \tag{7-7}$$

Según las ecuaciones 7-6 y 7-7,

$$I_{LB} = 4 I_{LB,\text{máx}} D(1 - D) \tag{7-8}$$

Ahora se debe calcular la relación de voltaje V_o/V_d en el modo discontinuo. Supóngase que el convertidor está inicialmente trabajando en el límite de la conducción continua, como en la figura 7-6*a*, para los valores dados de T, L, V_d y D. Si estos parámetros se mantienen constantes y se disminuye la potencia de carga de salida (es decir, si aumenta la resistencia de carga), la corriente media del inductor disminuirá. Como se muestra en la figura 7-7, esto implica un valor de V_o más alto que antes y genera una corriente del inductor discontinua.

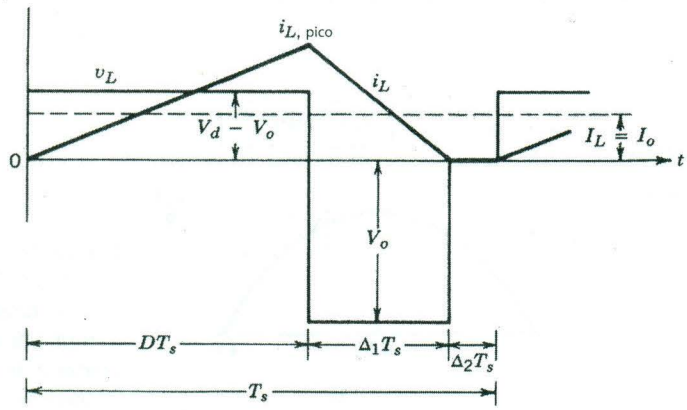


Figura 7-7 Conducción discontinua en un convertidor reductor.

Durante el intervalo $\Delta_2 T_s$, donde la corriente del inductor es cero, la potencia para la resistencia de carga se alimenta únicamente por el condensador de filtrado. El voltaje del inductor v_L durante este intervalo es cero. Una vez más, al igualar la integral del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero, da

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \tag{7-9}$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \tag{7-10}$$

donde $D + \Delta_1 < 1.0$. Según la figura 7-7,

$$i_{L,\text{pico}} = \frac{V_0}{L}\Delta_1 T_s \tag{7-11}$$

Por tanto,

$$I_o = i_{L,\text{pico}} \frac{D + \Delta_1}{2} \tag{7-12}$$

$$= \frac{V_o T_s}{2L}(D + \Delta_1)\Delta_1 \quad \text{(con la ecuación 7-11)} \tag{7-13}$$

$$= \frac{V_d T_s}{2L} D\Delta_1 \quad \text{(con la ecuación 7-10)} \tag{7-14}$$

$$= 4I_{LB,\text{máx}} D\Delta_1 \quad \text{(con la ecuación 7-7)} \tag{7-15}$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,\text{máx}} D} \tag{7-16}$$

Según las ecuaciones 7-10 y 7-16,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(I_o / I_{LB,\text{máx}})} \tag{7-17}$$

La figura 7-8 muestra las características del convertidor reductor en ambos modos de operación para una V_d constante. La relación de voltaje (V_o/V_d) se traza como función de $I_o/I_{LB,\text{máx}}$ para varios valores de relación de trabajo mediante las ecuaciones 7-3 y 7-17. El límite entre el modo continuo y el discontinuo, indicado por la curva de raya interrumpida, se establece en virtud de las ecuaciones 7-3 y 7-8.

7-3-3-2 Modo de conducción discontinuo con V_o constante

En aplicaciones como suministros de potencia regulada de CC, V_d puede fluctuar, pero V_o se mantiene constante mediante el ajuste de la relación de trabajo D.

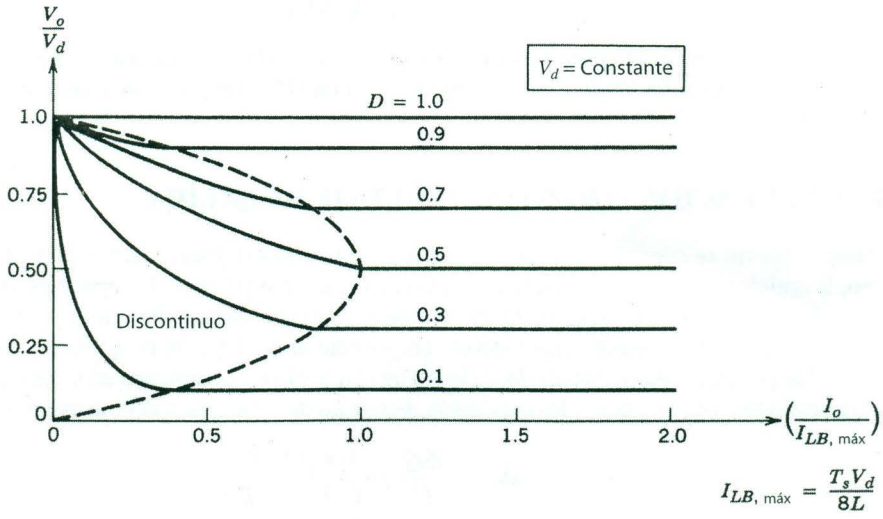


Figura 7-8 Características del convertidor reductor con V_d constante.

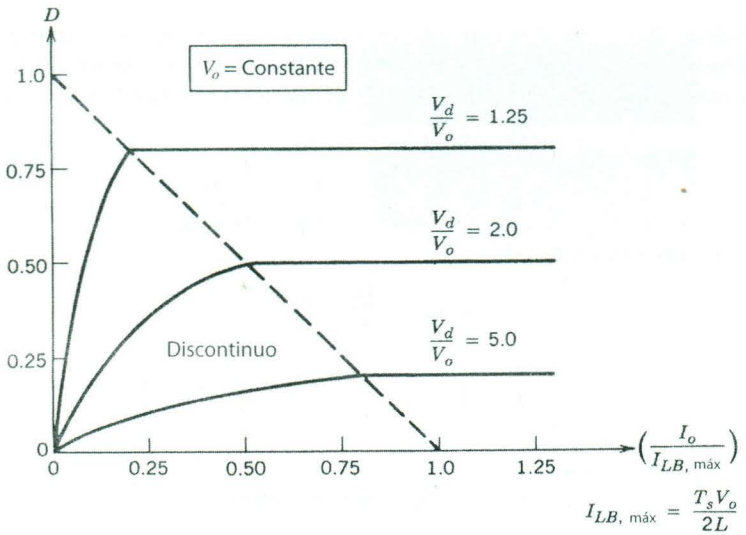


Figura 7-9 Características del convertidor reductor con V_o constante.

Como $V_d = V_o/D$, la corriente media del inductor en el borde del modo de conducción continua de la ecuación 7-5 es

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L}(1 - D) \tag{7-18}$$

La ecuación 7-18 muestra que si se mantiene constante V_o, el valor máximo de I_{LB} ocurre en $D = 0$:

$$I_{LB,\text{máx}} = \frac{T_s V_o}{2L} \tag{7-19}$$

Cabe notar que la operación que corresponde a $D = 0$ y un V_o finito es, por supuesto, hipotética, porque requeriría que V_d fuese infinito.

Según las ecuaciones 7-18 y 7-19,

$$I_{LB} = (1 - D)I_{LB,\text{máx}} \tag{7-20}$$

Para una operación del convertidor donde V_o se mantiene constante, será útil obtener la relación de trabajo requerida D como función de $I_o/I_{LB,\text{máx}}$. Con las ecuaciones 7-10 y 7-13 (válidas en el modo de conducción discontinua, sea que se mantengan constantes V_o o V_d), junto con la ecuación 7-19 para el caso donde V_o se mantiene constante, da

$$D = \frac{V_o}{V_d}\left(\frac{I_o/I_{LB,\text{máx}}}{1 - V_o/V_d}\right)^{1/2} \tag{7-21}$$

La relación de trabajo D como función de $I_o/I_{LB,\text{máx}}$ se traza en la figura 7-9 para varios valores de V_d/V_o, con V_o constante. El límite entre el modo de operación continuo y discontinuo se obtiene con la ecuación 7-20.

7-3-4 ONDULACIÓN O RIZO DEL VOLTAJE DE SALIDA

En el análisis previo se supone que el condensador de salida es tan grande para lograr que $v_o(t) = V_o$. Sin embargo, la ondulación o rizo en el voltaje de salida con un valor práctico de capacitancia se calcula cuando se toman en cuenta las formas de onda que se muestran en la figura 7-10 para un modo de operación de conducción continua. Si se supone que todo el componente de ondulación en i_L fluye a través del condensador, y su componente medio a través del reóstato de carga, el área sombreada en la figura 7-10 representa una carga adicional ΔQ. Por tanto, la ondulación de voltaje de pico a pico ΔV_o se escribe como

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C}\frac{1}{2}\frac{\Delta I_L}{2}\frac{T_s}{2}$$

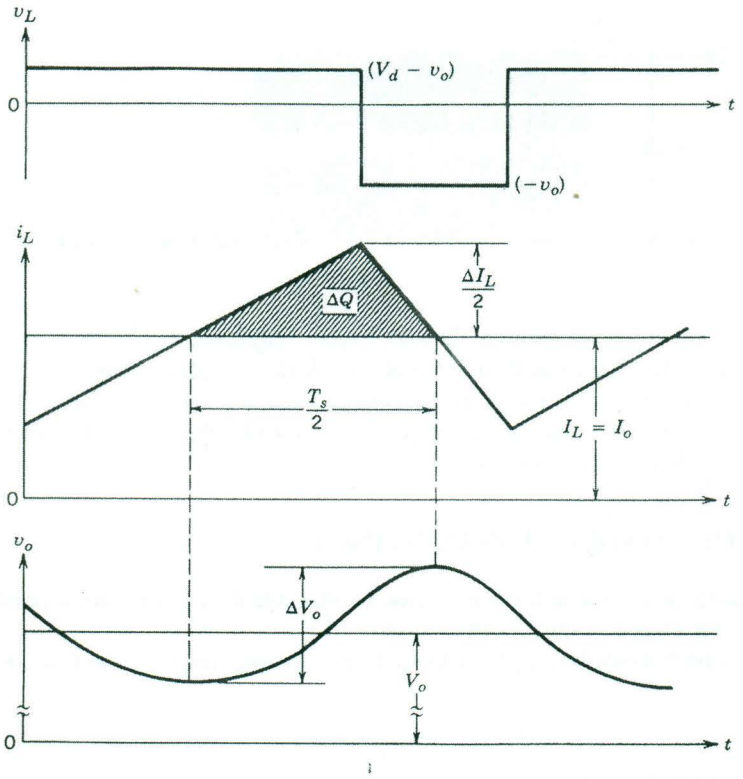


Figura 7-10 Ondulación o rizo del voltaje de salida en un convertidor reductor.

Según la figura 7-5 durante t_{apag},

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L}(1 - D)T_s \tag{7-22}$$

Por tanto, la sustitución de ΔI_L de la ecuación 7-22 en la ecuación previa da

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C}\frac{V_o}{L}(1 - D)T_s \tag{7-23}$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8}\frac{T_s^2(1 - D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2}(1 - D)\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \tag{7-24}$$

donde la frecuencia de conmutación $f_s = 1/T_s$ y

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7-25}$$

La ecuación 7-24 muestra que la ondulación o rizo del voltaje se minimiza mediante la selección de una frecuencia de ángulo f_c del filtro de paso bajo en la salida, de forma que $f_c \ll f_s$. Asimismo, la ondulación o rizo es independiente de la potencia de carga de salida mientras el convertidor opere en el modo de conducción continua. Se realiza un análisis similar para el modo de conducción discontinua.

Tiene que notarse que, en fuentes de energía de CC de modo de conmutación, suele especificarse que el porcentaje de ondulación en el voltaje de salida sea menor que, por ejemplo, 1%. Por tanto, es válido el análisis en las secciones previas, si $v_o(t) = V_o$. Cabe notar que la ondulación de salida en la ecuación 7-24 es consistente con la discusión de la característica del filtro pasa bajas en la figura 7-4*c*.

7-4 CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

La figura 7-11 muestra un convertidor elevador. Su aplicación principal es en fuentes de energía de CC regulada y en el frenado regenerativo de motores de CC. Como implica su nombre, el voltaje de salida siem-

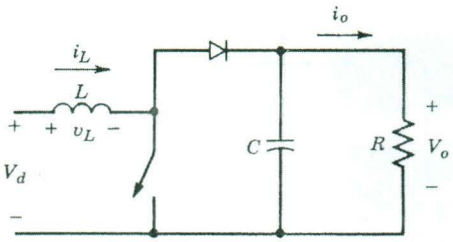


Figura 7-11 Convertidor elevador de CC-CC.

pre es más grande que el voltaje de entrada. Cuando el interruptor está encendido, el diodo es de polarización inversa, lo que aísla la etapa de salida. La entrada suministra energía al inductor. Cuando el interruptor está apagado, la etapa de salida recibe energía tanto del inductor como de la entrada. En el análisis del estado permanente que se presenta aquí, se supone que el condensador de filtrado de salida es muy grande, a fin de asegurar un voltaje de salida constante $v_o(t) \cong V_o$.

7-4-1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

La figura 7-12 muestra las formas de onda del estado permanente para este modo de conducción, donde la corriente del conductor fluye en forma continua [$i_L(t) > 0$].

Como en estado permanente la integral de tiempo del voltaje del inductor a lo largo de un periodo debe ser cero,

$$V_d t_{\text{enc}} + (V_d - V_o) t_{\text{apag}} = 0$$

La división de ambos lados entre T_s y el reordenamiento de términos da

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{\text{apag}}} = \frac{1}{1 - D} \tag{7-26}$$

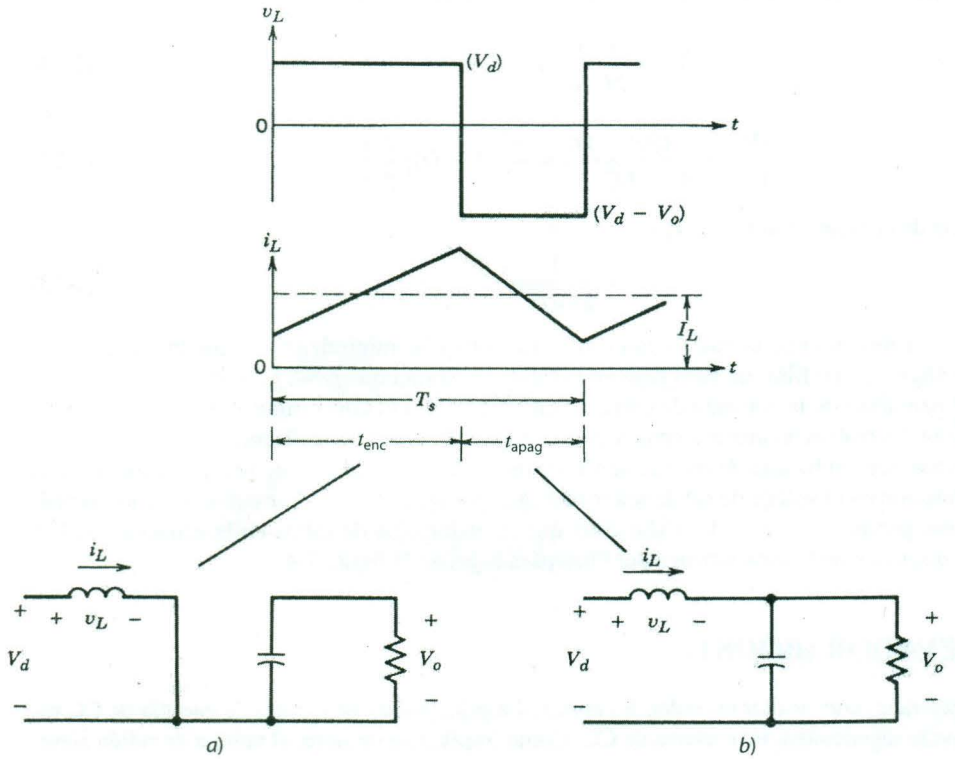


Figura 7-12 Modo de conducción continua: *a*) interruptor encendido; *b*) interruptor apagado.

Si suponemos un circuito sin pérdidas, $P_d = P_o$,

$$\therefore V_d I_d = V_o I_o$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = (1 - D) \tag{7-27}$$

7-4-2 LÍMITE ENTRE LA CONDUCCIÓN CONTINUA Y LA DISCONTINUA

La figura 7-13*a* muestra las formas de onda en el margen de la conducción continua. Por definición, en este modo i_L se va a cero al final del intervalo de apagado. El valor medio de la corriente del inductor en este límite es

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,\text{pico}} \quad \text{(figura 7-13}a\text{)}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{\text{enc}}$$

$$= \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad \text{(con la ecuación 7-26)} \tag{7-28}$$

Al reconocer que en un convertidor elevador la corriente del inductor y la corriente de entrada son iguales ($i_d = i_L$), y con las ecuaciones 7-27 y 7-28, nos damos cuenta de que la corriente media de salida en el margen de la conducción continua es

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D)^2 \tag{7-29}$$

La mayoría de las aplicaciones en las que se usa un convertidor elevador requieren que V_o se mantenga constante. Por tanto, con V_o constante, I_{oB} se trazan en la figura 7-13*b* como función de la relación de trabajo D. Mantener V_o constante y variar la relación de trabajo implica que el voltaje de entrada está variando.

La figura 7-13*b* muestra que I_{LB} alcanza un valor máximo en $D = 0.5$:

$$I_{LB,\text{máx}} = \frac{T_s V_o}{8L} \tag{7-30}$$

Asimismo, I_{oB} tiene su punto máximo en $D = \frac{1}{3} = 0.333$:

$$I_{oB,\text{máx}} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \tag{7-31}$$

En términos de sus valores máximos, I_{LB} e I_{oB} se expresan como

$$I_{LB} = 4D(1 - D) I_{LB,\text{máx}} \tag{7-32}$$

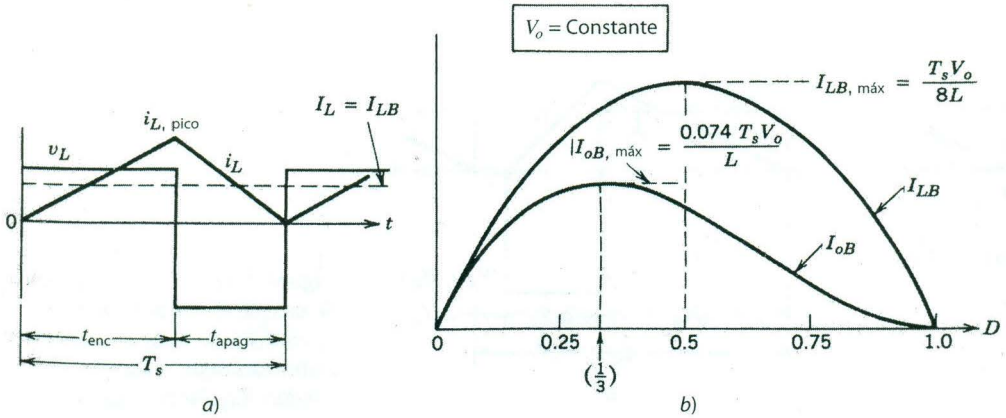


Figura 7-13 Convertidor elevador de CC-CC en el límite de conducción continua/discontinua.

e

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1 - D)^2 I_{oB,\text{máx}} \tag{7-33}$$

La figura 7-13*b* muestra que, para un D dado, con V_o constante, si la corriente media de carga cae debajo de I_{oB} (y, por tanto, la corriente media del inductor cae debajo de I_{LB}), la conducción de corriente se volverá discontinua.

7-4-3 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

Para entender el modo de conducción discontinua/continua, supondríamos que conforme disminuyera la potencia de carga de salida, V_d y D permanecerían constantes (aunque en la práctica D variaría a fin de mantener constante V_o). La figura 7-14 compara las formas de onda en el límite de la conducción continua y la conducción discontinua, si V_d y D son constantes.

En la figura 7-14*b*, la conducción de corriente discontinua ocurre debido a la disminuida P_o ($=P_d$) y, por ende, un I_L más bajo ($=I_d$), pues V_d es constante. Como $i_{L,\text{pico}}$ es el mismo en ambos modos en la figura 7-14, un valor más bajo de I_L (y, por tanto, un i_L discontinuo) sólo es posible si V_o sube en la figura 7-14*b*.

Si se equipara la integral del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero,

$$V_d D T_s + (V_d - V_o)\Delta_1 T_S = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \tag{7-34}$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (\text{entonces } P_d = P_o) \tag{7-35}$$

Según la figura 7-14*b*, la corriente media de entrada, que también es igual a la corriente del inductor, es

$$I_d = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1) \tag{7-36}$$

Con la ecuación 7-35 en la ecuación precedente, se obtiene

$$I_o = \left(\frac{T_s V_d}{2L}\right) D\Delta_1 \tag{7-37}$$

En la práctica, como V_o se mantiene constante y D varía en respuesta a la variación en V_d, es más útil obtener la relación de trabajo D requerida como función de la corriente de carga para varios valores de V_o/V_d. Mediante las ecuaciones 7-34, 7-37 y 7-31 se determina que

$$D = \left[\frac{4}{27}\frac{V_o}{V_d}\left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right)\frac{I_o}{I_{oB,\text{máx}}}\right]^{1/2} \tag{7-38}$$

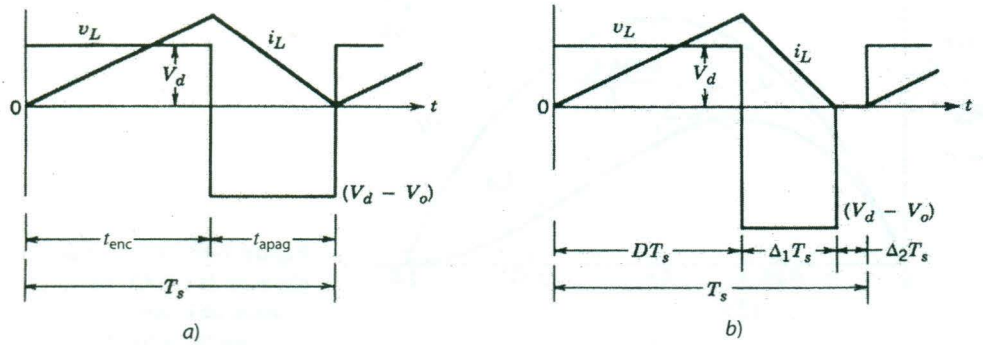


Figura 7-14 Formas de onda de convertidores elevadores: *a*) en el límite de la conducción continua/discontinua; *b*) con conducción discontinua.

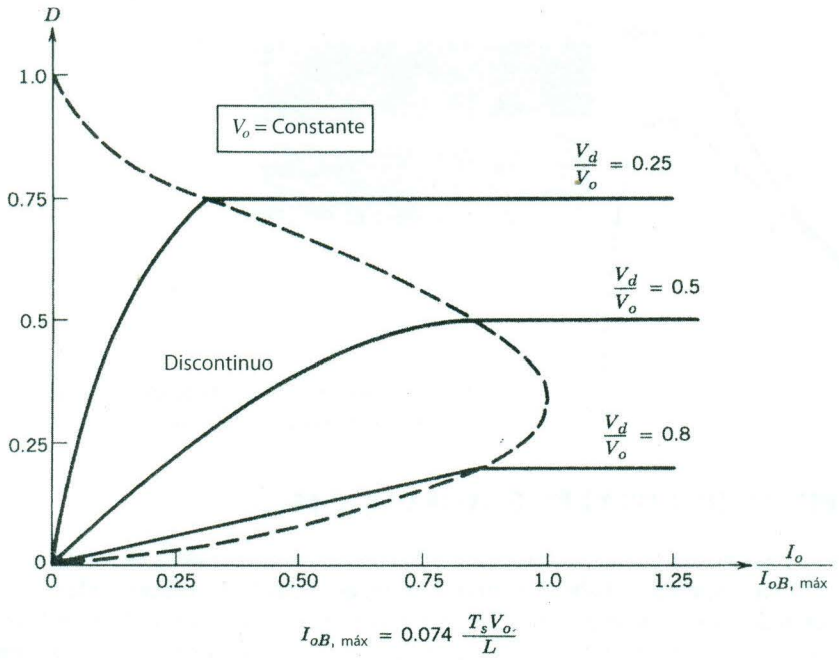


Figura 7-15 Características del convertidor elevador, con V_o constante.

En la figura 7-15, D está trazado como función de $I_o/I_{oB,\text{máx}}$ para varios valores de V_d/V_o. El límite entre la conducción continua y discontinua se indica por la curva de línea discontinua.

En el modo discontinuo, si V_o no se controla durante cada periodo de conmutación, por lo menos

$$\frac{L}{2} i_{L,\text{pico}}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L} \quad \text{W-s}$$

se transfieren del condensador de entrada al condensador de salida y a la carga. Si la carga no es capaz de absorber esta energía, el voltaje del condensador V_o aumentaría hasta que se estableciera un equilibrio de energía. Si la carga se vuelve muy ligera, el aumento en V_o puede causar una falla del condensador y un voltaje peligrosamente alto.

■ ***Ejemplo 7-1*** En un convertidor elevador, la relación de trabajo se ajusta para regular el voltaje de salida V_o a 48 V. El voltaje de entrada varía en un amplio rango de 12 a 36 V. La máxima salida de potencia es 120 W. Por motivos de estabilidad se requiere que el convertidor siempre trabaje en un modo de conducción discontinuo. La frecuencia de conmutación es 50 kHz.

Si se suponen componentes ideales y C muy grande, calcule el valor máximo de L que se puede usar.

Solución En este convertidor, V_o = 48 V, T_s = 20 μs e $I_{o,\text{máx}}$ = 120 W/48 V = 2.5 A. Para buscar el valor máximo de L que mantiene la conducción de corriente discontinua, se supondrá que, en condiciones extremas de operación, la corriente del inductor está en el límite de conducción continua.

Para el rango dado de V_d (12-36 V), D está en un rango de 0.75-0.25 (correspondiente a la conducción de corriente en el límite para que sea continuo). Con este rango de D, según la figura 7-13*b*, I_{oB} tiene su valor más pequeño en D = 0.75.

Por tanto, al sustituir D = 0.75 en la ecuación 7-29 por I_{oB} y equipararlo a $I_{o,\text{máx}}$ de 2.5 A, se calcula

$$L = \frac{20 \times 10^{-6} \times 48}{2 \times 2.5} 0.75(1 - 0.75)^2$$

$$= 9\,\mu H$$

Por ende, si se usa L = 9 μH, la operación del convertidor estará en el margen de conducción continua con V_d = 12 V y P_o = 120 W. De lo contrario, la conducción será discontinua. A fin de asegurar aún más un modo de conducción discontinua, se puede usar una inductancia de menos de 9 μH. ■

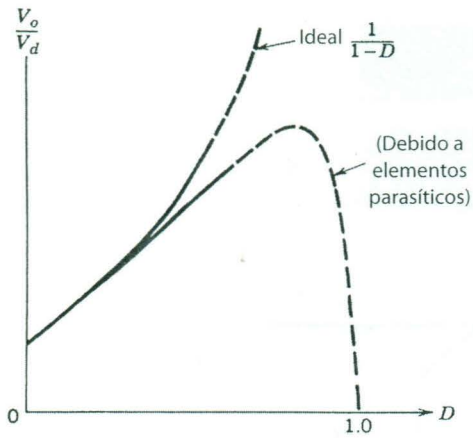


Figura 7-16 Efecto de elementos parasíticos en la relación de conversión de voltaje (convertidor elevador).

7-4-4 EFECTO DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS

Los elementos parásitos en un convertidor elevador se deben a las pérdidas asociadas con el inductor, el condensador, el interruptor y el diodo. La figura 7-16 muestra cualitativamente el efecto de estos parásitos sobre la relación de transferencia de voltaje. A diferencia de la característica ideal, en la práctica V_o/V_d se reduce conforme la relación de trabajo se acerca a la unidad. Debido a una utilización muy baja del interruptor con altos valores de la relación de trabajo (como se verá en la sección 7-8), las curvas en este rango se muestran con una línea discontinua. Estos elementos parásitos se ignoraron en el análisis simplificado que se presenta aquí; sin embargo, se pueden incorporar en los programas de simulación de circuitos en computadoras para el diseño de estos convertidores.

7-4-5 ONDULACIÓN O RIZO DEL VOLTAJE DE SALIDA

La ondulación o rizo de pico a pico en el voltaje de salida se calcula tomando en cuenta las formas de onda que se muestran en la figura 7-17 para un modo de operación continuo. Si todo el componente de corriente de ondulación de la corriente del diodo i_D fluye a través del reóstato de carga, el área sombreada en la figura 7-17 representa ΔQ de carga. Por tanto, la ondulación del voltaje de pico a pico se da como

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} \quad \text{(con una corriente de salida constante)}$$

$$= \frac{V_o}{R}\frac{DT_s}{C} \tag{7-39}$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC}$$

$$= D\frac{T_s}{\tau} \quad \text{(donde } \tau = \text{constante de tiempo RC)} \tag{7-40}$$

Se realiza un análisis similar para el modo de conducción discontinuo.

7-5 CONVERTIDOR REDUCTOR/ELEVADOR (BUCK-BOOST)

La principal aplicación de un convertidor reductor/elevador es en fuentes de energía CC reguladas, donde puede preferirse una salida de polaridad negativa respecto de la terminal común del voltaje de entrada, y donde el voltaje de salida puede ser más alto o más bajo que el voltaje de entrada.

Un convertidor buck-boost se obtiene por medio de la conexión en cascada de los dos convertidores básicos: el convertidor reductor y el convertidor elevador. En estado permanente, la relación de conversión

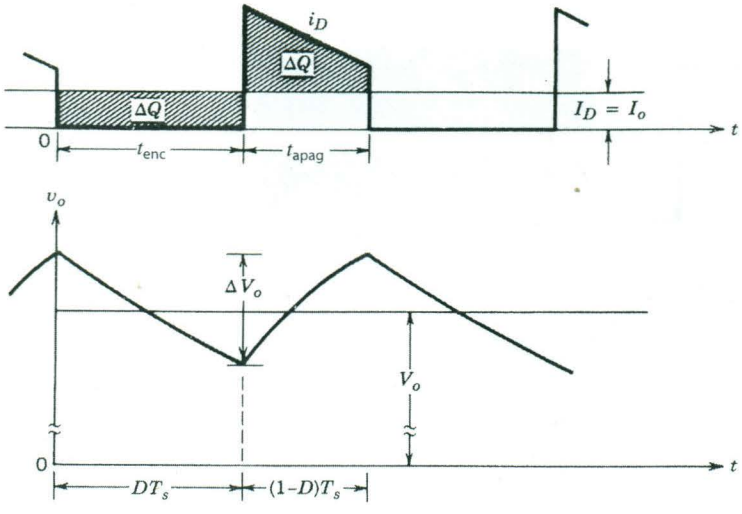


Figura 7-17 Ondulación o rizo del voltaje de salida de un convertidor elevador.

de voltaje de salida a voltaje de entrada es el producto de las relaciones de conversión de los dos convertidores en cascada (si los interruptores en ambos convertidores tienen la misma relación de trabajo):

$$\frac{V_o}{V_d} = D\frac{1}{1-D} \quad \text{(según las ecuaciones 7-3 y 7-26)} \tag{7-41}$$

Esto permite que el voltaje de salida sea mayor o menor que el voltaje de entrada, con base en la relación de trabajo D.

La conexión en cascada de los convertidores reductor y elevador se combina en el convertidor de buck-boost individual que se muestra en la figura 7-18. Cuando el interruptor está cerrado, la entrada alimenta energía al inductor y el diodo está en polarización inversa. Cuando el interruptor está abierto, la energía acumulada en el inductor se transfiere a la salida. Durante este intervalo, el inductor no suministra energía. En el análisis de estado permanente que se presenta aquí, se supone que el condensador de salida es muy grande, lo que resulta en un voltaje de salida constante $v_o(t) \simeq V_o$.

7-5-1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

La figura 7-19 muestra las formas de onda para el modo de conducción continua, donde la corriente del inductor fluye en forma continua.

Al equiparar la integral del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero da

$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \tag{7-42}$$

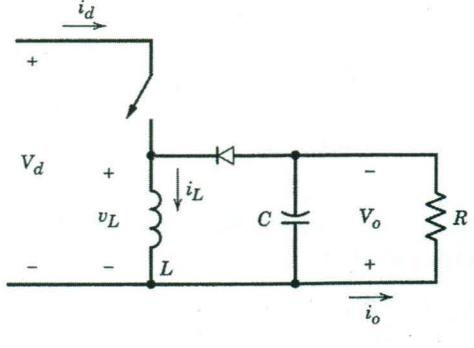


Figura 7-18 Convertidor buck-boost.

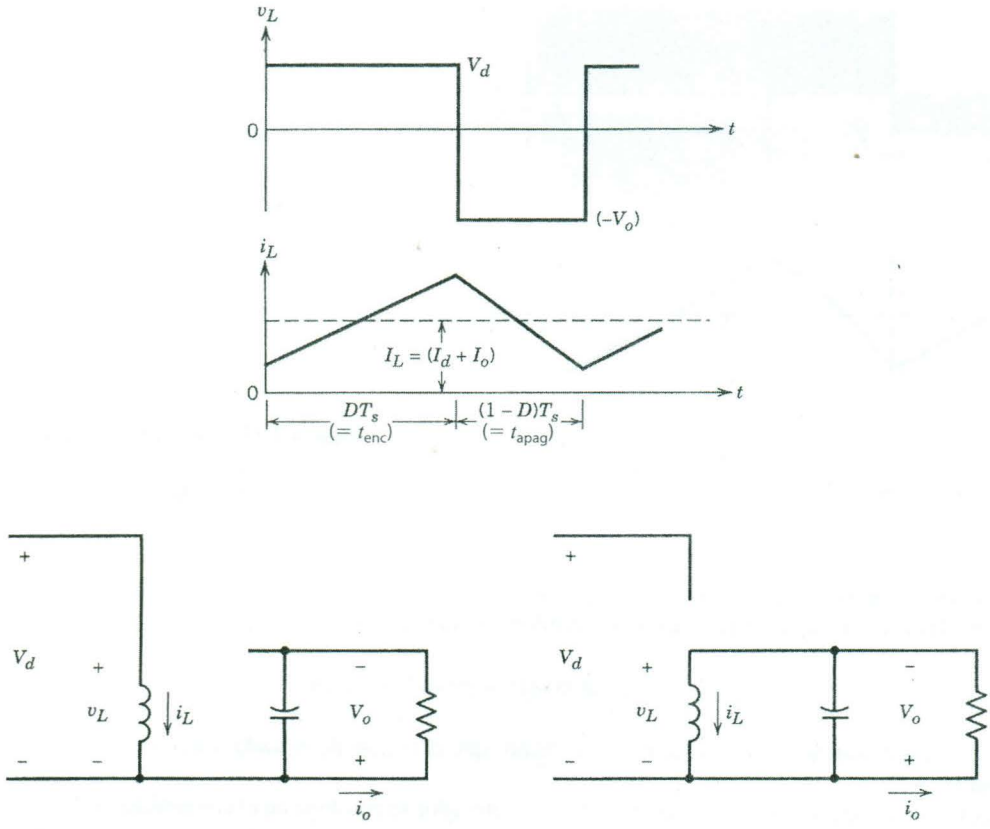


Figura 7-19 Convertidor de buck-boost ($i_L > 0$); *a*) interruptor encendido; *b*) interruptor apagado.

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (\text{si } P_d = P_o) \tag{7-43}$$

La ecuación 7-42 implica que, según la relación de trabajo, el voltaje de salida puede ser mayor o menor que la entrada.

7-5-2 LÍMITE ENTRE LA CONDUCCIÓN CONTINUA Y LA DISCONTINUA

La figura 7-20*a* muestra las formas de onda en el límite de la conducción continua. Por definición, en este modo i_L se va a cero al final del intervalo de apagado.

Según la figura 7-20*a*,

$$I_{LB} = \tfrac{1}{2} i_{L,\text{pico}}$$

$$= \frac{T_s V_d}{2L} D \tag{7-44}$$

Según la figura 7-18,

$$I_o = I_L - I_d \tag{7-45}$$

(pues la corriente media del condensador es cero).

Al aplicar las ecuaciones 7-42 a 7-45 obtenemos la corriente media del inductor y la corriente de salida en el límite de la conducción continua en términos de V_o,

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L}(1 - D) \tag{7-46}$$

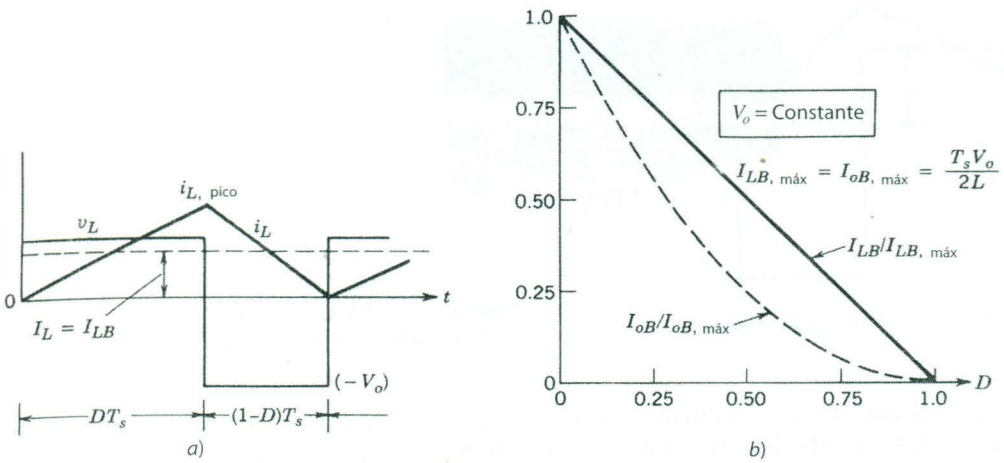


Figura 7-20 Convertidor buck-boost: límite de la conducción continua/discontinua.

e

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L}(1 - D)^2 \tag{7-47}$$

La mayoría de las aplicaciones que necesitan un convertidor buck-boost o requieren que V_o se mantenga constante, aunque V_d (y, por ende, D) puede variar. Nuestra inspección de las ecuaciones 7-46 y 7-47 muestra que tanto I_{LB} como I_{oB} tienen sus máximos valores en $D = 0$:

$$I_{LB,\text{máx}} = \frac{T_s V_o}{2L} \tag{7-48}$$

e

$$I_{oB,\text{máx}} = \frac{T_s V_o}{2L} \tag{7-49}$$

Con las ecuaciones 7-46 a 7-49 se tiene

$$I_{LB} = I_{LB,\text{máx}}(1 - D) \tag{7-50}$$

e

$$I_{oB} = I_{oB,\text{máx}}(1 - D)^2 \tag{7-51}$$

La figura 7-20*b* muestra I_{LB} e I_{oB} como función de D, con V_o = constante.

7-5-3 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

La figura 7-21 muestra las formas de onda para un i_L discontinuo. Si equiparamos la integral del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero,

$$V_d DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \tag{7-52}$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (\text{pues } P_d = P_o) \tag{7-53}$$

Según la figura 7-21,

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s(D + \Delta_1) \tag{7-54}$$

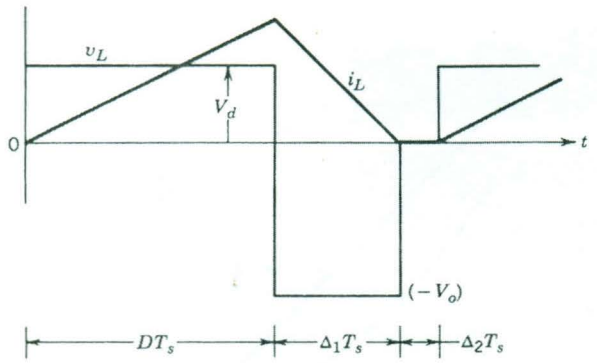


Figura 7-21 Formas de onda de un convertidor buck-boost en modo de conducción discontinua.

Como V_o se mantiene constante, es útil obtener D como función de la corriente de la carga de salida I_o para varios valores de V_o/V_d. Mediante las ecuaciones ya derivadas, se ve que

$$D = \frac{V_o}{V_d}\sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,\text{máx}}}} \tag{7-55}$$

La figura 7-22 muestra el trazo de D como función de $I_o/I_{oB,\text{máx}}$ para varios valores de V_d/V_o. El límite entre el modo continuo y el modo discontinuo se indica mediante la curva punteada.

■ ***Ejemplo 7-2*** En un convertidor de buck-boost trabajando con 20 kHz, $L = 0.05$ mH. El condensador de salida C es lo bastante grande y $V_d = 15$ V. La salida se va a regular con 10 V y el convertidor alimenta una carga de 10 W. Calcule la relación de trabajo D.

Solución En este ejemplo, $I_o = 10/10 = 1$ A. Al principio, el modo de conducción no se conoce. Si se supone que la corriente se encuentra en el margen de conducción continua, según la ecuación 7-42

$$\frac{D}{1-D} = \frac{10}{15}$$

$$D = 0.4 \quad \text{(estimado inicial)}$$

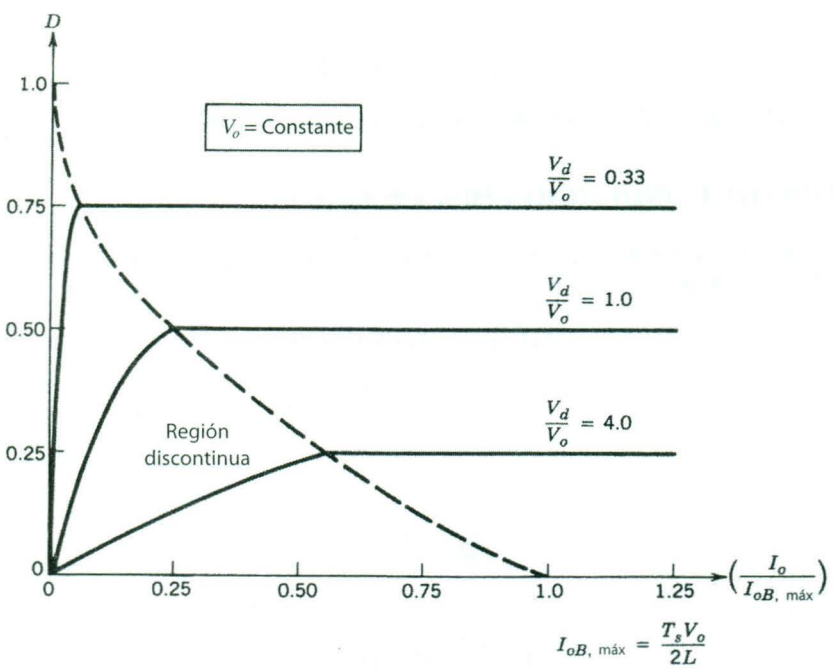


Figura 7-22 Características del convertidor buck-boost, con V_o constante.

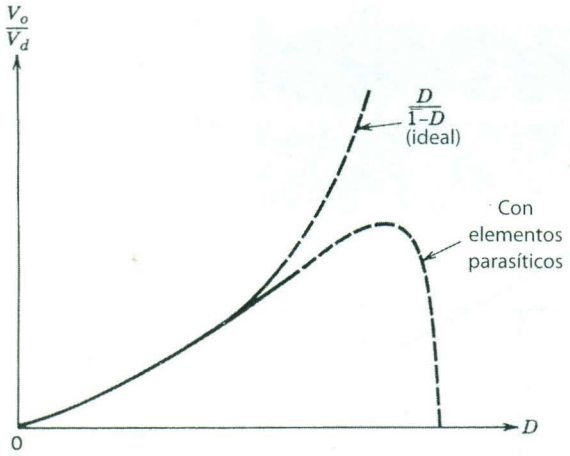


Figura 7-23 Efecto de elementos parásitos sobre la relación de conversión de voltaje en un convertidor buck-boost.

Según la ecuación 7-49,

$$I_{oB,\text{máx}} = \frac{0.05 \times 10}{2 \times 0.05} = 5 \text{ A}$$

Con $D = 0.4$ e $I_{oB,\text{máx}} = 5$ A en la ecuación 7-51, nos damos cuenta de que

$$I_{oB} = 5(1 - 0.4)^2$$

$$= 1.8 \text{ A}$$

Como la corriente de salida $I_o = 1$ A es menos que I_{oB}, la conducción de corriente es discontinua. Por tanto, con la ecuación 7-55,

$$\text{Relación de trabajo } D = \frac{10}{15}\sqrt{\frac{1.0}{5.0}}$$

$$= 0.3 \quad \text{(conducción discontinua)}$$ ■

7-5-4 EFECTO DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS

En analogía con el convertidor elevador, los elementos parásitos tienen un impacto significativo sobre la relación de conducción de voltaje y la estabilidad del convertidor de buck-boost regulado por retroalimentación. Como ejemplo, la figura 7-23 muestra de forma cualitativa el efecto de estos elementos parásitos. Las curvas en este rango se muestran con una línea punteada debido a la muy deficiente utilización del interruptor, lo que hace que las relaciones de trabajo muy altas sean poco prácticas. El efecto de estos elementos parasíticos se modela en los programas de simulación de circuitos para el diseño de estos convertidores.

7-5-5 ONDULACIÓN O RIZO DEL VOLTAJE DE SALIDA

La ondulación o rizo en el voltaje de salida se calcula tomando en cuenta las formas de onda que se muestran en la figura 7-24 para un modo de operación continuo. Si todo el componente de corriente de ondulación o rizo de la corriente del diodo i_D fluye a través del reóstato de carga, el área sombreada en la figura 7-24 representa ΔQ de carga. Por tanto, la ondulación del voltaje de pico a pico se calcula como

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} \quad \text{(con una corriente de salida constante)} \tag{7-56}$$

$$= \frac{V_o}{R}\frac{DT_s}{C}$$

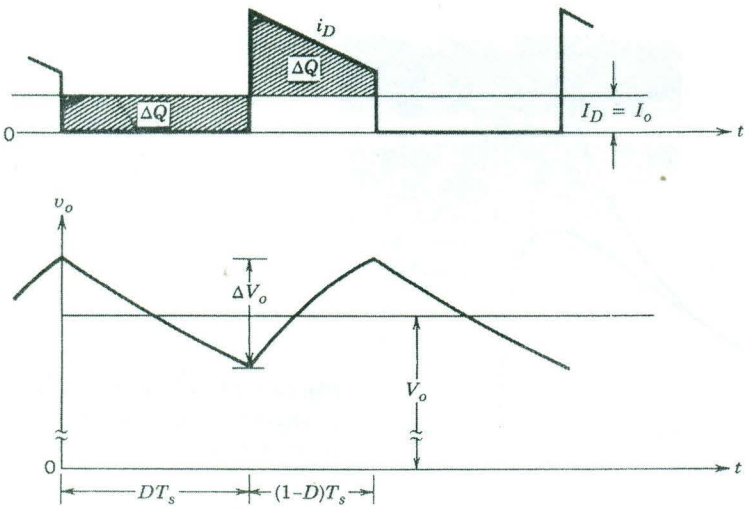


Figura 7-24 Ondulación de voltaje de salida en un convertidor buck-boost.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} \tag{7-57}$$

$$= D\frac{T_s}{\tau}$$

donde τ = constante de tiempo RC.

Se realiza un análisis similar para el modo de operación discontinuo.

7-6 CONVERTIDOR CÚK DE CC-CC

Llamado así en recuerdo de su inventor, el convertidor Cúk se muestra en la figura 7-25. Este convertidor se obtiene por medio del principio de dualidad en el circuito de un convertidor buck-boost que vimos en la sección anterior. Parecido al convertidor buck-boost, el convertidor Cúk proporciona un voltaje de salida regulado por polaridad negativa respecto de la terminal común del voltaje de entrada. Aquí el condensador C_1 actúa como el medio principal para almacenar y transferir energía de la entrada a la salida.

En estado permanente, los voltajes medios del inductor V_{L1} y V_{L2} son cero. Por tanto, según la inspección de la figura 7-25,

$$V_{C1} = V_d + V_o \tag{7-58}$$

Por ende, V_{C1} es más grande que V_d y V_o. Si C_1 es lo bastante grande, en estado permanente se puede suponer que la variación en v_{C1} de su valor medio V_{C1} es insignificantemente pequeña (es decir, $v_{C1} \simeq V_{C1}$), aunque acumula y transfiere energía de la entrada a la salida.

Cuando el interruptor está apagado, las corrientes del inductor i_{L1} e i_{L2} fluyen a través del diodo. El circuito se muestra en la figura 7-26*a*. El condensador C_1 se carga por medio del diodo por energía tanto de la entrada como de L_1. La corriente i_{L1} disminuye porque V_{C1} es más grande que V_d. La energía acumulada en L_2 alimenta la salida. Por tanto, i_{L2} también disminuye.

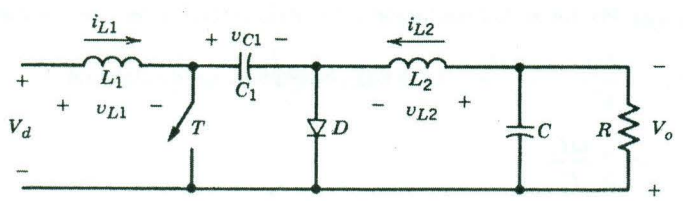


Figura 7-25 Convertidor Cúk.

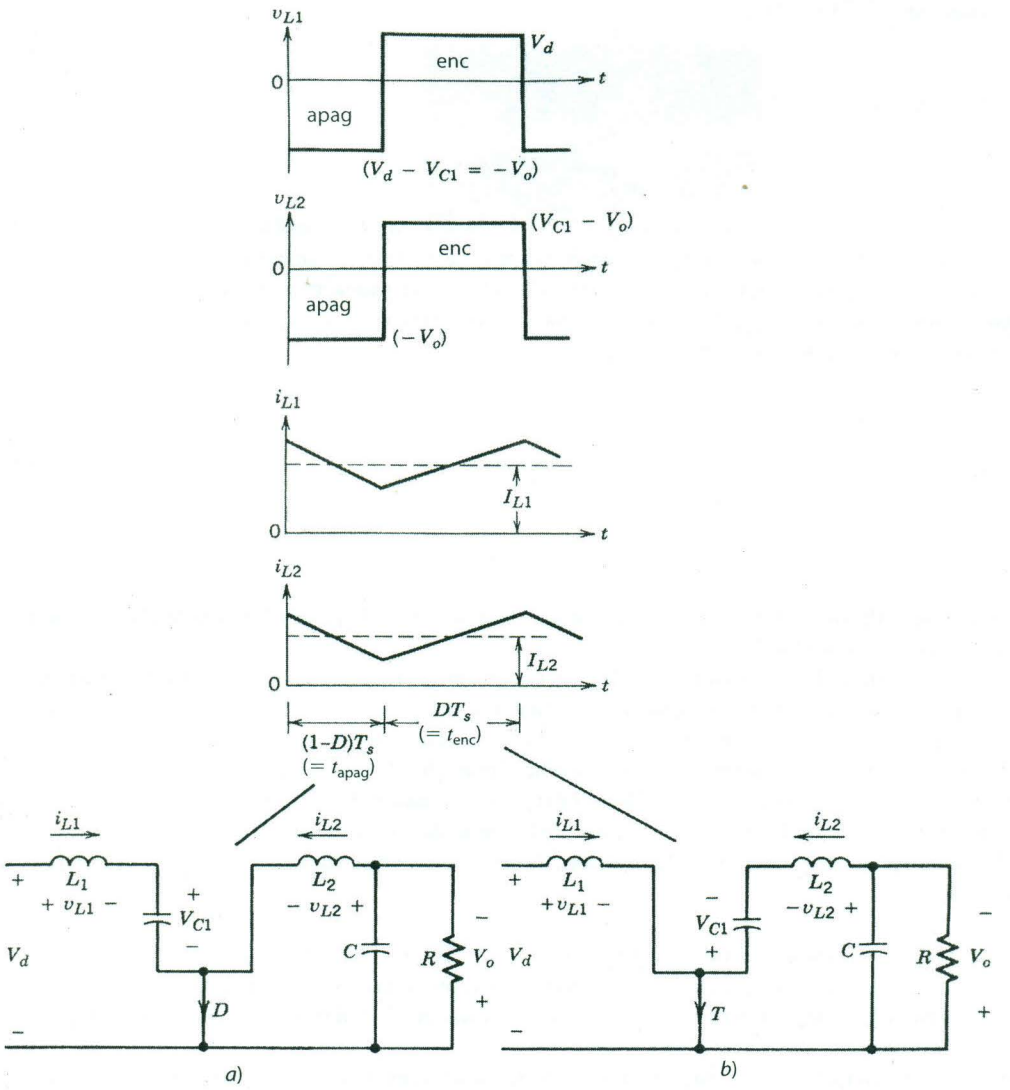


Figura 7-26 Formas de onda del convertidor Cúk: *a*) interruptor apagado; *b*) interruptor encendido.

Cuando el interruptor está encendido, V_{C1} pone al diodo en polarización inversa. Las corrientes del inductor i_{L1} e i_{L2} fluyen a través del interruptor, como se muestra en la figura 7-26*b*. Como $V_{C1} > V_o$, C_1 descarga a través del interruptor, transfiriendo energía a la salida y L_2. Por tanto, i_{L2} aumenta. La entrada alimenta energía a L_1, lo que causa que i_{L1} aumente.

Se supone que las corrientes del inductor i_{L1} e i_{L2} son continuas. Las expresiones de tensiones y corrientes se obtienen de dos maneras.

Si suponemos que el voltaje del condensador V_{C1} es constante, equiparar la integral de los voltajes a través de L_1 y L_2 a lo largo de un periodo resulta en

$$L_1: \quad V_d DT_s + (V_d - V_{C1})(1 - D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{1 - D} V_d \tag{7-59}$$

$$L_2: \quad (V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1 - D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{D} V_o \tag{7-60}$$

Según las ecuaciones 7-59 y 7-60,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \tag{7-61}$$

Si $P_d = P_o$, se tiene

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \tag{7-62}$$

donde $I_{L1} = I_d$ e $I_{L2} = I_o$.

Hay otra manera de obtener estas expresiones. Supongamos que las corrientes del inductor i_{L1} e i_{L2} estén esencialmente libres de ondulaciones (es decir, $i_{L1} = I_{L1}$ e $i_{L2} = I_{L2}$). Cuando el interruptor está apagado, la carga alimentada a C_1 es igual a $I_{L1}(1 - D)T_s$. Cuando el interruptor está encendido, el condensador se descarga por una cantidad de $I_{L2}DT_s$. Como en estado permanente el cambio neto de carga asociada con C_1 a lo largo de un periodo debe ser cero,

$$I_{L1}(1-D)T_s = I_{L2}DT_s \tag{7-63}$$

$$\therefore \frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \tag{7-64}$$

y

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (\text{pues } P_o = P_d) \tag{7-65}$$

Ambos métodos de análisis dan resultados iguales. Las relaciones de promedio de entrada y salida son similares a la del convertidor buck-boost.

En circuitos prácticos, la suposición de un V_{C1} casi constante es razonablemente válida. Una ventaja de este circuito es que tanto la corriente de entrada como la corriente que alimenta la fase de salida están aceptablemente libres de ondulaciones o rizos (a diferencia del convertidor buck-boost, donde estas dos corrientes son muy discontinuas). Es posible eliminar en forma simultánea las ondulaciones en i_{L1} e i_{L2} por completo, lo que conduce a requerimientos de filtrado externo más bajos. Una desventaja significativa es el requerimiento de un condensador C_1 con una capacidad grande de conducir corriente de ondulación.

El análisis detallado de este convertidor ha sido adecuadamente reportado en la bibliografía técnica y no se repetirá aquí.

■ ***Ejemplo 7-3*** En un convertidor Cúk trabajando a 50 Hz, $L_1 = L_2 = 1$ mH y $C_1 = 5$ μF. El condensador de salida es lo bastante grande para entregar un voltaje de salida esencialmente constante. Aquí, $V_d = 10$ V y la salida V_o se regula para ser constante a 5 V. Alimenta 5 W a una carga. Suponga componentes ideales.

Calcule los porcentajes de error con un voltaje constante a través de C_1 o con corrientes i_{L1} e i_{L2} constantes.

Solución

a) Si se supone que el voltaje a través de C_1 es constante, según la ecuación 7-58

$$v_{C1} = V_{C1} = 10 + 5 = 15\,V$$

Inicialmente supondremos que la conducción de corriente es continua. Por tanto, según la ecuación 7-61,

$$\frac{D}{1-D} = \frac{5}{10}$$

$$\therefore D = 0.333$$

Por tanto, según la figura 7-26 durante el intervalo de apagado,

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{C1} - V_d}{L_1}(1-D)T_s$$

$$= \frac{(15-10)}{10^{-3}}(1-0.333)\times 20\times 10^{-6}$$

$$= 0.067\ \text{A}$$

y

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o}{L2}(1 - D)T_s$$

$$= \frac{5}{10^{-3}}(1 - 0.333) \times 20 \times 10^{-6}$$

$$= 0.067 \text{ A}$$

Observe que Δi_{L1} y Δi_{L2} serían iguales (pues $V_{C1} - V_d = V_o$), siempre y cuando $L_1 = L_2$.

Con una carga de salida de 5 W, mediante la ecuación 7-62,

$$I_o = 1 \text{ A} \quad \text{e} \quad I_d = 0.5 \text{ A}$$

Como $\Delta i_{L1} < I_d\ (=I_{L1})$ y $\Delta i_{L2} < I_o\ (=I_{L2})$, el modo de operación es continuo, como se supuso arriba.

Por tanto, los errores de porcentaje por suponer I_{L1} e I_{L2} constantes sería

$$\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} = \frac{0.067 \times 100}{0.5} = 13.4\%$$

y

$$\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} = \frac{0.067 \times 100}{1.0} = 6.7\%$$

b) Si se supone que i_{L1} e i_{L2} son constantes, según la figura 7-26 durante el intervalo de apagado

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C}\int_0^{(1-D)T_s} i_{L1}\, dt$$

Si se supone

$$i_{L1} = I_{L1} = 0.5 \text{ A}$$

resulta

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{5 \times 10^{-6}} \times 0.5 \times (1 - 0.333)20 \times 10^{-6}$$

$$= 1.33\, V$$

Por tanto, el porcentaje de error por suponer un voltaje constante a través de C_1 es

$$\frac{\Delta V_{C1}}{V_{C1}} = \frac{1.33 \times 100}{15} = 8.87\%$$

Este ejemplo muestra que, como una primera aproximación para ilustrar el principio de operación, es razonable suponer una constante v_{C1} o una constante i_{L1} e i_{L2} en este problema. ■

7-7 CONVERTIDOR DE CC-CC DE PUENTE COMPLETO

Hay tres aplicaciones para los convertidores de modo de conmutación de puente completo, y se muestran en la figura 7-27:

- Accionamientos motrices de CC.
- Conversión de CC a CA (onda sinusoidal) en fuentes de energía de CA no interrumpibles monofásicas.
- Conversión de CC a CA (frecuencia intermedia alta) en fuentes de potencia de CC de modo de conmutación con aislamiento por transformador.

Aunque la topología de puente completo permanece igual en cada una de estas tres aplicaciones, el tipo de control depende de la aplicación. No obstante, se aborda en este capítulo "genérico" el convertidor de

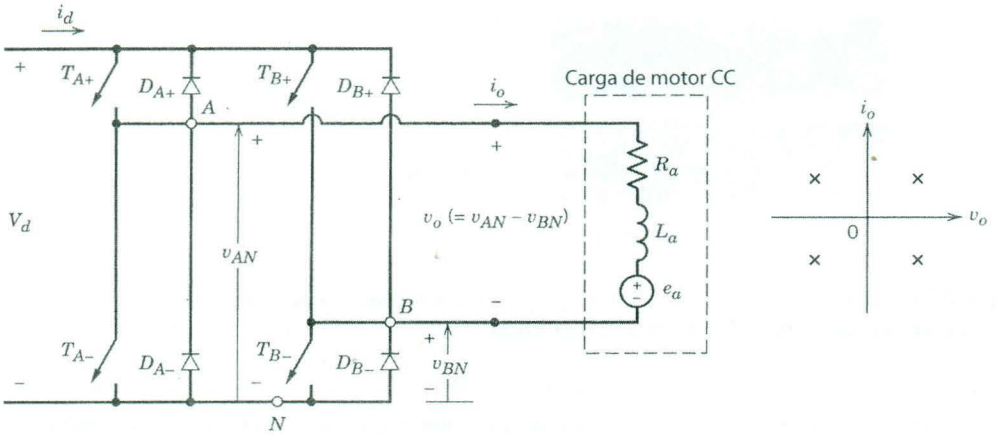


Figura 7-27 Convertidor de CC-CC de puente completo.

puente completo como se usa en accionamientos motrices de CC, porque proporciona una buena base para entender los convertidores de CC a CA de modo de conversión (onda sinusoidal) del capítulo 8.

En el convertidor de puente completo que se muestra en la figura 7-27, la entrada es un voltaje de CC de magnitud fija V_d. La salida del convertidor en este capítulo es un voltaje de CC V_o, que se controla en magnitud y polaridad. Asimismo, se controlan la magnitud y el sentido de la corriente de salida i_o. Por tanto, un convertidor de puente completo como el que se muestra en la figura 7-27 puede operar en los cuatro cuadrantes del plano i_o-v_o, y el flujo de potencia a través del convertidor puede ser en ambos sentidos.

En una topología de convertidor como la del convertidor de puente completo que se muestra en la figura 7-27, donde los diodos están conectados en antiparalelo con los interruptores, se tiene que hacer una distinción entre el estado activo *versus* el estado de conducción de un interruptor. Como los diodos están en antiparalelo con los interruptores, cuando se enciende un interruptor podrá o no conducir una corriente según el sentido de la corriente de salida i_o. Si el interruptor conduce una corriente, está en un estado de conducción. Esta distinción no es necesaria cuando el interruptor está apagado.

El convertidor de puente completo consiste en dos patas, A y B. Cada pata consta de dos interruptores y sus diodos antiparalelos. Los dos interruptores en cada pata se conmutan de manera que cuando una de ellas está en su estado inactivo, el otro interruptor está encendido. Por tanto, los dos interruptores nunca están apagados al mismo tiempo. En la práctica, ambos están apagados durante un breve intervalo que se conoce como tiempo de borrado, para evitar un cortocircuito de la entrada de CC. Este tiempo de borrado se descuida en este capítulo, pues suponemos que los interruptores son ideales, capaces de apagarse en forma instantánea.

Cabe notar que si los interruptores del convertidor en cada pata se conmutan de manera que ambos interruptores en una pata no estén apagados simultáneamente, la corriente de salida i_o en la figura 7-27 fluirá en forma continua. Por tanto, el voltaje de salida sólo se determina por el estatus de los interruptores. Por ejemplo, considérese la pata A en la figura 7-27. El voltaje de salida v_{AN}, respecto del bus de CC negativo N, se determina por los estados de interruptores como sigue: cuando T_{A+} está encendido, la corriente de salida fluirá a través de T_{A+} si i_o es positivo, o fluirá a través de D_{A+} si i_o es negativo. En ambos casos, el T_{A+} encendido asegura que la pata A en la figura 7-27 esté en el mismo potencial que la terminal positiva de la entrada de CC, y por tanto

$$v_{AN} = V_d \quad \text{(si } T_{A+} \text{ está encendido y } T_{A-} \text{ está apagado)} \tag{7-66a}$$

De la misma manera, cuando T_{A-} está encendido, un i_o negativo fluirá a través de T_{A-} (pues D_{A+} está en polarización inversa) y un i_o positivo fluirá a través de D_{A-}. Por tanto,

$$v_{AN} = 0 \quad \text{(si } T_{A-} \text{ está encendido y } T_{A+} \text{ está apagado)} \tag{7-66b}$$

Las ecuaciones 7-66a y 7-66b muestran que v_{AN} depende únicamente del estatus de los interruptores y es independiente del sentido de i_o. Por ende, el voltaje de salida de la pata A del convertidor, promediado a lo largo de un periodo de frecuencia de conmutación T_s, depende sólo del voltaje de entrada V_d y de la relación de trabajo de T_{A+}:

$$V_{AN} = \frac{V_d t_{\text{enc}} + 0 \cdot t_{\text{apag}}}{T_s} = V_d \cdot \text{relación de trabajo de } T_{A+} \tag{7-67}$$

donde t_{enc} y t_{apag} son los intervalos de encendido y apagado de T_{A+}, respectivamente.

Argumentos similares se aplican a la pata B del convertidor, y V_{BN} depende de V_d y la relación de trabajo del interruptor T_{B+}:

$$V_{BN} = V_d \cdot \text{relación de trabajo de } T_{B+} \tag{7-68}$$

De manera independiente del sentido de i_o. Por tanto, la salida del convertidor V_o $(=V_{AN} - V_{BN})$ se controla por medio del control de las relaciones de trabajo de los interruptores y es independiente de la magnitud y el sentido de i_o.

(Se debe tomar nota de que es posible controlar el voltaje de salida de una pata del convertidor mediante la desconexión de ambos interruptores en forma simultánea para algún intervalo. Sin embargo, este esquema haría el voltaje de salida dependiente del sentido de i_o en la figura 7-27. Esto es obviamente indeseable, pues introduciría una no linealidad en la relación entre el voltaje de control y el promedio de voltaje de salida. Por tanto, este tipo de esquema no se considera con una carga, como una carga de motor de CC, que se muestra en la figura 7-27.)

En los convertidores de un solo interruptor que ya se analizaron, la polaridad del voltaje de salida es unidireccional y, por tanto, el interruptor del convertidor se modula por el ancho de impulso, comparando una forma de onda de dientes de sierra de frecuencia de conmutación con el voltaje de control $v_{control}$. En contraste, el voltaje de salida del convertidor de puente completo es de polaridad reversible, y por tanto se usa una forma de onda triangular de frecuencia de conmutación para el PWM de los interruptores del convertidor. Dos de estas estrategias de conmutación por PWM se describen a continuación:

1. *PWM con conmutación de voltaje bipolar*, donde (T_{A+}, T_{B-}) y (T_{A-}, T_{B+}) se tratan como dos pares de interruptores; los interruptores en cada par se encienden y apagan en forma simultánea.
2. *PWM con conmutación de voltaje bipolar*, que también se denomina *conmutación por PWM doble*. Aquí los interruptores en cada pata del convertidor se controlan independientemente de la otra pata.

Como ya mencionamos, la corriente de salida a través de estos convertidores de CC-CC de PWM de puente completo, mientras alimente cargas de CC del tipo que se muestra en la figura 7-27, no se vuelve discontinua con valores bajos de I_o, a diferencia de los convertidores de un solo interruptor que analizamos en las secciones anteriores.

En el convertidor de puente completo de la figura 7-27, la corriente de entrada i_d cambia de sentido en forma instantánea. Por tanto, es importante que la entrada a este convertidor sea una fuente de voltaje de CC con una baja impedancia interna. En la práctica, el gran condensador de filtrado que se muestra en el diagrama de bloques de la figura 7-1 proporciona esta ruta de baja impedancia a i_d.

7-7-1 PWM CON CONMUTACIÓN DE VOLTAJE BIPOLAR

En este tipo de conmutación de voltaje, los interruptores (T_{A+}, T_{B-}) y (T_{B+}, T_{A-}) se tratan como dos pares de interruptores (los dos interruptores en un par se encienden y apagan en forma simultánea). Uno de los dos pares de interruptores siempre está encendido.

Las señales de conmutación se generan por comparación de una forma de onda triangular de frecuencia de conmutación (v_{tri}) con el voltaje de control $v_{control}$. Cuando $v_{control} > v_{tri}$, T_{A+} y T_{B-} se encienden. De lo contrario, se encienden T_{A-} y T_{B+}. Las relaciones de trabajo de interruptores se obtienen a partir de las formas de onda en la figura 7-28*a* como sigue, al seleccionar de manera arbitraria un origen de tiempo como se muestra en la figura:

$$v_{tri} = \hat{V}_{tri} \frac{t}{T_s/4} \qquad 0 < t < \tfrac{1}{4}T_s \tag{7-69}$$

En $t = t_1$ en la figura 7-28*a*, $v_{tri} = v_{control}$. Por tanto, según la ecuación 7-69,

$$t_1 = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} \frac{T_s}{4} \tag{7-70}$$

Si se estudia la figura 7-28, nos damos cuenta de que la duración de encendido t_{enc} del par de interruptores 1 (T_{A+}, T_{B-}) es

$$t_{enc} = 2t_1 + \tfrac{1}{2}T_s \tag{7-71}$$

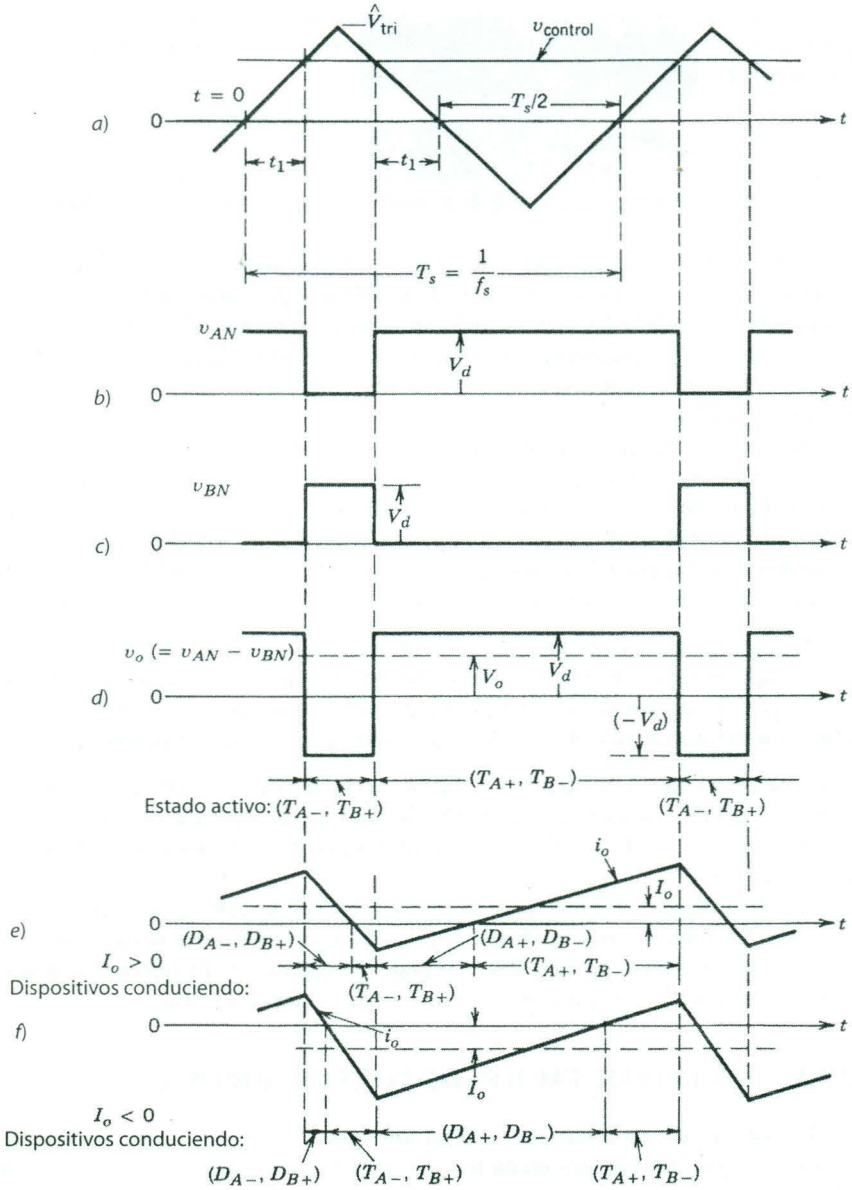


Figura 7-28 PWM con conmutación por voltaje bipolar.

Por tanto, su relación de trabajo según la ecuación 7-71 es

$$D_1 = \frac{t_{enc}}{T_s} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}}\right) \quad (T_{A+}, T_{B-}) \tag{7-72}$$

Por consiguiente, la relación de trabajo D_2 del par de interruptores 2 (T_{B+}, T_{A-}) es

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (T_{B+}, T_{A-}) \tag{7-73}$$

Con las relaciones de trabajo mencionadas se obtiene V_{AN} y V_{BN} en la figura 7-28 a partir de las ecuaciones 7-67 y 7-68, respectivamente. Así,

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1)V_d \tag{7-74}$$

Al sustituir D_1 de la ecuación 7-72 en la ecuación 7-74 resulta en

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} v_{control} = k v_{control} \tag{7-75}$$

donde $k = V_d/\hat{V}_{tri} = \text{const}$. Esta ecuación muestra que en este convertidor de modo de conmutación, parecido a los convertidores de un solo interruptor que se vieron anteriormente, el voltaje medio de salida varía en forma lineal según la señal de control de entrada, similar a un amplificador lineal. Se verá en el capítulo 8 que se tiene que usar un tiempo de borrado finito entre el apagado de un par de interruptores y el encendido del otro par de interruptores. Este tiempo de borrado introduce una ligera no linealidad en la relación entre $v_{control}$ y V_o.

La forma de onda para el voltaje de salida v_o en la figura 7-28*d* muestra que el voltaje salta entre $+V_d$ y $-V_d$. Ésta es la razón por la que se refiere a esta estrategia de conmutación como *PWM de conmutación por voltaje bipolar*.

También hay que tener en cuenta que la relación de trabajo D_1 en la ecuación 7-72 puede variar entre 0 y 1, según la magnitud y polaridad de $V_{control}$. Por tanto, V_o puede variar en forma continua en el rango de $-V_d$ a V_d. Aquí el voltaje de salida del convertidor es independiente de la corriente de salida i_o, pues no se considera el tiempo de borrado.

La corriente media de salida I_o puede ser positiva o negativa. Para valores pequeños de I_o, i_o durante un ciclo puede ser tanto positivo como negativo; esto se demuestra en la figura 7-28*e* para $I_o > 0$, donde el promedio del flujo de potencia es de V_d a V_o, y en la figura 7-28*f* para $I_o < 0$, donde el promedio del flujo de potencia es de V_o a V_d.

7-7-2 PWM CON CONMUTACIÓN POR VOLTAJE UNIPOLAR

Una inspección de la figura 7-27 muestra que, con independencia del sentido de i_o, $v_o = 0$ si tanto T_{A+} como T_{B+} están encendidos. Asimismo, $v_o = 0$ si tanto T_{A-} como T_{B-} están encendidos. Esta propiedad se aprovecha para mejorar la forma de onda del voltaje de salida.

En la figura 7-29 se compara una forma de onda triangular con el voltaje de control $v_{control}$ y $-v_{control}$ para determinar las señales de conmutación para la pata A y la pata B, respectivamente. Una comparación de $v_{control}$ con v_{tri} controla los interruptores de la pata A, mientras que los interruptores de la pata B se controlan mediante la comparación de $-v_{control}$ con v_{tri} del siguiente modo:

$$T_{A+} \text{ encendido:} \quad \text{si } v_{control} > v_{tri} \tag{7-76}$$

y

$$T_{B+} \text{ encendido:} \quad \text{si } -v_{control} > v_{tri} \tag{7-77}$$

En la figura 7-29 se muestran voltajes de salida de cada pata y de v_o. Una inspección de la figura 7-29 y su comparación con la figura 7-28 muestra que la relación de trabajo D_1 del interruptor T_{A+} se da en la ecuación 7-72 de la estrategia de conmutación anterior. Asimismo, la relación de trabajo D_2 del interruptor T_{B+} se encuentra en la ecuación 7-73. Es decir,

$$D_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} + 1\right) \qquad T_{A+} \tag{7-78}$$

y

$$D_2 = 1 - D_1 \qquad T_{B+} \tag{7-79}$$

Por tanto, según la ecuación 7-74, la cual también es válida en este caso,

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} v_{control} \tag{7-80}$$

Así, el promedio de voltaje de salida V_o en este esquema de conmutación es el mismo que en el esquema de conmutación por voltaje bipolar y varía linealmente según $v_{control}$.

Las figuras 7-29*e* y 7-29*f* muestran las formas de onda de la corriente y los dispositivos que conducen para $I_o > 0$ e $I_o < 0$, respectivamente, donde V_o es positivo en ambos casos.

Si las frecuencias de conmutación de los interruptores son las mismas en estas dos estrategias de PWM, la conmutación por voltaje unipolar genera una mejor forma de onda de voltaje de salida y una mejor respuesta de frecuencia, pues la frecuencia de conmutación "efectiva" de la forma de onda de voltaje de salida se duplica y la ondulación se reduce. Esto se ilustra por medio del siguiente ejemplo.

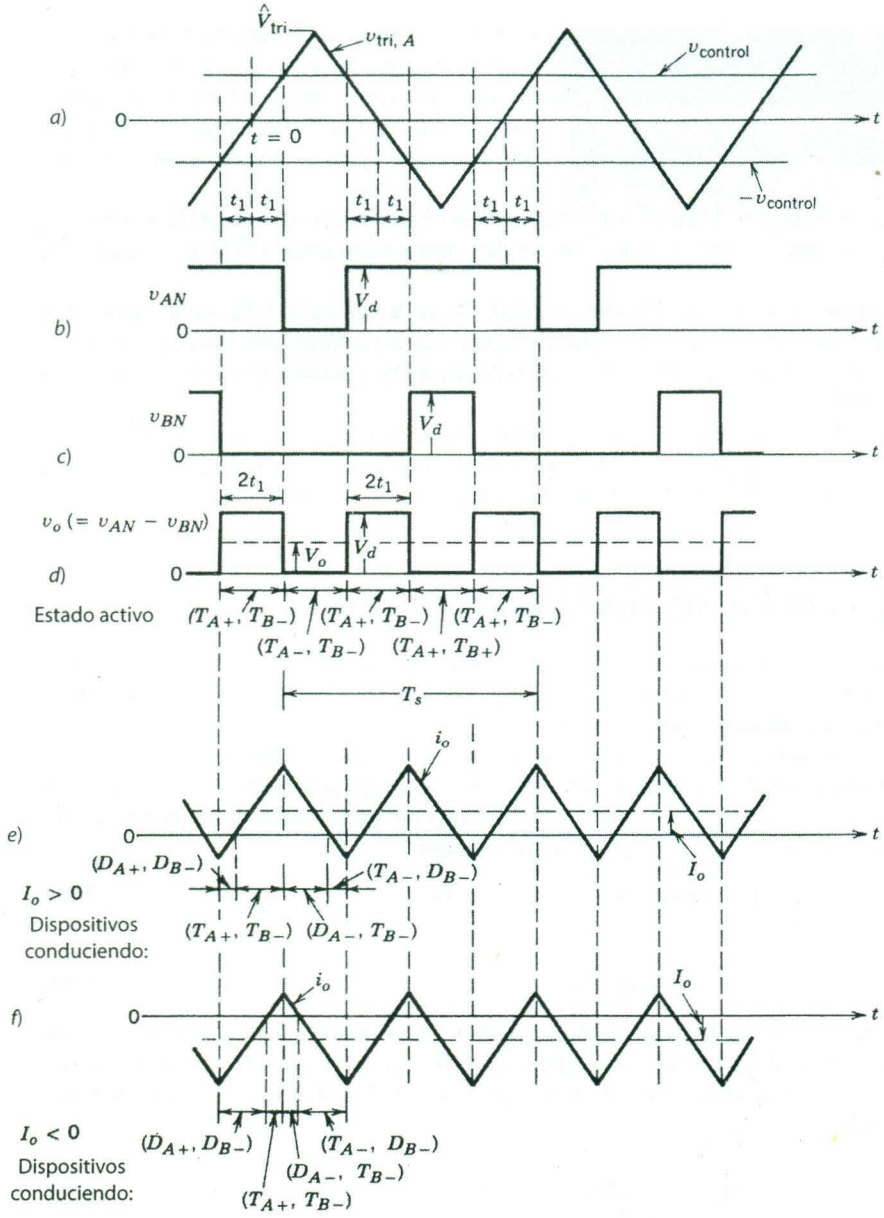


Figura 7-29 PWM con conmutación por voltaje unipolar.

■ ***Ejemplo 7-4*** En un convertidor de CC-CC de puente completo, la entrada V_d es constante y el voltaje de salida se controla mediante la variación de la relación de trabajo. Calcúlese el valor rms de la ondulación V_r en el voltaje de salida como función del promedio de V_o para

a) PWM con conmutación por voltaje bipolar y

b) PWM con conmutación por voltaje unipolar.

Solución

a) Cuando se usa PWM con conmutación por voltaje bipolar, la forma de onda del voltaje de salida v_o es como la que se muestra en la figura 7-28*d*. Para este tipo de forma de onda, independientemente del valor de $v_{control}/\hat{V}_{tri}$, el valor de la raíz cuadrática media (rms) del voltaje de salida es

$$V_{o,rms} = V_d \tag{7-81}$$

y el valor medio V_o se da por la ecuación 7-74.

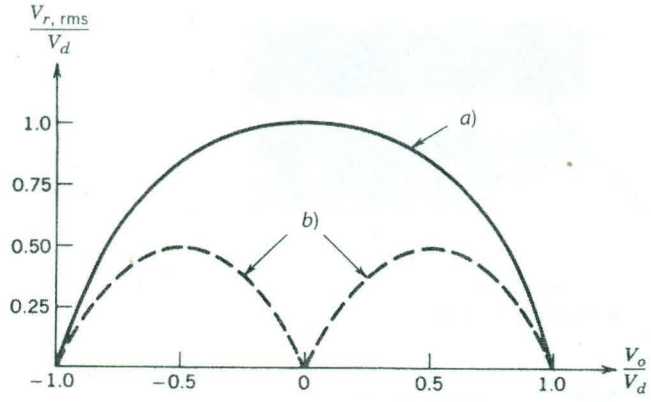


Figura 7-30 $V_{r,\text{rms}}$ en un convertidor de puente completo con PWM: *a*) con conmutación por voltaje bipolar; *b*) con conmutación por voltaje unipolar.

Con la definición de un valor rms y las ecuaciones 7-74 y 7-81 se calcula el componente de ondulación V_r en el voltaje de salida como

$$V_{r,\text{rms}} = \sqrt{V_{o,\text{rms}}^2 - V_o^2} = V_d\sqrt{1-(2D_1-1)^2} = 2V_d\sqrt{D_1 - D_1^2} \tag{7-82}$$

Conforme D_1 varía de 0 a 1, V_o varía de $-V_d$ a V_d. Un trazado de $V_{r,\text{rms}}$ como función de V_o se muestra en la figura 7-30 con la curva sólida.

b) Si se usa PWM con conmutación por voltaje unipolar, la forma de onda del voltaje de salida v_o se muestra en la figura 7-29*d*. Para encontrar el valor rms del voltaje de salida, el intervalo t_1 en la figura 7-29 se escribe como

$$t_1 = \frac{v_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}\frac{T_s}{4} \quad \text{para } v_{\text{control}} > 0 \tag{7-83}$$

Al estudiar la forma de onda de v_o en la figura 7-29*d* para $v_{\text{control}} > 0$, el voltaje de rms se obtiene como

$$\begin{aligned} V_{o,rms} &= \sqrt{\frac{4t_1V_d^2}{T_s}} \\ &= \sqrt{\frac{v_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}}V_d \\ &= \sqrt{(2D_1-1)}V_d \quad \text{(mediante la ecuación 7-80)} \end{aligned} \tag{7-84}$$

Por tanto, con las ecuaciones 7-80 y 7-84,

$$V_{r,\text{rms}} = \sqrt{V_{o,\text{rms}}^2 - V_o^2} = \sqrt{6D_1 - 4D_1^2 - 2V_d} \tag{7-85}$$

donde $v_{\text{control}} > 0$ y $0.5 < D_1 < 1$. Conforme $v_{\text{control}}/\hat{V}_{\text{tri}}$ varía de 0 a 1, D_1 varía de 0.5 a 1.0 y el trazado de $V_{r,\text{rms}}$ como función de V_o se indica por la curva de línea punteada en la figura 7-30. De igual modo se obtiene la curva correspondiente a $v_{\text{control}}/\hat{V}_{\text{tri}}$ en el rango de -1.0 a 0.

La figura 7-30 muestra que, con la misma frecuencia de conmutación, la PWM con conmutación por voltaje unipolar genera un componente de ondulación de rms más bajo en el voltaje de salida. ■

7-8 COMPARACIÓN DE CONVERTIDORES DE CC-CC

Los convertidores reductores, elevadores, buck-boost y Cúk en su forma básica son capaces de transferir energía sólo en un sentido. Esto es una consecuencia de su capacidad de producir solamente un volta-

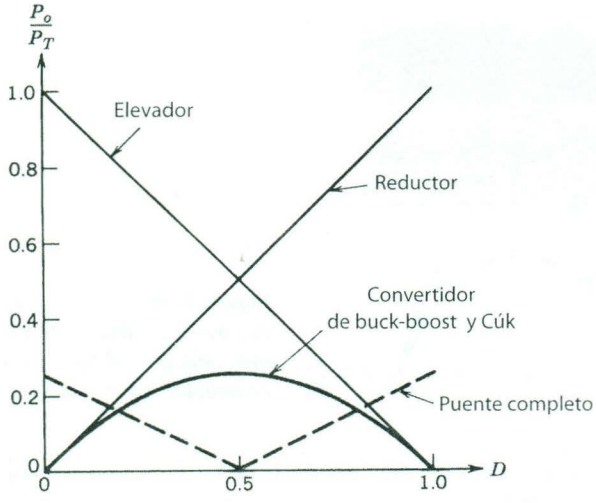


Figura 7-31 Utilización de interruptores en convertidores de CC-CC.

je unidireccional y una corriente unidireccional. Un convertidor de puente completo es capaz de manejar un flujo de potencia bidireccional, donde tanto V_o como I_o pueden invertirse en forma independiente entre sí. Esta capacidad de operar en cuatro cuadrantes del plano de $V_o - I_o$ permite que un convertidor de puente completo se use como inversor de CC a CA. En inversores de CC a CA, los cuales se describen en el capítulo 8, el convertidor de puente completo opera en los cuatro cuadrantes durante cada ciclo de la salida de CA.

Para evaluar la eficiencia de uso del interruptor en los circuitos de convertidores que se acaban de analizar, se harán las siguientes suposiciones:

1. La corriente media está en su valor nominal (el máximo designado) I_o. La ondulación o rizo en la corriente del inductor es insignificante; por tanto, $i_L(t) = I_L$. Esta condición implica un modo de conducción continua para todos los convertidores.
2. El voltaje de salida v_o está en su valor nominal (el máximo designado) V_o. Se supone que la ondulación en v_o es insignificante; por tanto, $v_o(t) = \hat{V}_o$.
3. Se permite que varíe el voltaje de entrada V_d. Por tanto, la relación de trabajo del interruptor debe controlarse para mantener V_o constante.

Con estas condiciones de operación de estado permanente se calculan el voltaje nominal de pico del interruptor V_T y la corriente nominal de pico I_T. La potencia nominal del interruptor se calcula como $P_T = V_T I_T$. La utilización del interruptor se expresa como P_o/P_T, donde $P_o = V_o/I_o$ es la potencia nominal de salida.

En la figura 7-31, el factor de utilización del interruptor P_o/P_T se traza para los convertidores considerados. Esto demuestra que en los convertidores reductores y elevadores, si los voltajes de entrada y salida son de la misma orden de magnitud, la utilización del interruptor es muy buena. En el convertidor de sobretensión/incremento y Cúk, la utilización del interruptor es muy deficiente. La máxima utilización del interruptor de 0.25 se realiza con $D = 0.5$, lo cual corresponde a $V_o = V_d$.

En el convertidor de puente completo no aislado, el factor de utilización de los interruptores se traza como función de la relación de trabajo de uno de los interruptores (por ejemplo, el interruptor T_{A+} en la figura 7-27). Aquí la utilización del interruptor en general también es deficiente. En su punto máximo llega a $V_o = -V_d$ y $V_o = V_d$, respectivamente.

En conclusión, para estos convertidores de CC-CC *no aislados*, de ser posible, es preferible usar el convertidor reductor o el convertidor elevador desde el punto de vista del aprovechamiento de los interruptores. Si existe la necesidad tanto de voltajes más altos como más bajos en comparación con la entrada, o si se desea una salida de polaridad negativa en comparación con la entrada, se debe usar un convertidor buck-boost o Cúk. Del mismo modo, el convertidor no aislado de puente completo sólo se debe usar si se requiere la operación en cuatro cuadrantes.

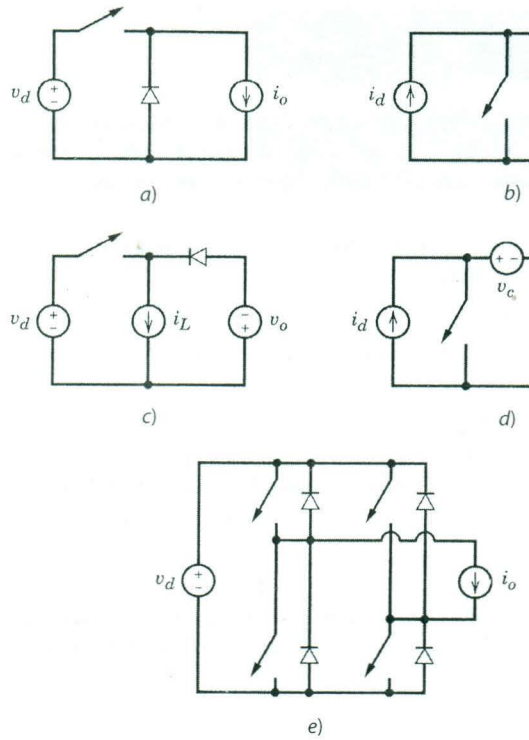


Figura 7-32 Circuitos equivalentes de convertidores: *a*) reductor; *b*) elevador; *c*) reductor/elevador; *d*) Cúk; *e*) puente completo.

RESUMEN

En este capítulo se analizaron varias topologías de convertidores no aislados. Con excepción del convertidor de puente completo, todos los demás trabajan en un solo cuadrante del plano de voltaje/corriente de salida, lo que permite que la energía fluya únicamente en un sentido.

En todo circuito de convertidor que trabaja en estado permanente, un condensador puede representarse por su voltaje instantáneo como una fuente de tensión equivalente. Asimismo, un inductor puede representarse por su corriente instantánea como una fuente de corriente equivalente. Según este procedimiento, varios de los convertidores que se analizan en este capítulo se pueden dibujar como se muestra en la figura 7-32.

En todos los convertidores, la acción de conmutación no causa un salto (o discontinuidad) en el valor de la fuente de tensión o en la fuente de corriente. En convertidores reductores (incluso los de puente completo) y elevadores, la transferencia de energía se realiza entre una fuente de tensión y una fuente de corriente desde el punto de vista de la combinación interruptor/diodo. En convertidores reductores/elevadores y Cúk, la transferencia de energía se realiza entre dos tipos de fuentes similares que sin embargo están separadas por una fuente del otro tipo (por ejemplo, dos fuentes de tensión están separadas por una fuente de corriente en el convertidor reductor/elevador).

Es posible lograr un flujo de potencia reversible si se agrega un diodo adicional y un interruptor (indicados por líneas punteadas), como en la figura 7-33. Este convertidor con un valor positivo de i_o, y con S_d y D_d en operación, se parece a un convertidor reductor donde el flujo de energía va de la fuente de tensión a la fuente de corriente equivalente. Por otro lado, con un valor negativo de i_o, y con S_u y D_u en operación, se parece a un convertidor elevador donde el flujo de energía va de la fuente de corriente equivalente a la fuente de tensión.

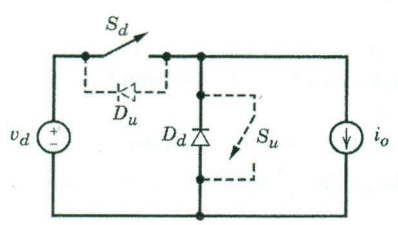


Figura 7-33 Flujo de potencia reversible con dirección reversible de la corriente de salida i_o.

PROBLEMAS

CONVERTIDORES REDUCTORES

7-1 En un convertidor reductor, considere que todos los componentes son ideales. Suponga que $v_o \simeq V_o$ se mantiene constante a 5 V mediante el control de la relación de trabajo D del interruptor. Calcule la inductancia mínima L requerida para mantener la operación del convertidor en un modo de conducción continua en todas las condiciones si V_d es 10-40 V, $P_o \geq 5$ W y $f_s = 50$ kHz.

7-2 Considere que todos los componentes son ideales. Suponga que $V_o = 5$ V, $f_s = 20$ kHz, $L = 1$ mH y $C = 470$ μF. Calcule ΔV_o (pico-pico) si $V_d = 12.6$ V e $I_o = 200$ mA.

7-3 En el problema 7-2, calcule el valor rms de la corriente de ondulación a través de L y, por ende, a través de C.

7-4 Deduzca una expresión para ΔV_o (pico-pico) en el modo de conducción discontinuo en términos de los parámetros de circuito.

7-5 En el problema 7-2, calcule ΔV_o (pico-pico) si I_o (en lugar de ser de 200 mA) es igual a $\frac{1}{2}I_{oB}$.

7-6 En la simulación de PSpice de un convertidor reductor que se analizó en el capítulo 4 (figuras 4-8 a 4-10), disminuya la carga de modo que $R_{\text{carga}} = 80\ \Omega$. Obtenga las formas de onda de la corriente del inductor y del voltaje del condensador en el modo de conducción continua.

CONVERTIDORES ELEVADORES

7-7 En un convertidor elevador, considere que todos los componentes son ideales. Suponga que V_d es 8-16 V, $V_o = 24$ V (regulado), $f_s = 20$ kHz y $C = 470$ μF. Calcule $L_{\text{mín}}$ que mantenga al convertidor trabajando en el modo de conducción continua si $P_o \geq 5$ W.

7-8 En un convertidor elevador, $V_d = 12$ V, $V_o = 24$ V, $I_o = 0.5$ A, $L = 150$ μF, $C = 470$ μF y $f_s = 20$ kHz. Calcule ΔV_o (pico-pico).

7-9 En el problema 7-8, calcule el valor rms de la ondulación en la corriente del diodo (que también fluye a través del condensador).

7-10 Deduzca una expresión para ΔV_o (pico-pico) en el modo de conducción discontinua en términos de los parámetros del circuito.

7-11 En el problema 7-8, calcule ΔV_o (pico-pico) si I_o (en lugar de ser de 0.5 A) es igual a $\frac{1}{2}I_{oB}$.

CONVERTIDORES BUCK-BOOST (REDUCTORES/ELEVADORES)

7-12 En un convertidor reductor/elevador, considere que todos los componentes son ideales. Suponga que V_d es 8-40 V, $V_o = 15$ V (regulado), $f_s = 20$ kHz y $C = 470$ μF. Calcule $L_{\text{mín}}$ que mantenga al convertidor trabajando en el modo de conducción continua si $P_o \geq 2$ W.

7-13 En un convertidor reductor/elevador, $V_d = 12$ V, $V_o = 15$ V, $I_o = 250$ mA, $L = 150$ μH, $C = 470$ μF y $f_s = 20$ kHz. Calcule ΔV_o (pico-pico).

7-14 Calcule el valor rms de la corriente de ondulación en el problema 7-13 a través del diodo y, por ende, a través del condensador.

7-15 Deduzca una expresión para ΔV_o (pico-pico) en el modo de conducción discontinua en términos de los parámetros del circuito.

7-16 En el problema 7-13, calcule ΔV_o (pico-pico) si I_o (en lugar de ser de 250 mA) es igual a $\frac{1}{2}I_{oB}$.

CONVERTIDOR CÚK

7-17 En el circuito del ejemplo 7-3, calcule la corriente rms que fluye a través del condensador C_1.

CONVERTIDORES DE CC-CC DE PUENTE COMPLETO

7-18 En un convertidor de CC-CC de puente completo con conmutación por voltaje bipolar, $v_{\text{control}} = 0.5\,\hat{V}_{\text{tri}}$. Obtenga V_o e I_d en términos de V_d e I_o dados. Por medio del análisis de Fourier, calcule las amplitudes de los armónicos de frecuencia de conmutación en v_o e i_d. Suponga que $i_o(t) \simeq I_o$.

7-19 Repita el problema 7-18 para un esquema PWM de conmutación por voltaje unipolar.

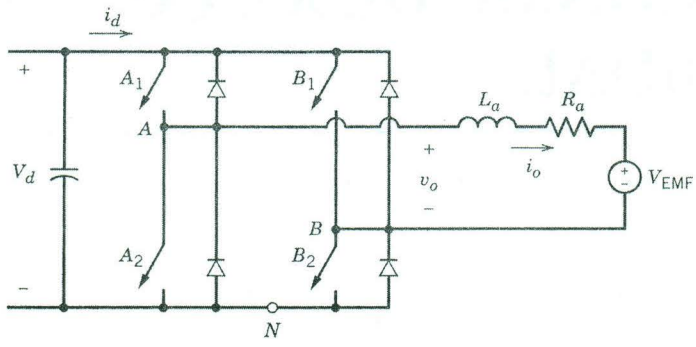
7-20 Trace la salida de potencia instantánea $p_o(t)$ y el promedio de la potencia P_o correspondiente a i_o en las figuras 7-28*e* y 7-28*f*.

7-21 Repita el problema 7-20 para las figuras 7-29*e* y 7-29*f*.

7-22 En un convertidor de CC-CC de puente completo con conmutación PWM por voltaje bipolar, obtenga en forma analítica el valor de (V_o/V_d) que resulta en la ondulación máxima (pico-pico) en la corriente de salida i_o. Calcule esta ondulación o rizo en términos de V_d, L_a y f_s. Suponga que R_a es insignificante.

7-23 Repita el problema 7-22 para un esquema PWM de conmutación por voltaje unipolar.

7-24 Con PSpice, simule el convertidor de CC-CC de puente completo que se muestra en la figura P7-24 usando *a*) la conmutación PWM por voltaje bipolar y *b*) la conmutación PWM por voltaje unipolar.



Valores nominales: V_d = 200 V
V_{EMF} = 79.5 V
R_a = 0.37 Ω
L_a = 1.5 mH
I_o (avg) = 10 A
f_s = 20 kHz
relación de trabajo D1 de T_{A1} y T_{B2} = 0.708
($\therefore v_{control}$ = 0.416 V con $\hat{V}_{tri}$ = 1.0 V)

Figura P7-24 De la referencia 5, capítulo 4, "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using PSpice (evaluation, classroom version)", en disquete con un manual, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.

REFERENCIAS

1. R. P. Severns y E. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*, Van Nostrand Reinhold Company, Nueva York, 1985.
2. G. Chryssis, *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, McGraw-Hill, Nueva York, 1984.
3. R. E. Tarter, *Principles of Solid-State Power Conversion*, Sams and Co., Indianapolis, 1985.
4. R. D. Middlebrook y S. Cúk, *Advances in Switched-Mode Power Conversion*, vols. I y II, TESLAco, Pasadena, 1981.

CAPÍTULO 8

INVERSORES DE CC-CA DE MODO CONMUTADO: CC ↔ CA SINUSOIDAL

8-1 INTRODUCCIÓN

Los inversores de CC a CA de modo conmutado se usan en motores de CA y fuentes de alimentación no interrumpibles, donde el objetivo es producir una salida sinusoidal de CA cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse. Como ejemplo, considere un motor de CA como el de la figura 8-1, en forma de un diagrama de bloques. El voltaje de CC se obtiene mediante la rectificación y filtrado del voltaje de línea, la mayoría de las veces por medio de los circuitos de rectificadores por diodos que analizamos en el capítulo 5. Si la carga de motor es de CA, como veremos en los capítulos 14 y 15, es deseable que el voltaje en sus terminales sea sinusoidal y ajustable en su magnitud y frecuencia. Esto se logra por medio del inversor de CC a CA de modo conmutado de la figura 8-1, que acepta un voltaje de CC como entrada y produce el voltaje de CA deseado.

Para ser precisos, el inversor de modo conmutado en la figura 8-1 es un convertidor a través del cual el flujo de potencia es reversible. Sin embargo, la mayoría del tiempo el flujo de potencia va desde el lado de CC hacia el motor en el lado CA, lo que requiere un modo de operación de inversor. Por tanto, estos convertidores de modo conmutado frecuentemente se llaman inversores de modo conmutado.

Para desacelerar el motor de CA en la figura 8-1, la energía cinética asociada con la inercia del motor y su carga se recupera, y el motor de CA actúa como generador. Durante el llamado frenado del motor, la potencia fluye desde el lado de CA hacia el lado de CC del convertidor de modo conmutado, y de esta manera trabaja en modo de rectificador. La potencia recuperada durante el frenado del motor CA se disipa en un reóstato que puede conmutarse en paralelo con el condensador (o capacitor) del bus de CC para este propósito en la figura 8-1. Sin embargo, en aplicaciones donde este frenado se realiza con frecuencia, es mejor el frenado regenerativo, donde la potencia recuperada de la inercia de la carga del motor se realimenta a la red del sistema de electricidad, como se muestra en el sistema de la figura 8-2. Esto requiere que el convertidor que conecta el motor a la red de electricidad sea un convertidor de dos cuadrantes con una corriente CC reversible que opere como rectificador durante el modo de motorizado del motor de CA y como

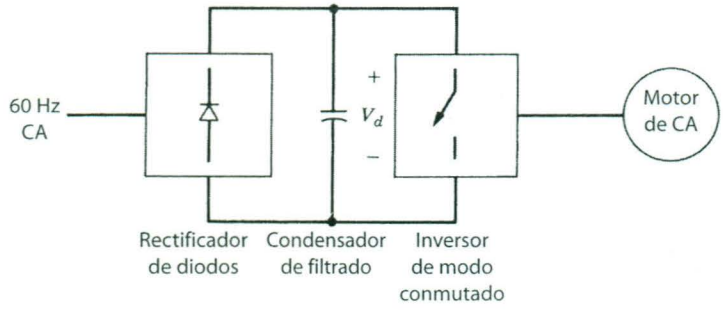


Figura 8-1 Inversor de modo conmutado en un motor de CA.

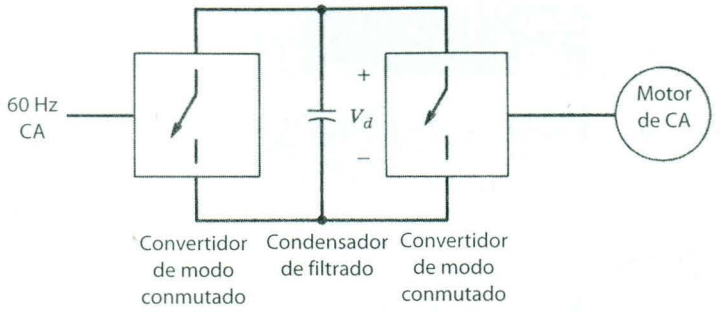


Figura 8-2 Convertidores de modo conmutado para motorizado y frenado regenerativo en un motor de CA.

inversor durante el frenado del motor. Este tipo de convertidor de dos cuadrantes y corriente reversible se realiza o construye por medio de dos convertidores por tiristores de frecuencia de línea en conexión espalda con espalda, del tipo que se analizó en el capítulo 6, o por medio de un convertidor de modo conmutado, como se muestra en la figura 8-2. Hay otras razones para usar un rectificador de modo conmutado (se llama rectificador porque la mayor parte del tiempo la potencia fluye desde la entrada de línea CA hacia el bus de CC) para interconectar el motor con el sistema de suministro de energía. En el capítulo 18 se analizan con detalle los rectificadores de modo conmutado, con problemas respecto de la interconexión de equipos de electrónica de potencia con el sistema de suministro de energía.

En este capítulo analizaremos inversores con salidas de CA monofásicas y trifásicas. Para ello se supondrá que la entrada a inversores de modo conmutado es una fuente de voltaje de CC, como se supuso en los diagramas de bloques de las figuras 8-1 y 8-2. Estos inversores se denominan inversores de fuente de voltaje (VSI). Los otros tipos de inversores, que hoy en día sólo se usan para motores de CA de muy alta potencia, son los inversores de fuente de corriente (CSI), donde la entrada de CC al inversor es una fuente de corriente CC. Debido a sus limitadas aplicaciones, los CSI no se analizarán en este capítulo, sino hasta los capítulos 14 y 15, sobre motores de CA.

Los VSI se subdividen en las siguientes tres categorías generales:

1. *Inversores modulados por ancho de pulsos.* En estos inversores, el voltaje de CC de entrada es esencialmente de magnitud constante, como en el circuito de la figura 8-1, donde se usa un rectificador de diodos para rectificar el voltaje de línea. Por tanto, el inversor debe controlar la magnitud y la frecuencia de los voltajes de CA de salida. Esto se logra mediante PWM de los interruptores del inversor, y por ende estos inversores se llaman inversores PWM. Hay varios métodos para modular los interruptores del inversor por ancho de pulsos a fin de formar los voltajes de CA de salida, de modo que sean lo más parecido posible a una onda sinusoidal. De estos diferentes métodos de PWM se analizará en detalle uno llamado PWM sinusoidal, y describiremos otras técnicas de PWM en una sección separada al final de este capítulo.
2. *Inversores de onda cuadrada.* En estos inversores, el voltaje de CC de entrada se controla a fin de controlar la magnitud del voltaje de CC de salida, y por tanto el inversor sólo tiene que controlar la frecuencia del voltaje de salida. El voltaje de CA de salida tiene una forma de onda parecida a una onda cuadrada, y por este motivo estos inversores se denominan inversores de onda cuadrada.
3. *Inversores monofásicos con cancelación de voltaje.* En el caso de inversores con salida monofásica es posible controlar la magnitud y la frecuencia del voltaje de salida del inversor, aunque la entrada al inversor sea un voltaje de CC constante y los interruptores del inversor no se modulen por anchura de pulsos (y por ende la forma de onda del voltaje de salida sea como una onda cuadrada). Por tanto, estos inversores combinan las características de los dos inversores anteriores. Se debe notar que la técnica de cancelación de voltaje sólo funciona en el caso de inversores monofásicos y no para trifásicos.

8-2 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS INVERSORES DE MODO CONMUTADO

En esta sección veremos los requerimientos de los inversores de modo conmutado. Para simplificar, consideraremos el inversor monofásico que se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 8-3*a*, donde el voltaje de salida del inversor es filtrado, así que se puede suponer que v_o es sinusoidal. Como el inversor

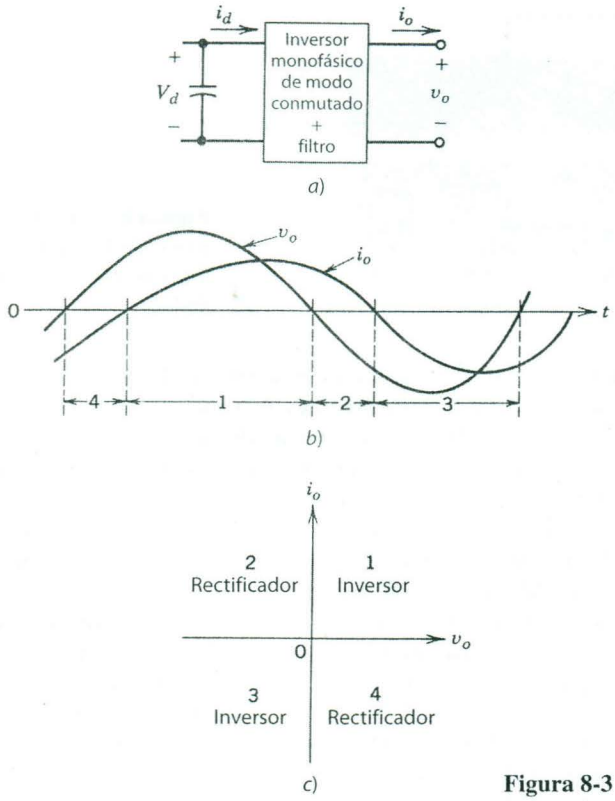


Figura 8-3 Inversor monofásico de modo conmutado.

alimenta a una carga inductiva, por ejemplo, un motor de CA, i_o se quedará atrás de v_o como se muestra en la figura 8-3*b*. Las formas de onda de salida de la figura 8-3*b* muestran que durante el intervalo 1, tanto v_o como i_o son positivos, mientras que durante el intervalo 3, tanto v_o como i_o son negativos. Por tanto, durante los intervalos 1 y 3, el flujo de potencia instantáneo p_o ($=v_o i_o$) va desde el lado de CC hacia el lado de CA, correspondiente a un modo de operación de inversor. A diferencia de esto, v_o e i_o son de signos opuestos durante los intervalos 2 y 4, y por ende p_o fluye desde el lado de CA hacia el lado de CC del inversor, correspondiente al modo de operación de rectificador. Por tanto, el inversor de modo conmutado de la figura 8-3*a* debe ser capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes del plano i_o-v_o, como se muestra en la figura 8-3*c* durante cada ciclo de la salida de CA. Un inversor de cuatro cuadrantes de este tipo se introdujo en el capítulo 7, donde se demostró que, en el convertidor de puente completo de la figura 7-27, i_o es reversible y v_o puede ser de cualquier polaridad, independiente de la dirección de i_o. Por tanto, el convertidor de puente completo de la figura 7-27 cumple con los requerimientos del inversor de modo conmutado. Sólo una de las dos patas del convertidor de puente completo, digamos, la pata o terminal *A*, se muestra en la figura 8-4. Todas las topologías de inversores de CC a CA que se describen en este capítulo se deducen del convertidor de una pata de la figura 8-4. A fin de facilitar la explicación, supondremos que, en el inversor de la figura 8-4, está disponible el punto medio "*o*" del voltaje de CC de entrada, aunque en la mayoría de los inversores no se necesita ni está disponible.

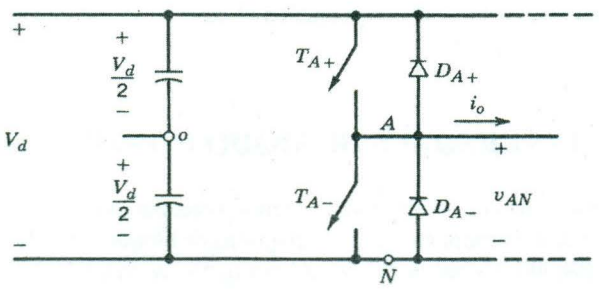


Figura 8-4 Inversor de modo conmutado de una pata.

Para entender las características del inversor de CC a CA del inversor de una pata de la figura 8-4, primero vamos a suponer que el voltaje de CC de entrada es constante y que los interruptores del inversor se modulan por pulsos a fin de formar y controlar el voltaje de salida. Más adelante veremos que la conmutación por ondas cuadradas es un caso especial del método de conmutación PWM.

8-2-1 MÉTODO DE CONMUTACIÓN MODULADO POR ANCHO DE PULSOS

En el capítulo 7 analizamos el PWM de convertidores de CC-CC de puente completo. En aquel caso, comparamos una señal de control $v_{control}$ (constante o variable poco a poco con el tiempo) con una forma de onda triangular repetitiva de frecuencia de conmutación a fin de generar las señales de conmutación. El control de las relaciones de trabajo del interruptor permitió así controlar la salida del voltaje medio de CC.

En circuitos de inversores, el PWM es un poco más complejo, pues, como ya se mencionó, nos gustaría que la salida del inversor fuese sinusoidal, con magnitud y frecuencia controlables. A fin de producir una forma de onda sinusoidal de voltaje de salida en una frecuencia deseada, se compara una señal de control sinusoidal con la frecuencia deseada con una forma de onda triangular, como se muestra en la figura 8-5*a*.

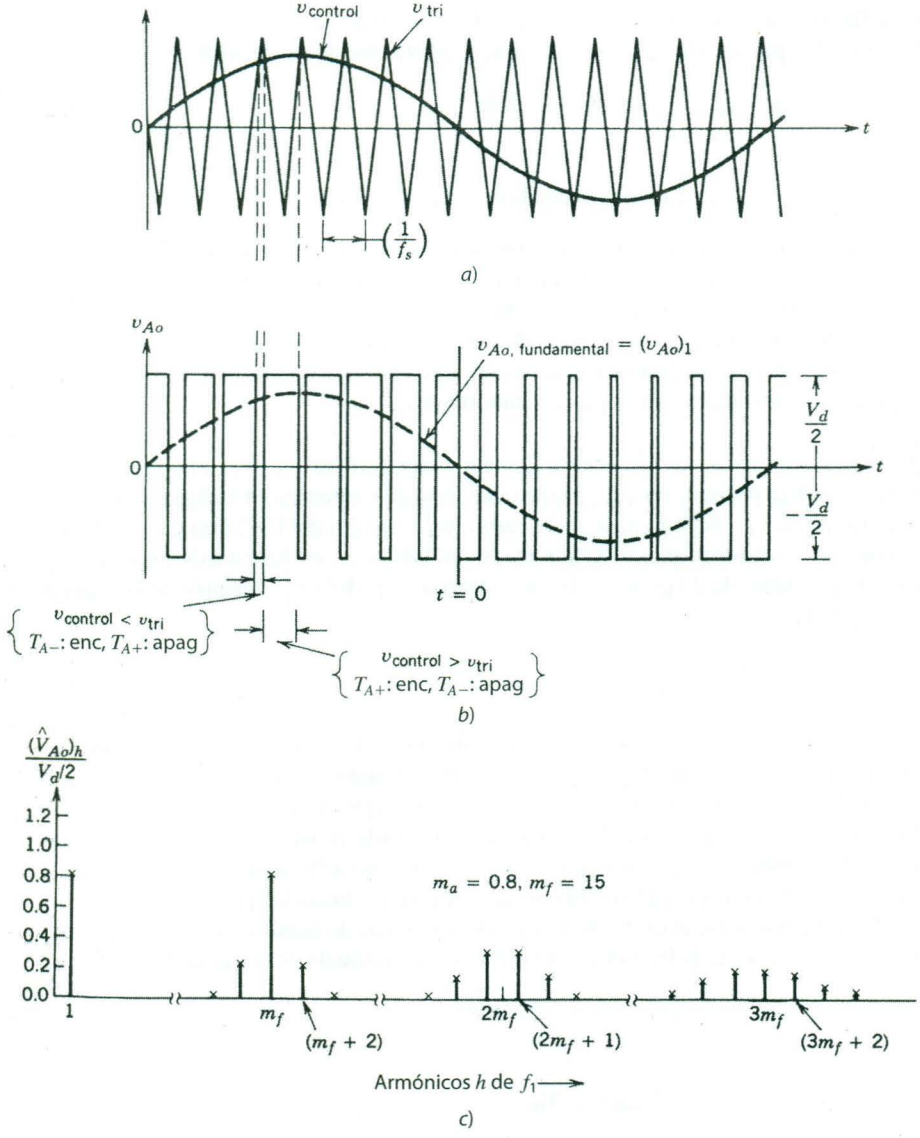


Figura 8-5 Modulación por la ancho de pulsos.

La frecuencia de la forma de onda triangular establece la frecuencia de conmutación del inversor y por lo general se mantiene constante junto con su amplitud $\hat{V}_{\text{tri}}$.

Antes de analizar el comportamiento del PWM, es necesario definir algunos términos. La forma de onda triangular v_{tri} en la figura 8-5*a* está en una frecuencia de conmutación f_s, lo que establece la frecuencia con que se conmutan los interruptores del inversor (a f_s también se le denomina frecuencia portadora). La señal de control v_{control} se usa para modular la relación de trabajo del interruptor y tiene una frecuencia f_1, que es la frecuencia fundamental deseada de la salida de voltaje del inversor (f_1 también se llama frecuencia moduladora), reconociendo que el voltaje de salida del inversor no será una onda sinusoidal perfecta y contendrá componentes de voltaje en frecuencias armónicas de f_1. La relación de modulación de amplitud m_a se define como

$$m_a = \frac{\hat{V}_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}} \tag{8-1}$$

donde $\hat{V}_{\text{control}}$ es la amplitud pico de la señal de control. La amplitud $\hat{V}_{\text{tri}}$ de la señal triangular por lo general se mantiene constante.

La relación de modulación de frecuencia m_f se define como

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{8-2}$$

En el inversor de la figura 8-4*b*, los interruptores T_{A+} y T_{A-} se controlan por la comparación entre v_{control} y v_{tri}, y el resultado es el siguiente voltaje de salida, independientemente del sentido de i_o:

$$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}, \quad T_{A+} \text{ está encendido}, \quad v_{Ao} = \tfrac{1}{2}V_d \tag{8-3}$$

o

$$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}, \quad T_{A-} \text{ está encendido}, \quad v_{Ao} = -\tfrac{1}{2}V_d$$

Como los dos interruptores nunca están apagados al mismo tiempo, el voltaje de salida v_{Ao} fluctúa entre dos valores ($\frac{1}{2}V_d$ y $-\frac{1}{2}V_d$). El voltaje v_{Ao} y su componente de frecuencia fundamental (curva de línea interrumpida) se muestran en la figura 8-5*b*, para $m_f = 15$ y $m_a = 0.8$.

El espectro armónico de v_{Ao} en las condiciones indicadas en las figuras 8-5*a* y 8-5*b* se muestra en la figura 8-5*c*, donde se trazan los voltajes armónicos normalizados $(\hat{V}_{Ao})_h/\frac{1}{2}V_d$, que tienen amplitudes significativas. Este trazado (para $m_a \leq 1.0$) muestra tres puntos importantes:

1. La amplitud pico del componente de frecuencia fundamental $(\hat{V}_{Ao})_1$ es m_a multiplicado por $\frac{1}{2}V_d$. Esto se explica cuando se considera primero un v_{control} constante, como se muestra en la figura 8-6*a*. Esto genera una forma de onda de salida v_{Ao}. Según vimos en el capítulo 7 respecto del PWM en un convertidor de CC-CC de puente completo, se observa que el voltaje medio de salida (o, en forma más específica, el voltaje de salida promediado a lo largo de un periodo de conmutación $T_s = 1/f_s$) V_{Ao} depende de la relación entre v_{control} y $\hat{V}_{\text{tri}}$ para un V_d dado:

$$V_{Ao} = \frac{v_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}\frac{V_d}{2} \quad v_{\text{control}} \leq \hat{V}_{\text{tri}} \tag{8-4}$$

Vamos a suponer (aunque no es necesario) que v_{control} varía muy poco durante un periodo de conmutación, es decir, que m_f es grande, como se muestra en la figura 8-6*b*. Por tanto, si suponemos que v_{control} es constante a lo largo de un periodo de conmutación, la ecuación 8-4 indica que el valor de "promedio instantáneo" de v_{Ao} (promediado a lo largo de un periodo de conmutación T_s) varía de un periodo de conmutación al siguiente. Este "promedio instantáneo" es el mismo que el componente de frecuencia fundamental de v_{Ao}.

El argumento que antecede muestra por qué se elige v_{control} en forma sinusoidal para proporcionar un voltaje de salida sinusoidal con menos armónicos. Supongamos que el voltaje de control varía en forma sinusoidal con la frecuencia $f_1 = \omega_1/2\pi$, que es la frecuencia deseada (o fundamental) de la salida del inversor:

$$v_{\text{control}} = \hat{V}_{\text{control}} \operatorname{sen} \omega_1 t$$

donde

$$\hat{V}_{\text{control}} \leq \hat{V}_{\text{tri}} \tag{8-5}$$

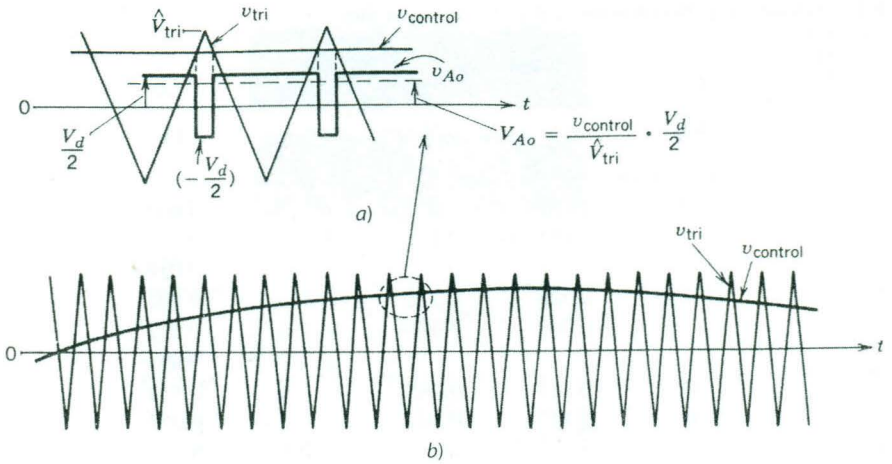


Figura 8-6 PWM sinusoidal.

Con las ecuaciones 8-4 y 8-5, así como los argumentos que anteceden, que muestran que el componente de frecuencia fundamental $(v_{Ao})_1$ varía en forma sinusoidal y en fase con $v_{control}$ como función del tiempo, tenemos

$$(v_{A_o})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \text{ sen } \omega_1 t \frac{V_d}{2}$$

$$= m_a \text{ sen } \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{para } m_a \leq 1.0 \tag{8-6}$$

Por tanto,

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \qquad m_a \leq 1.0 \tag{8-7}$$

lo que muestra que, en un PWM sinusoidal, la amplitud del componente de frecuencia fundamental del voltaje de salida varía en forma lineal con m_a (en tanto $m_a \leq 1.0$). Por tanto, el rango de m_a de 0 a 1 se llama rango lineal.

2. Los armónicos en la forma de onda del voltaje de salida del inversor aparecen como bandas laterales, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f, $2m_f$, $3m_f$, etc. Este patrón general conserva su validez para todos los valores de m_a en el rango de 0-1.

Para una relación de modulación de frecuencia $m_f \leq 9$ (lo que siempre es el caso, salvo en potencias nominales muy altas), las amplitudes armónicas son casi independientes de m_f, aunque m_f define las frecuencias en las que ocurren. En teoría, las frecuencias en las que ocurren armónicos de frecuencia se indican como

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

es decir, el orden armónico h corresponde a la banda lateral número k de j veces la relación de modulación de frecuencia m_f:

$$h = j(m_f) \pm k \tag{8-8}$$

donde la frecuencia fundamental corresponde a $h = 1$. Para valores impares de j, los armónicos existen solamente para valores pares de k. Para valores pares de j, los armónicos existen solamente para valores impares de k.

En la tabla 8-1, los armónicos normalizados $(\hat{V}_{Ao})_h/\frac{1}{2}V_d$ se tabulan como función de la relación de modulación de amplitudes m_a, suponiendo que $m_f \geq 9$. Sólo se muestran los que tienen amplitudes significativas de hasta $j = 4$ en la ecuación 8-8. Hay un análisis detallado en la referencia 6.

Tabla 8-1 Armónicos generalizados de v_{Ao} para un m_f grande.

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 Fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Nota: $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d [= (\hat{V}_{AN})_h / \frac{1}{2}V_d]$ está tabulado como función de m_a.

Será útil más adelante reconocer que en el circuito del inversor de la figura 8-4

$$v_{AN} = v_{Ao} + \tfrac{1}{2}V_d \tag{8-9}$$

Por tanto, los componentes de voltaje armónicos en v_{AN} y v_{Ao} son los mismos:

$$(\hat{V}_{AN})_h = (\hat{V}_{Ao})_h \tag{8-10}$$

La tabla 8-1 muestra que se sigue casi en forma exacta la ecuación 8-7 y que la amplitud del componente fundamental en el voltaje de salida varía en forma lineal con m_a.

3. El armónico m_f debe ser un entero impar. La elección de m_f como entero impar resulta en una simetría impar $[f(-t) = -f(t)]$ así como en una simetría de media onda $[f(t) = -f(t + \frac{1}{2}T_1)]$ con el origen de tiempo que se muestra en la figura 8-5*b*, trazado para $m_f = 15$. Por tanto, sólo los armónicos impares están presentes y los armónicos pares desaparecen de la forma de onda de v_{Ao}. Además, sólo los coeficientes de la serie sinusoidal en el análisis de Fourier son finitos; los coeficientes para la serie de coseno son cero. El espectro armónico se traza en la figura 8-5*c*.

■ ***Ejemplo 8-1*** En el circuito de la figura 8-4, $V_d = 300$ V, $m_a = 0.8$, $m_f = 39$ y la frecuencia fundamental es 47 Hz. Calcule los valores RMS del voltaje de frecuencia fundamental y algunos de los armónicos dominantes en v_{Ao} con la tabla 8-1.

Solución Según la tabla 8-1, el voltaje de RMS en cualquier valor de h se da como

$$(V_{Ao})_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_d}{2} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2}$$

$$= 106.07 \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \tag{8-11}$$

Por tanto, según la tabla 8-1, los voltajes de RMS son los siguientes:

Fundamental: $(V_{Ao})_1 = 106.07 \times 0.8 = 84.86\ V$ a 47 Hz

$(V_{Ao})_{37} = 106.07 \times 0.22 = 23.33\ V$ a 1 739 Hz

$$(V_{Ao})_{39} = 106.07 \times 0.818 = 86.76\ V \quad \text{a 1 833 Hz}$$
$$(V_{Ao})_{41} = 106.07 \times 0.22 = 23.33\ V \quad \text{a 1 927 Hz}$$
$$(V_{Ao})_{77} = 106.07 \times 0.314 = 33.31\ V \quad \text{a 3 619 Hz}$$
$$(V_{Ao})_{79} = 106.07 \times 0.314 = 33.31\ V \quad \text{a 3 713 Hz}$$

etcétera. ■

Ahora veremos la selección de la frecuencia de conmutación y la relación de modulación de frecuencia m_f. Por la relativa facilidad de filtrar voltajes armónicos a altas frecuencias, es deseable usar la frecuencia de conmutación más alta posible, con una desventaja significativa: las pérdidas por conmutación en los interruptores de inversores aumentan en forma proporcional con la frecuencia de conmutación f_s. Por tanto, en la mayoría de las aplicaciones, la frecuencia de conmutación se selecciona de manera que sea menos de 6 kHz o más de 20 kHz, a fin de estar arriba del rango audible. Si la frecuencia de conmutación óptima (según el desempeño general del sistema) resulta estar en el rango de 6 a 20 kHz, las desventajas por aumentarla a 20 kHz a menudo pesan menos que la ventaja del ruido no audible con f_s de 20 kHz o más. Por tanto, en aplicaciones del tipo de 50 o 60 Hz, como motores de CA (donde puede requerirse una frecuencia fundamental de la salida del inversor hasta de 200 Hz), la relación de modulación de frecuencia m_f puede ser 9 o incluso menos para frecuencias de conmutación de menos de 2 kHz. Por otra parte, m_f será mayor que 100 para frecuencias de conmutación mayores a 20 kHz. Las relaciones deseables entre la señal de forma de onda triangular y la señal de voltaje de control se determinan por la magnitud de m_f. En este análisis, $m_f = 21$ se trata como el límite entre grande y pequeño, aunque su selección es hasta cierto grado arbitraria. Aquí se supone que la relación de modulación de amplitud m_a es menos que 1.

8-2-1-1 m_f pequeño ($m_f \leq 21$)

1. *PWM síncrono.* Para valores pequeños de m_f, la señal de forma de onda triangular y la señal de control deben sincronizarse entre sí (PWM sincronizado), como se muestra en la figura 8-5*a*. Este PWM sincronizado requiere que m_f sea un entero. La razón para usar el PWM síncrono es que el PWM asíncrono (donde m_f no es un entero) genera subarmónicos (de la frecuencia fundamental) que son muy indeseables en la mayoría de las aplicaciones. Esto implica que la frecuencia de forma de onda triangular varía con la frecuencia deseada del inversor (por ejemplo, si la frecuencia de salida del inversor y por tanto la frecuencia de v_{control} es 65.42 Hz y $m_f = 15$, la frecuencia de la onda triangular debe ser exactamente $15 \times 65.42 = 981.3$ Hz).
2. *m_f debe ser un entero impar.* Como ya vimos, m_f debe ser un entero impar excepto en inversores monofásicos con conmutación por voltaje unipolar PWM, lo que se analizará en la sección 8-3-2-2.

8-2-1-2 m_f grande ($m_f > 21$)

Las amplitudes de subarmónicos debido a PWM asíncrono son pequeñas para valores grandes de m_f. Por tanto, con valores grandes de m_f, el PWM asíncrono se usa donde la frecuencia de la forma de onda triangular se mantiene constante, mientras que la frecuencia de v_{control} varía, lo que resulta en valores no enteros de m_f (mientras sean grandes). Sin embargo, si el inversor alimenta una carga como un motor de CA, los armónicos con una frecuencia de cero o cerca de cero, aunque de amplitud pequeña, generarán corrientes grandes que serán muy indeseables. Por este motivo se debe evitar el PWM asíncrono.

8-2-1-3 Sobremodulación ($m_a > 1.0$)

En el análisis anterior se supuso que $m_a \leq 1.0$, correspondiente a un PWM sinusoidal en el rango lineal. Por tanto, la amplitud del voltaje de frecuencia fundamental varía en forma lineal con m_a, como se dedujo en la ecuación 8-7. En este rango de $m_a \leq 1.0$, PWM empuja los armónicos a un rango de frecuencia alta alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. A pesar de esta característica deseable de un PWM sinusoidal en el rango lineal, una desventaja es que la máxima amplitud disponible del componente de frecuencia fundamental no es tan alta como deseamos. Esto es una consecuencia natural de las muescas en la forma de onda del voltaje de salida de la figura 8-5*b*.

A fin de aumentar aún más la amplitud del componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida, se incrementa a m_a más de 1.0, lo que genera una *sobremodulación*. La sobremodulación causa que

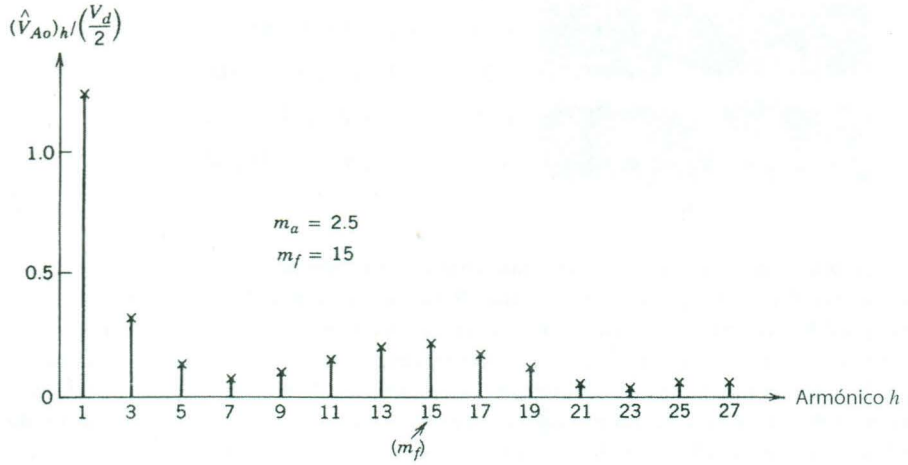


Figura 8-7 Armónicos debidos a sobremodulación; trazados para $m_a = 2.5$ y $m_f = 15$.

el voltaje de salida contenga muchos armónicos más en las bandas laterales en comparación con el rango lineal (con $m_a \leq 1.0$), como se muestra en la figura 8-7. Los armónicos con amplitudes dominantes en el rango lineal tal vez no sean dominantes durante la sobremodulación. Lo más importante es que, con la sobremodulación, la amplitud del componente de frecuencia fundamental no varía en forma lineal con la relación de modulación de amplitud m_a. La figura 8-8 muestra la amplitud de pico normalizada del componente de frecuencia fundamental $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ como función de la relación de modulación de amplitud m_a. Incluso con valores razonablemente grandes de m_f, $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ depende de m_f en la región de sobremodulación. Esto es contrario al rango lineal ($ma \leq 1.0$) donde $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ varía en forma lineal con m_a, casi independientemente de m_f (siempre que $m_f > 9$).

En caso de sobremodulación, sin tener en cuenta el valor de m_f, se recomienda una operación de PWM síncrono para cumplir los requerimientos indicados para un valor pequeño de m_f.

Como veremos en el capítulo 11, se evita la región de sobremodulación en fuentes de alimentación no interrumpibles debido a un requerimiento riguroso de minimizar la distorsión en el voltaje de salida. En los motores de inducción que se describirán en el capítulo 14, normalmente se usa la sobremodulación.

Para valores lo bastante grandes de m_a, la forma de onda del voltaje del inversor degenera desde una forma de onda modulada por el modo conmutado hasta una onda cuadrada. Esto se verá detalladamente en

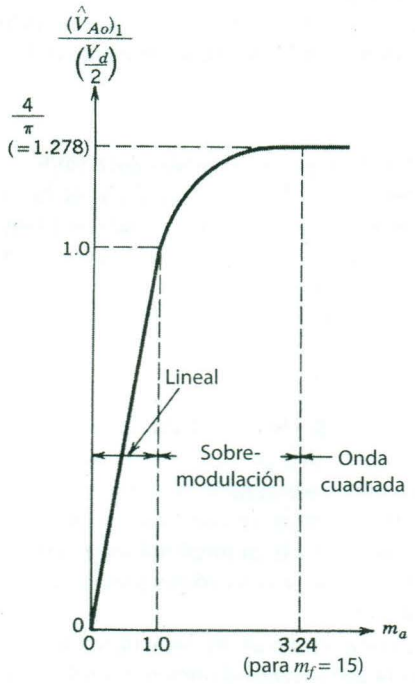


Figura 8-8 Control del voltaje mediante variación de m_a.

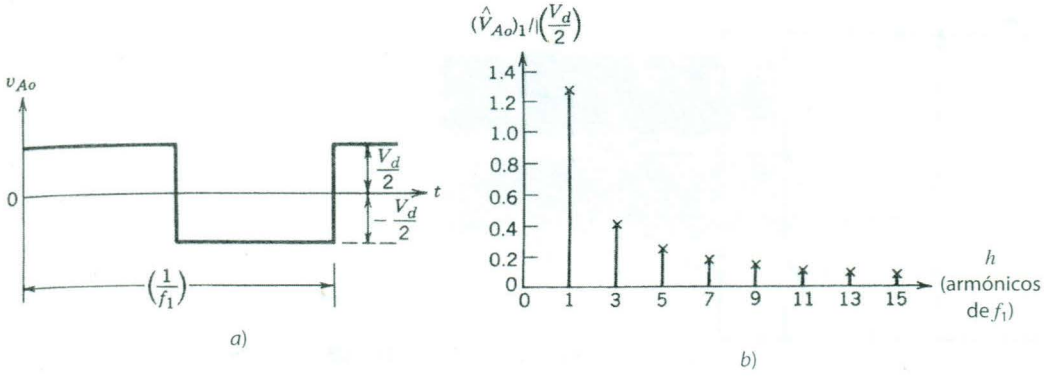


Figura 8-9 Conmutación por ondas cuadradas.

la siguiente sección. A partir de la figura 8-8 y el análisis de la conmutación por ondas cuadradas de la siguiente sección, se concluye que en la región de sobremodulación con $m_a > 1$.

$$\frac{V_d}{2} < (\hat{V}_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi}\frac{V_d}{2} \tag{8-12}$$

8-2-2 MÉTODO DE CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS

En el método de conmutación por ondas cuadradas, cada interruptor de la pata o terminal del inversor de la figura 8-4 está encendido para un semiciclo (180°) de la frecuencia de salida deseada. Esto genera una forma de onda del voltaje de salida como la de la figura 8-9*a*. Según el análisis de Fourier, los valores pico de los componentes de la frecuencia fundamental y los componentes armónicos en la forma de onda de la salida del inversor se obtienen para una entrada dada V_d como

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi}\frac{V_d}{2} = 1.273\left(\frac{V_d}{2}\right) \tag{8-13}$$

y

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{h} \tag{8-14}$$

donde el orden armónico h sólo acepta valores impares, como se muestra en la figura 8-9*b*. Se debe notar que la conmutación por onda cuadrada también es un caso especial de la conmutación por PWM sinusoidal, cuando m_a se vuelve tan grande que la forma de onda del voltaje de control se cruza con la forma de onda triangular en la figura 8-5*a* sólo en el cruce cero de v_{control}. Por tanto, el voltaje de salida es independiente de m_a en la región de ondas cuadradas, como se muestra en la figura 8-8.

Una ventaja de la operación de ondas cuadradas es que cada interruptor del inversor cambia su estado sólo dos veces por ciclo, lo cual es importante en niveles de potencia muy alta, donde los interruptores de estado sólido por lo general tienen velocidades de encendido y apagado más lentas. Una grave desventaja de la conmutación por ondas cuadradas es que el inversor no es capaz de regular la magnitud del voltaje de salida. Así, se debe ajustar el voltaje de entrada de CC V_d hacia el inversor a fin de controlar la magnitud del voltaje de salida del inversor.

8-3 INVERSORES MONOFÁSICOS

8-3-1 INVERSORES DE MEDIO PUENTE (MONOFÁSICO)

La figura 8-10 muestra el inversor de medio puente. Aquí, dos condensadores iguales se conectan en serie a través de la entrada de CC, y su unión está en potencial medio, con un voltaje de $\frac{1}{2}V_d$ a través de cada condensador. Se deben usar capacitancias lo bastante grandes para que sea razonable suponer que el potencial en el punto o permanezca esencialmente constante respecto del bus de CC negativo N. Por tanto, esta configuración de circuito es idéntica al inversor básico de una pata o terminal que vimos ya detalladamente, y $v_o = v_{Ao}$.

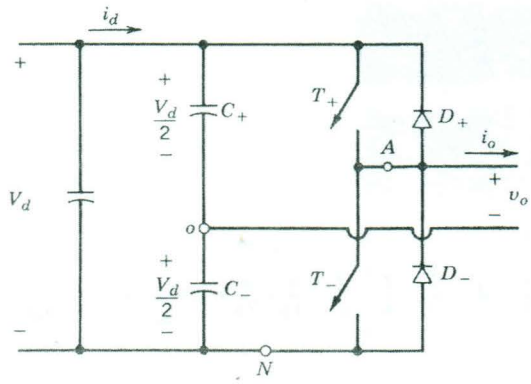


Figura 8-10 Inversor de medio puente.

Si suponemos una conmutación de PWM, nos percatamos de que la forma de onda del voltaje de salida será exactamente como en la figura 8-5*b*. Se debe notar que, sin tomar en cuenta los estados de los interruptores, la corriente entre los dos condensadores C_+ y C_- (con valores iguales y muy grandes) se divide en partes iguales. Cuando T_+ está encendido, T_+ o D_+ conducen según el sentido de la corriente de salida, e i_o se divide en partes iguales entre los dos condensadores o capacitores. De igual manera, cuando el interruptor T_- está en su estado activo, T_- o D_- conducen según el sentido de i_o, e i_o se divide en partes iguales entre los dos condensadores. Por tanto, los condensadores C_+ y C_- están "efectivamente" conectados en paralelo en la ruta de i_o. Esto también explica por qué la unión o en la figura 8-10 permanece en potencial medio.

Como i_o debe fluir a través de la combinación paralela de C_+ y C_-, i_o en estado permanente no puede tener un componente de CC. Por tanto, estos condensadores actúan como condensadores o capacitores de bloqueo de CC, lo que elimina el problema de saturación del transformador desde el lado primario, si se usa un transformador en la salida para proporcionar aislamiento eléctrico. Como la corriente en el devanado primario de uno de estos transformadores no se forzaría a cero en cada conmutación, la energía de inductancia por dispersión del transformador no constituye ningún problema para los interruptores.

En un inversor de medio puente, los voltajes y corrientes nominales de pico de los interruptores son los siguientes:

$$V_T = V_d \tag{8-15}$$

e

$$I_T = i_{o,\text{pico}} \tag{8-16}$$

8-3-2 INVERSORES DE PUENTE COMPLETO (MONOFÁSICO)

La figura 8-11 muestra un inversor de puente completo. Este inversor consiste en dos inversores de una pata o terminal del tipo que analizamos en la sección 8-2, y se prefiere ante otros arreglos en potencias nominales más altas. Con el mismo voltaje de CC de entrada, el voltaje máximo de salida del inversor de puente

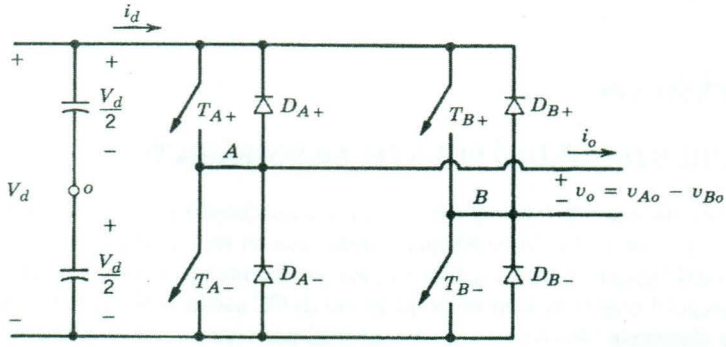


Figura 8-11 Inversor monofásico de puente completo.

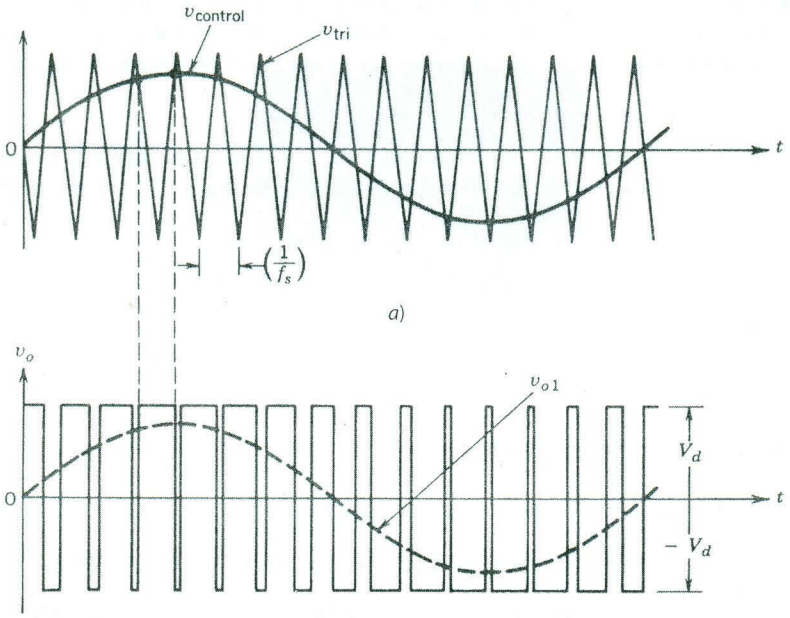


Figura 8-12 PWM con conmutación por voltaje bipolar.

completo es el doble del inversor de medio puente. Esto implica que, para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de los interruptores conforman la mitad de las corrientes de un inversor de medio puente. En niveles de potencia más alta, esto es una clara ventaja, pues requiere menos conexiones paralelas de dispositivos.

8-3-2-1 PWM con conmutación por voltaje bipolar

Vimos este método de PWM respecto de los convertidores de CC-CC de puente completo en el capítulo 7. Aquí, los interruptores diagonalmente opuestos (T_{A+}, T_{B-}) y (T_{A-}, T_{B+}) de las dos patas o terminales en la figura 8-11 se conmutan como pares de interruptores 1 y 2, respectivamente. En este tipo de conmutación de PWM, la forma de onda de voltaje de salida de la pata A es idéntica a la salida del inversor básico de una pata en la sección 8-2, que se determina de la misma manera por medio de la comparación entre $v_{control}$ y v_{tri} en la figura 8-12*a*. La salida de la pata B del inversor es negativa de la salida de la pata A: por ejemplo, cuando T_{A+} está encendido y v_{Ao} es igual a $+\frac{1}{2}V_d$, T_{B-} también está encendido y $v_{Bo} = -\frac{1}{2}V_d$. Por tanto,

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \tag{8-17}$$

y

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \tag{8-18}$$

La forma de onda v_o se muestra en la figura 8-12*b*. El análisis que se realizó en la sección 8-2 para el inversor básico de una pata o terminal es válido por completo para este tipo de conmutación PWM. Por tanto, el pico del componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida ($\hat{V}_{o1}$) se obtiene de las ecuaciones 8-7, 8-12 y 8-18 como

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \tag{8-19}$$

y

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi}V_d \quad (m_a > 1.0) \tag{8-20}$$

En la figura 8-12*b* observamos que el voltaje de salida v_o conmuta entre los niveles de voltaje $-V_d$ y $+V_d$. Por esta razón, este tipo de conmutación se llama PWM con conmutación por voltaje bipolar. Las amplitudes de los armónicos en el voltaje de salida se obtienen con la tabla 8-1, como se ilustra en el siguiente ejemplo.

■ ***Ejemplo 8-2*** En el circuito del inversor de puente completo de la figura 8-11, $V_d = 300$ V, $m_a = 0.8$, $m_f = 39$ y la frecuencia fundamental es 47 Hz. Calcule los valores rms del voltaje de frecuencia fundamental y algunos armónicos dominantes en el voltaje de salida v_o si se usa el método de conmutación PWM de voltaje bipolar.

Solución Según la ecuación 8-18, los armónicos en v_o se obtienen mediante la multiplicación de los armónicos en la tabla 8-1 por un factor de 2. Por tanto, según la ecuación 8-11, el voltaje rms en cualquier armónico h se da como

$$(V_o)_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2 \cdot \frac{V_d}{2} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} = \frac{V_d}{\sqrt{2}} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2}$$

$$= 212.13 \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \tag{8-21}$$

Por tanto, los voltajes rms son los siguientes:

Fundamental: $V_{o1} = 212.13 \times 0.8 = 169.7\ V$ en 47 Hz

$(V_o)_{37} = 212.13 \times 0.22 = 46.67\ V$ en 1 739 Hz

$(V_o)_{39} = 212.13 \times 0.818 = 173.52\ V$ en 1 833 Hz

$(V_o)_{41} = 212.13 \times 0.22 = 46.67\ V$ en 1 927 Hz

$(V_o)_{77} = 212.13 \times 0.314 = 66.60\ V$ en 3 619 Hz

$(V_o)_{79} = 212.13 \times 0.314 = 66.60\ V$ en 3 713 Hz

etcétera. ■

Corriente i_d del lado de CC. Es ilustrativo fijarse en la corriente i_d del lado de CC en el método de conmutación PWM por voltaje bipolar.

Por simplificación, se usarán filtros ficticios *L-C* de altas frecuencias en el lado de CC y en el lado de CA, como se muestra en la figura 8-13. Supondremos que la frecuencia de conmutación es muy alta, acercándose al infinito. Por tanto, a fin de filtrar los componentes de frecuencia alta de conmutación en v_o e i_d, los componentes de filtrado L y C requeridos en los filtros tanto del lado de CA como del lado de CC se acercan a cero. Esto implica que la energía acumulada en los filtros es insignificante. Como el propio convertidor no tiene elementos de almacenamiento de energía, la entrada de potencia instantánea debe ser igual a la salida de potencia instantánea.

Con estas suposiciones, v_o en la figura 8-13 es una onda sinusoidal pura en la frecuencia fundamental de salida ω_1,

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2} V_o \text{sen}\ \omega_1 t \tag{8-22}$$

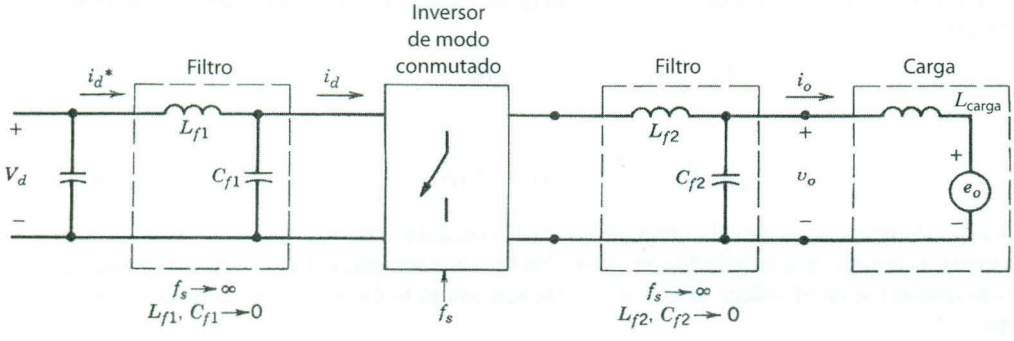


Figura 8-13 Inversor con filtros "ficticios".

Si la carga es como en la figura 8-13, donde e_o es una onda sinusoidal en la frecuencia ω_1, la corriente de salida también sería sinusoidal y se quedaría atrás de v_o para una carga inductiva, por ejemplo, un motor de CA:

$$i_o = \sqrt{2} I_o \text{sen}(\omega_1 t - \phi) \tag{8-23}$$

donde ϕ es el ángulo por el cual i_o se queda atrás de v_o.

En el lado de CC, el filtro *L-C* filtra los componentes de frecuencias altas de conmutación en i_d, e i_d^* sólo consistiría en los componentes de frecuencia baja y de CC.

Si suponemos que no hay energía acumulada en los filtros,

$$V_d i_d^*(t) = v_o(t) i_o(t) = \sqrt{2} V_o \text{sen}\, \omega_1 t \sqrt{2} I_o \text{sen}(\omega_1 t - \phi) \tag{8-24}$$

Por tanto,

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \phi) = I_d + i_{d2} \tag{8-25}$$

$$= I_d - \sqrt{2} I_d \cos(2\omega_1 t - \phi) \tag{8-26}$$

donde

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi \tag{8-27}$$

e

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_o}{V_d} \tag{8-28}$$

La ecuación 8-26 para i_d^* muestra que consiste en un componente de CC I_d, responsable de la transferencia de potencia desde V_d en el lado de CC del inversor hasta el lado de CA. Además, i_d^* contiene un componente sinusoidal al doble de la frecuencia fundamental. La corriente de entrada del inversor i_d consiste en i_d^* y los componentes de frecuencia alta debido a las conmutaciones del inversor, como se muestra en la figura 8-14.

En sistemas prácticos, la suposición previa de un voltaje de CC constante como entrada al inversor no es completamente válida. Por lo general, este voltaje CC se obtiene mediante la rectificación de un voltaje CA de la línea del sistema de suministro de energía. Se usa un condensador grande entre las terminales de salida del rectificador a fin de filtrar el voltaje CC. La ondulación en el voltaje del condensador, que también es el voltaje CC de entrada al inversor, se debe a dos razones: 1) la rectificación del voltaje de línea para producir CC no produce una CC pura, como se analizó en los capítulos 5 y 6 cuando se trató de los

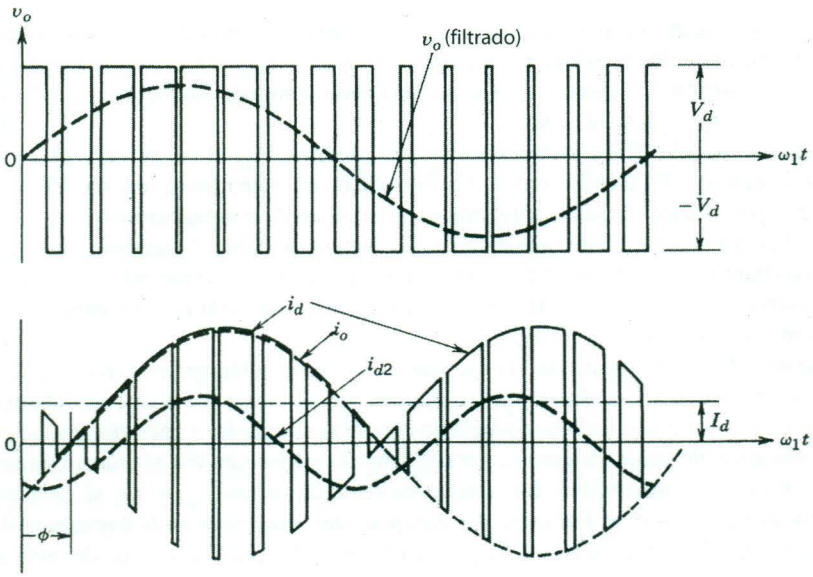


Figura 8-14 Corriente del lado de CC en un inversor monofásico con conmutación PWM por voltaje bipolar.

rectificadores de frecuencia de línea; 2) como ya vimos en la ecuación 8-26, la corriente consumida por un inversor monofásico del lado de CC no es una CC constante, sino tiene un segundo componente armónico (de la frecuencia fundamental en la salida del inversor) además de los componentes de conmutación de frecuencia alta. El segundo componente armónico de la corriente produce una ondulación en el voltaje del condensador, aunque la ondulación de voltaje debido a las frecuencias altas de conmutación es en esencia insignificante.

8-3-2-2 PWM con conmutación por voltaje unipolar

En la conmutación PWM por voltaje unipolar, los interruptores en las dos patas del inversor de puente completo de la figura 8-11 no se conmutan en forma simultánea, como en el método PWM anterior. Aquí, las patas o terminales A y B del inversor de puente completo están controladas por separado mediante la comparación entre v_{tri} con $v_{control}$ y $-v_{control}$, respectivamente. Como se muestra en la figura 8-15*a*, la comparación de $v_{control}$ con la forma de onda triangular genera las siguientes señales lógicas para controlar los interruptores en la pata A:

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri}: &\quad T_{A+} \text{ encendido} \quad \text{y} \quad v_{AN} = V_d \\ v_{control} < v_{tri}: &\quad T_{A-} \text{ encendido} \quad \text{y} \quad v_{AN} = 0 \end{aligned} \tag{8-29}$$

El voltaje de salida de la pata A del inversor respecto del bus N de CC negativa se muestra en la figura 8-15*b*. Para controlar los interruptores de la pata B, $-v_{control}$ se compara con la misma forma de onda triangular, lo cual nos da lo siguiente:

$$\begin{aligned} (-v_{control}) > v_{tri}: &\quad T_{B+} \text{ encendido} \quad \text{y} \quad v_{BN} = V_d \\ (-v_{control}) < v_{tri}: &\quad T_{B-} \text{ encendido} \quad \text{y} \quad v_{BN} = 0 \end{aligned} \tag{8-30}$$

Debido a los diodos de realimentación en conexión antiparalelo con los interruptores, los voltajes precedentes dados por las ecuaciones 8-29 y 8-30 son independientes del sentido de la corriente de salida i_o.

Las formas de onda de la figura 8-15 muestran que existen cuatro combinaciones de estados activos de interruptores y los siguientes niveles de voltaje:

$$\begin{aligned} &1.\ T_{A+},\ T_{B-} \text{ enc: } v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = V_d \\ &2.\ T_{A-},\ T_{B+} \text{ enc: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = -V_d \\ &3.\ T_{A+},\ T_{B+} \text{ enc: } v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = 0 \\ &4.\ T_{A-},\ T_{B-} \text{ enc: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = 0 \end{aligned} \tag{8-31}$$

Observamos que, cuando ambos interruptores superiores están encendidos, el voltaje de salida es cero. La corriente de salida circula en un lazo a través de T_{A+} y D_{B+}, o D_{A+} y T_{B+}, según el sentido de i_o. Durante este intervalo, la corriente de entrada i_d es cero. Una condición parecida ocurre cuando ambos interruptores inferiores T_{A-} y T_{B-} están encendidos.

En este tipo de método PWM, cuando ocurre una conmutación, el voltaje de salida cambia entre los niveles de voltaje cero y $+V_d$, o entre cero y $-V_d$. Por esta razón, este tipo de método PWM se llama PWM con conmutación por voltaje unipolar, a diferencia del método de conmutación PWM por voltaje bipolar (entre $+V_d$ y $-V_d$), ya descrito. Este método tiene la ventaja de doblar "efectivamente" la frecuencia de conmutación en cuanto a los armónicos de salida, en comparación con el método de conmutación por voltaje bipolar. Además, los saltos de voltaje en el voltaje de salida en cada conmutación se reducen a V_d, en comparación con $2V_d$ en el método anterior.

La ventaja de doblar "efectivamente" la frecuencia de conmutación aparece en el espectro armónico de la forma de onda de voltaje de salida, donde los armónicos más bajos (en el circuito idealizado) aparecen como bandas laterales del doble de la frecuencia de conmutación. Es fácil entender esto si elegimos que la relación de modulación de frecuencia m_f sea par (m_f debe ser impar para PWM con conmutación por voltaje bipolar) en un inversor monofásico. Las formas de onda de voltaje v_{AN} y v_{BN} se desplazan 180° de la frecuencia fundamental f_1 entre sí. Por tanto, los componentes armónicos en la frecuencia de conmutación en v_{AN} y v_{BN} tienen la misma fase ($\phi V_{AN} - \phi V_{BN} = 180° \cdot m_f = 0°$, pues las formas de onda están desplaza-

das 180° y se supone que m_f es par). Esto produce la cancelación de los componentes armónicos en la frecuencia de conmutación en el voltaje de salida $v_o = v_{AN} - v_{BN}$. Además, desaparecen las bandas laterales de los armónicos de frecuencia de conmutación. En forma parecida, se cancela el otro armónico dominante al doble de la frecuencia de conmutación, pero no sus bandas laterales. Aquí también

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \qquad (m_a \leq 1.0) \tag{8-32}$$

y

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \qquad (m_a > 1.0) \tag{8-33}$$

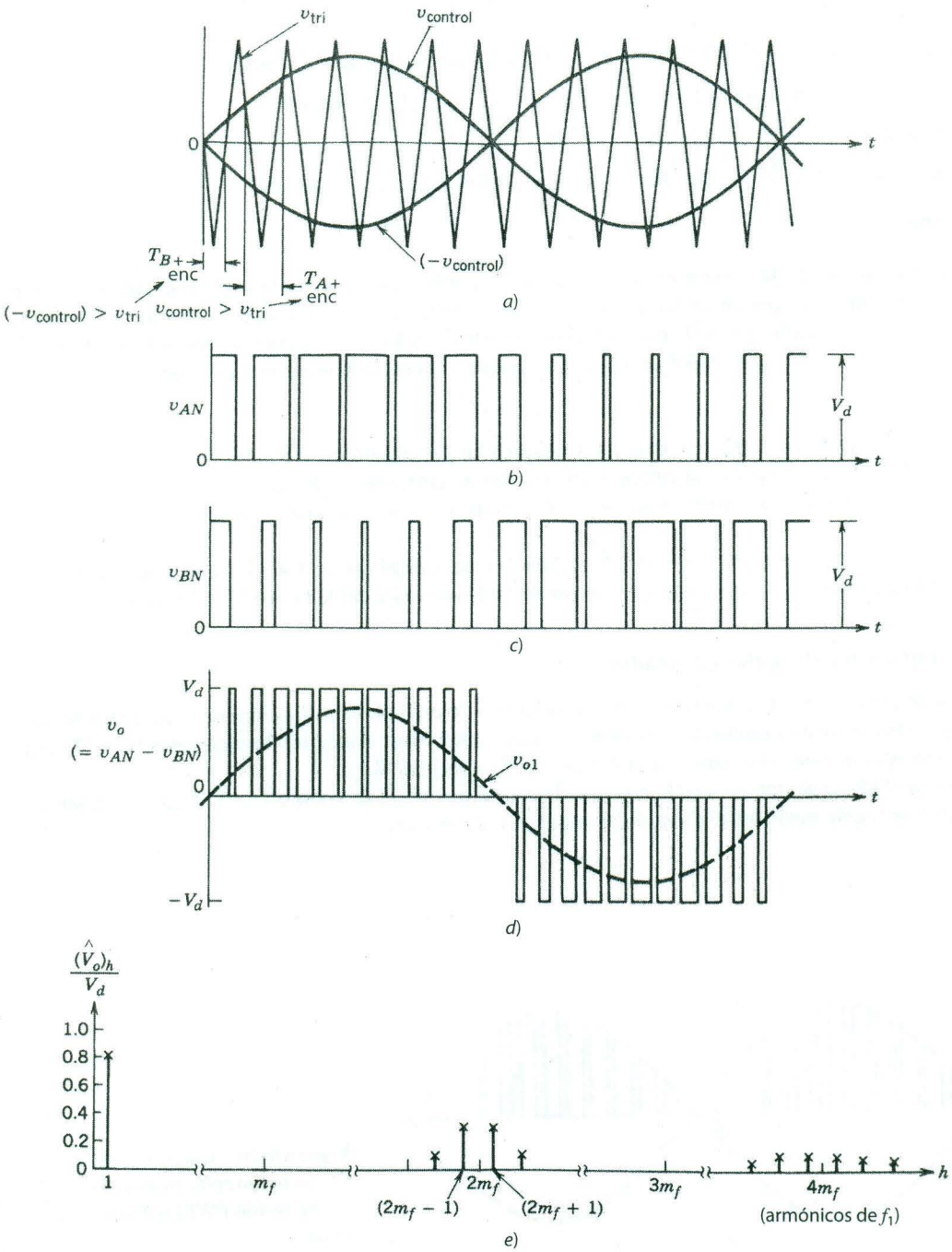


Figura 8-15 PWM con conmutación por voltaje unipolar (monofásico).

■ ***Ejemplo 8-3*** En el ejemplo 8-2, suponga que se usa un PWM con el método de conmutación por voltaje unipolar, con $m_f = 38$. Calcule los valores rms del voltaje de frecuencia fundamental y algunos armónicos dominantes en el voltaje de salida.

Solución Conforme al análisis de la conmutación por voltaje unipolar, el orden armónico h se escribe como

$$h = j(2m_f) \pm k \tag{8-34}$$

donde los armónicos existen como bandas laterales alrededor de $2m_f$ y los múltiplos de $2m_f$. Como h es impar, k en la ecuación 8-34 alcanza sólo valores impares. Según el ejemplo 8-2,

$$(V_o)_h = 212.13\frac{(V_{Ao})_h}{V_d/2} \tag{8-35}$$

Con la ecuación 8-35 y la tabla 8-1, nos damos cuenta de que los voltajes rms son los siguientes:

En fundamental o 47 Hz: $V_{o1} = 0.8 \times 212.13 = 169.7\ V$

En $h = 2m_f - 1 = 75$ o 3 525 *Hz*: $(V_o)_{75} = 0.314 \times 212.13 = 60.60\ V$

En $h = 2m_f + 1 = 77$ o 3 619 *Hz*: $(V_o)_{77} = 0.314 \times 212.13 = 60.60\ V$

etcétera.

La comparación de la conmutación por voltaje unipolar con la conmutación por voltaje bipolar del ejemplo 8-2 muestra que en ambos casos los voltajes de frecuencia fundamental son los mismos para una misma m_a. Sin embargo, en la conmutación por voltaje unipolar, desaparecen los voltajes de armónicos dominantes centrados alrededor de m_f, lo que genera un contenido armónico considerablemente más bajo. ■

Corriente i_d del lado de CC. En condiciones similares a las del circuito de la figura 8-13 para el PWM con conmutación por voltaje bipolar, la figura 8-16 muestra la corriente i_d del lado de CC para el método de conmutación por voltaje unipolar, donde $m_f = 14$ (en lugar de $m_f = 15$ para la conmutación por voltaje bipolar).

Cuando se comparan las figuras 8-14 y 8-16, queda claro que el uso de PWM con la conmutación por voltaje unipolar produce una ondulación más pequeña en la corriente del lado de CC del inversor.

8-3-2-3 Operación de ondas cuadradas

El inversor de puente completo también trabaja en el modo de ondas cuadradas. Ambos tipos de PWM que vimos degeneran al mismo modo de operación de ondas cuadradas, donde los interruptores (T_{A+}, T_{B-}) y (T_{B+}, T_{A-}) se operan como dos pares con una relación de trabajo de 0.5.

Como en el modo de operación de ondas cuadradas, la magnitud de voltaje de salida que se presenta a continuación se regula mediante el control del voltaje CC de entrada:

$$\hat{V}_{o1} = \frac{4}{\pi}V_d \tag{8-36}$$

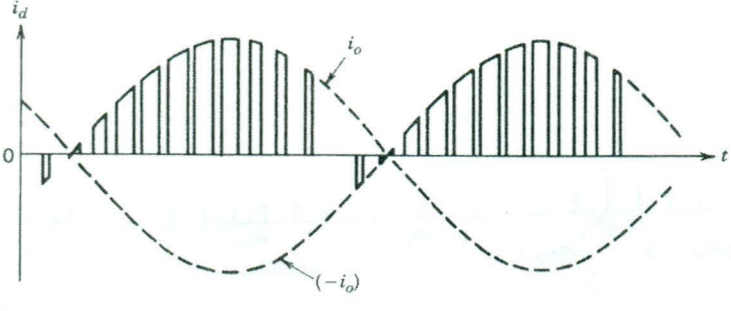


Figura 8-16 Corriente del lado CC en un inversor monofásico con conmutación PWM por voltaje unipolar.

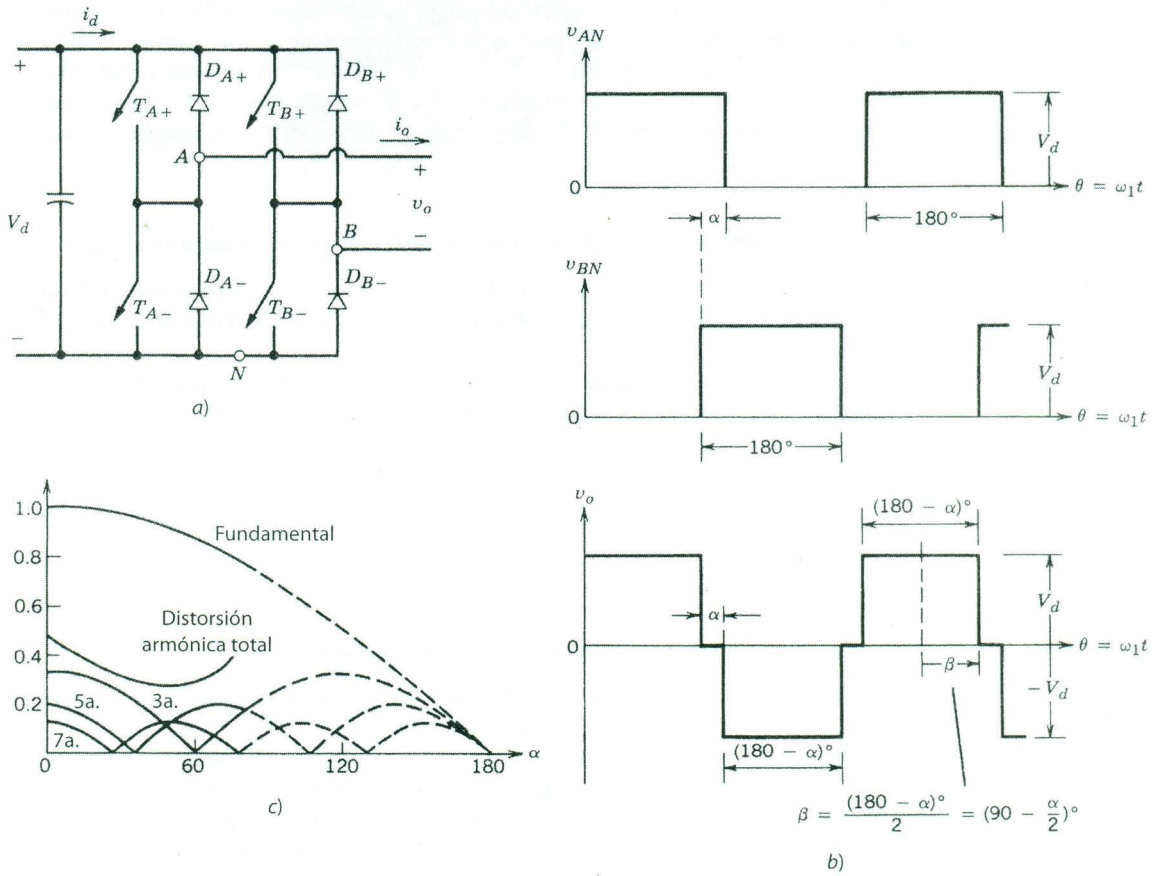


Figura 8-17 Control de un inversor monofásico de puente completo mediante la cancelación de voltaje: *a*) circuito de potencia; *b*) formas de onda; *c*) salida de voltaje normalizado fundamental y armónico y distorsión armónica total como función de α.

8-3-2-4 Control de salida mediante la cancelación de voltajes

Este tipo de control es factible sólo en un circuito de inversor monofásico de puente completo. Se basa en la combinación de conmutación por ondas cuadradas y PWM con conmutación por voltaje unipolar. En el circuito de la figura 8-17*a*, los interruptores en las dos patas del inversor se controlan por separado (parecido al PWM con conmutación por voltaje unipolar). Pero todos los interruptores tienen una relación de trabajo de 0.5, parecida a un control de ondas cuadradas. Esto genera las formas de onda para v_{AN} y v_{BN} que se muestran en la figura 8-17*b*, donde se puede controlar el ángulo de traslape de la forma de onda α. Durante este intervalo de traslape, el voltaje de salida es cero como consecuencia de que ambos interruptores superiores o ambos interruptores inferiores estén encendidos. Con $\alpha = 0$, la forma de onda de salida es parecida a un inversor de ondas cuadradas con la máxima magnitud de salida fundamental posible.

Es más fácil deducir los componentes de frecuencia fundamental y armónica del voltaje de salida en términos de $\beta = 90^\circ - \frac{1}{2}\alpha$, como se muestra en la figura 8-17*b*:

$$(\hat{V}_o)_h = \frac{2}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_o \cos(h\theta)\, d\theta$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\theta)\, d\theta$$

$$\therefore (\hat{V}_o)_h = \frac{4}{\pi h} V_d \text{ sen } (h\beta) \tag{8-37}$$

donde $\beta = 90^\circ - \frac{1}{2}\alpha$ y h es un entero impar.

La figura 8-17*c* muestra la variación tanto en el componente de frecuencia fundamental como en los voltajes armónicos como función de α. Éstos se normalizan respecto del componente de frecuencia fundamental para la operación de ondas cuadradas ($\alpha = 0$). La distorsión armónica total, que es la relación entre el valor rms de la distorsión armónica y el valor rms del componente de frecuencia fundamental, también se traza como función de α. Debido a la distorsión grande, las curvas se muestran como líneas interrumpidas para valores grandes de α.

8-3-2-5 Utilización de interruptores en inversores de puente completo

De modo parecido a un inversor de medio puente, si se utiliza un transformador en la salida de un inversor de puente completo, la inductancia de dispersión del transformador no presenta ningún problema para los interruptores.

Independientemente del tipo de control y el método de conmutación que se use, los voltajes y corrientes nominales de pico que se requieren en un inversor de puente completo son los siguientes:

$$V_T = V_d \tag{8-38}$$

e

$$I_T = i_{o,\text{pico}} \tag{8-39}$$

8-3-2-6 Ondulación en la salida del inversor monofásico

La *ondulación* en una forma de onda repetitiva se refiere a la diferencia entre los valores instantáneos de la forma de onda y su componente de frecuencia fundamental.

La figura 8-18*a* muestra un inversor monofásico de modo conmutado. Se supone que alimenta una carga de un motor de inducción que se muestra por medio de un circuito equivalente simplificado con una fuerza electromotriz (emf) e_o. Como $e_o(t)$ es sinusoidal, sólo los componentes sinusoidales (de frecuencia fundamental) de voltaje y corriente de salida del inversor son responsables de la transferencia de potencia real a la carga.

Separamos los componentes de frecuencia fundamental y ondulación en v_o e i_o mediante la aplicación del principio de superposición al circuito lineal de la figura 8-18*a*. Sea $v_o = v_{o1} + v_{\text{ondulación}}$ e $i_o = i_{o1} + i_{\text{ondulación}}$. Las figuras 8-18*b* y *c* muestran los circuitos con la frecuencia fundamental y con la frecuencia de ondulación, respectivamente, donde el componente de frecuencia de ondulación consiste en subcomponentes con varias frecuencias armónicas.

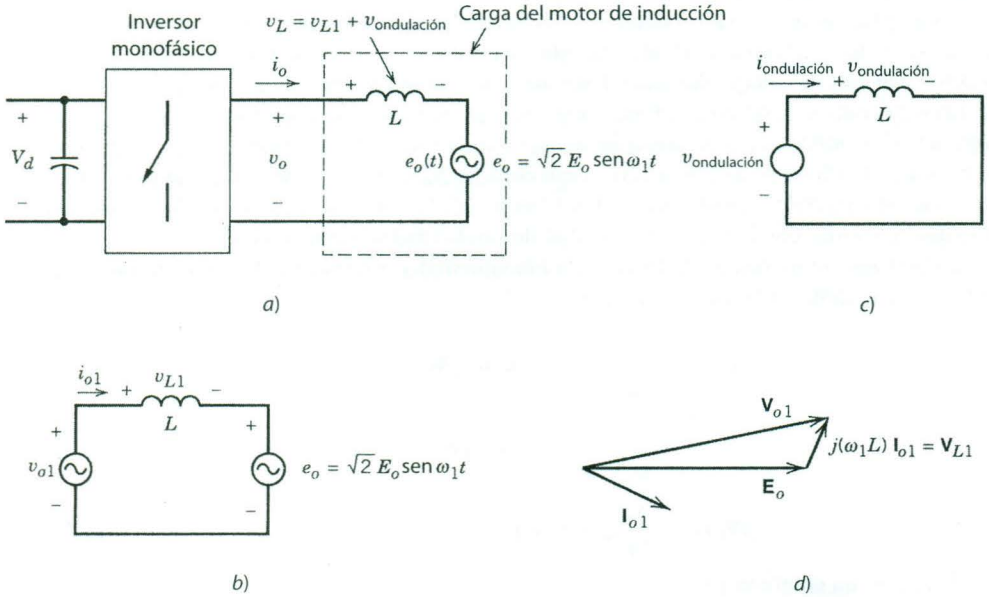


Figura 8-18 Inversor monofásico: *a*) circuito; *b*) componentes de frecuencia fundamental; *c*) componentes de frecuencia de ondulación o rizo; *d*) diagrama fasorial de frecuencia fundamental.

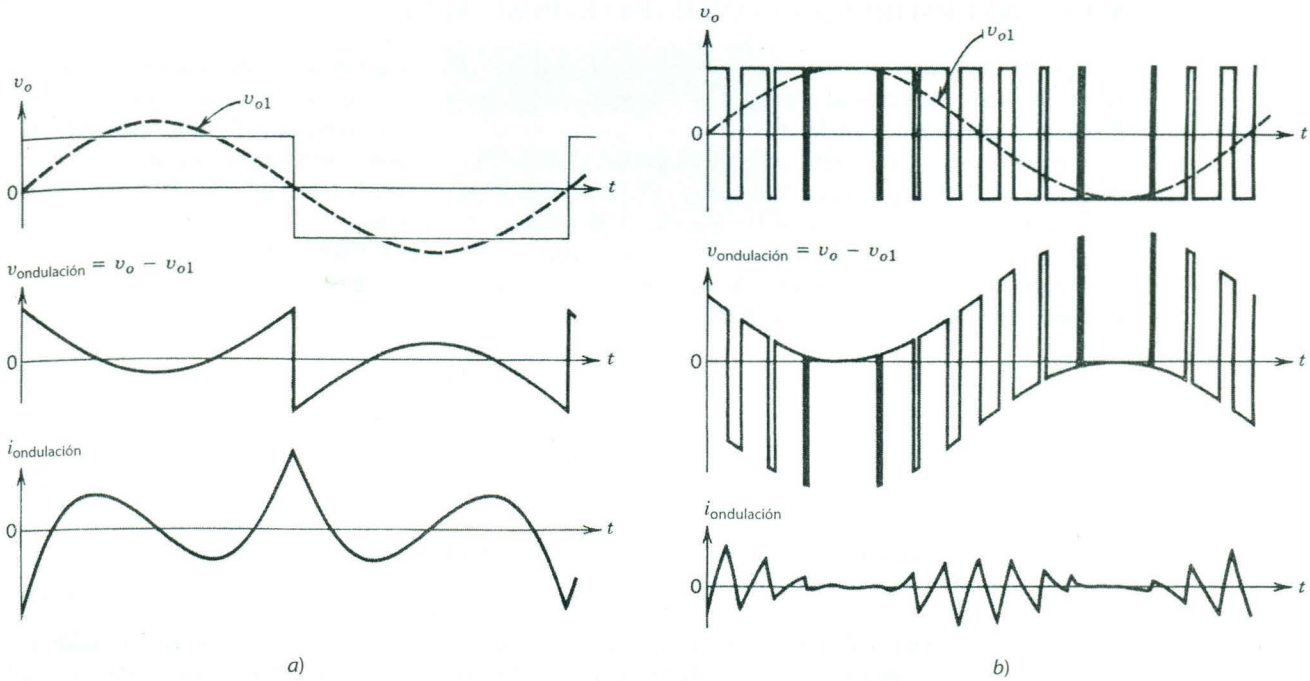


Figura 8-19 Ondulación o rizo en la salida del inversor: *a*) conmutación de ondas cuadradas; *b*) conmutación PWM por voltaje bipolar.

Por tanto, en forma fasorial (con los componentes de frecuencia fundamental designados por el subíndice 1), como se muestra en la figura 8-18*d*,

$$\mathbf{V}_{o1} = \mathbf{E}_o + \mathbf{V}_{L1} = \mathbf{E}_o + j\omega_1 L\mathbf{I}_{o1} \tag{8-40}$$

Como el principio de la superposición es válido aquí, toda la ondulación en v_o aparece a través de L, donde

$$v_{\text{ondulación}}(t) = v_o - v_{o1} \tag{8-41}$$

La ondulación de la corriente de salida se calcula como

$$i_{\text{ondulación}}(t) = \frac{1}{L}\int_0^t v_{\text{ondulación}}(\zeta)d\zeta + k \tag{8-42}$$

donde k es una constante y ζ es una variable de integración.

Con el origen de tiempo $t = 0$ correctamente seleccionado, la constante k en la ecuación 8-42 será cero. Por tanto, las ecuaciones 8-41 y 8-42 muestran que la ondulación o rizo de la corriente es independiente de la potencia que se transfiere a la carga.

Como ejemplo, la figura 8-19*a* muestra la corriente de ondulación para la salida de un inversor de ondas cuadradas. Al trazar las figuras 8-19*a* y 8-19*b*, los componentes de la frecuencia fundamental en los voltajes de salida del inversor se mantienen iguales en su magnitud (esto requiere un valor más grande de V_d en el inversor de PWM). El inversor de PWM produce una corriente de ondulación de pico sustancialmente más pequeña en comparación con el inversor de ondas cuadradas. Esto muestra la ventaja de empujar o desplazar los armónicos en el voltaje de salida del inversor a las frecuencias más altas factibles, lo que reduce las pérdidas en la carga por medio de la reducción de los armónicos de la corriente de salida. Esto se logra con frecuencias más grandes de conmutación del inversor, lo cual produciría conmutaciones más frecuentes y por ende pérdidas por conmutación más altas en el inversor. Por tanto, desde el punto de vista de la eficiencia general de energía del sistema, se tiene que buscar una solución intermedia en la selección de la frecuencia de conmutación del inversor.

8-3-3 INVERSORES EN CONTRAFASE (PUSH-PULL)

La figura 8-20 muestra el circuito de un inversor en contrafase. Esto requiere un transformador con un primario con derivación central. Primero supondremos que la corriente de salida i_o fluye en forma continua. Según esta suposición, cuando el interruptor T_1 está encendido (y T_2 está apagado), T_1 conduciría para un valor positivo de i_o, y D_1 conduciría para un valor negativo de i_o. Por tanto, independientemente del sentido de i_o, $v_o = V_d/n$, donde n es la relación de vueltas del transformador entre la mitad primaria y los bobinados secundarios, como se muestra en la figura 8-20. Del mismo modo, cuando T_2 está encendido (y T_1 está apagado), $v_o = -V_d/n$. Un inversor en contrafase se opera en el modo de PWM o de ondas cuadradas, y las formas de ondas son idénticas a las de las figuras 8-5 y 8-12 para inversores de medio puente y de puente completo. El voltaje de salida en la figura 8-20 es igual a

$$\hat{V}_{o1} = m_a \frac{V_d}{n} \quad (m_a \leq 1.0) \tag{8-43}$$

y

$$\frac{V_d}{n} < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi}\frac{V_d}{n} \quad (m_a > 1.0) \tag{8-44}$$

En un inversor en contrafase, las tensiones y corrientes nominales pico de conmutación son

$$V_T = 2V_d \quad I_T = i_{o,\text{pico}}/n \tag{8-45}$$

La principal ventaja del circuito de contrafase es que sólo un interruptor en serie conduce en cualquier instante. Esto es importante si la entrada de CC al convertidor proviene de una fuente de bajo voltaje, como una batería, donde las caídas de voltaje a través de más de un interruptor en serie provocarían una reducción significativa de eficiencia de energía. Además, las señales de control para los dos interruptores tienen un denominador común. No obstante, es difícil evitar la saturación de CC del transformador en un inversor en contrafase.

La corriente de salida, que es la corriente secundaria del transformador, es una corriente de variación lenta con la frecuencia fundamental de la salida. Se puede suponer que es una constante durante un intervalo de conmutación. Cuando ocurre una conmutación, la corriente cambia de una mitad a la otra mitad del bobinado primario. Esto requiere un buen acoplamiento magnético entre estos dos bobinados medios, a fin de reducir la energía asociada con la inductancia de dispersión de los dos bobinados primarios. Esta energía se disipa en los interruptores o en circuitos amortiguadores que se usan para proteger los interruptores. Esto es un fenómeno general asociado con todos los convertidores (o inversores) con aislamiento, donde se obliga a la corriente en uno de los bobinados a irse a cero en cada conmutación. Este fenómeno es muy importante en el diseño de estos convertidores.

En un inversor en contrafase modulado por ancho de pulsos para producir una salida sinusoidal (a diferencia de los que se usan en alimentaciones de potencia de CC de modo conmutado), el transformador debe estar diseñado para la frecuencia de salida fundamental. El número de vueltas será entonces alto en comparación con un transformador diseñado para trabajar con la frecuencia de conmutación en una alimentación de potencia de CC de modo conmutado. Esto produce una alta inductancia de dispersión en el trans-

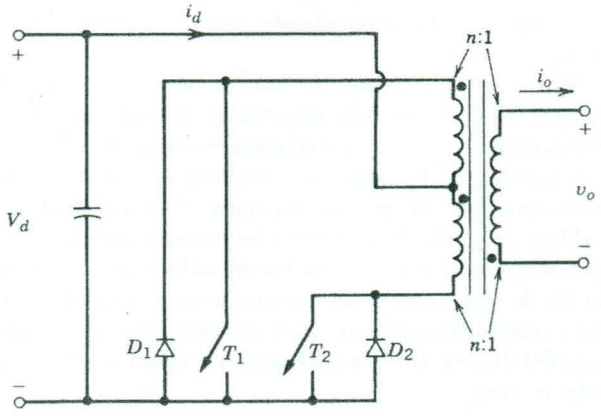


Figura 8-20 Inversor en contrafase (monofásico).

formador que es proporcional al cuadrado del número de vueltas, en tanto todas las dimensiones se mantengan constantes. Esto dificulta la operación de un inversor en contrafase de PWM modulado por ondas sinusoidales con frecuencias de conmutación más altas que aproximadamente 1 kHz.

8-3-4 UTILIZACIÓN DE INTERRUPTORES EN INVERSORES MONOFÁSICOS

Como la intención en este capítulo es comparar la utilización de interruptores en varios inversores monofásicos, se idealizan las condiciones de los circuitos. Supondremos que $V_{d,\text{máx}}$ es el máximo valor del voltaje de entrada, el cual establece los voltajes nominales de conmutación. En el modo de PWM, la entrada permanece constante en $V_{d,\text{máx}}$. En el modo de ondas cuadradas, el voltaje de entrada se reduce por debajo de $V_{d,\text{máx}}$ a fin de reducir el voltaje de salida de su valor máximo. Sin tener en cuenta el modo de operación de PWM o de ondas cuadradas, suponemos que hay una inductancia suficiente asociada con la carga de salida para generar una corriente puramente sinusoidal (en realidad, una condición idealizada para una salida de ondas cuadradas) con un valor rms de $I_{o,\text{máx}}$ en la carga máxima.

Si se supone que la corriente de salida es puramente sinusoidal, la salida de voltios-amperios de rms del inversor en la frecuencia fundamental es igual a $V_{o1}I_{o,\text{máx}}$ en la salida con el máximo valor nominal, donde el subíndice 1 designa el componente de frecuencia fundamental de la salida del inversor.

Con V_T e I_T como especificaciones pico de voltaje y corriente de un interruptor, la utilización combinada de todos los interruptores en un inversor se define como

$$\text{Relación de utilización del interruptor} = \frac{V_{o1}I_{o,\text{máx}}}{qV_TI_T} \tag{8-46}$$

donde q es el número de interruptores en un inversor.

Para comparar la utilización de interruptores en varios inversores monofásicos, vamos a compararlos primero para un modo de operación de ondas cuadradas en la salida de especificación máxima. (La máxima utilización del interruptor ocurre en $V_d = V_{d,\text{máx}}$.)

Inversor en contrafase

$$V_T = 2V_{d,\text{máx}} \qquad I_T = \sqrt{2}\frac{I_{o,\text{máx}}}{n} \qquad V_{o1,\text{máx}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}\frac{V_{d,\text{máx}}}{n} \qquad q = 2 \tag{8-47}$$

(n = relación de vueltas, figura 8-20)

$$\therefore \text{Relación de utilización máxima del interruptor} = \frac{1}{2\pi} \simeq 0.16 \tag{8-48}$$

Inversor de medio puente

$$V_T = V_{d,\text{máx}} \qquad I_T = \sqrt{2}I_{o,\text{máx}} \qquad V_{o1,\text{máx}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}\frac{V_{d,\text{máx}}}{2} \qquad q = 2 \tag{8-49}$$

$$\therefore \text{Relación de utilización máxima del interruptor} = \frac{1}{2\pi} \simeq 0.16 \tag{8-50}$$

Inversor de puente completo

$$V_T = V_{d,\text{máx}} \qquad I_T = \sqrt{2}I_{o,\text{máx}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}V_{d,\text{máx}} \qquad q = 4 \tag{8-51}$$

$$\therefore \text{Relación de utilización máxima del interruptor} = \frac{1}{2\pi} \simeq 0.16 \tag{8-52}$$

Esto demuestra que en cada inversor la utilización de interruptores es la misma cuando

$$\text{Relación de utilización máxima del interruptor} = \frac{1}{2\pi} \simeq 0.16 \tag{8-53}$$

En la práctica, la relación de frecuencia del interruptor es mucho más pequeña que 0.16 por las siguientes razones: 1) las especificaciones de interruptores se seleccionaron cuidadosamente para dar márgenes de seguridad, 2) para determinar la especificación de corriente de un interruptor se deben tomar en cuenta las variaciones en el voltaje CC disponible de entrada y 3) la ondulación o rizo en la corriente de salida influye en la especificación de la corriente de los interruptores. Además, puede ser necesario que el inversor suministre una sobrecarga temporal. Por este motivo, la relación de utilización de interruptores sería en la práctica sustancialmente menor que el valor calculado de 0.16.

En los voltios-amperios de salida inferiores, comparados con la salida de especificación máxima, la utilización de los interruptores disminuye en forma lineal. Se debe notar que, al usar una conmutación de PWM con $m_a \leq 1.0$, esta relación sería más pequeña por un factor de $(\pi/4)m_a$ en comparación con la siguiente conmutación de ondas cuadradas:

$$\text{Relación de utilización máxima del interruptor} = \frac{1}{2\pi}\frac{\pi}{4}m_a = \frac{1}{8}m_a \tag{8-54}$$

(PWM con $m_a \leq 1.0$)

Por tanto, la máxima relación de utilización teórica en una conmutación de PWM es sólo 0.125 en $m_a = 1$, comparado con 0.16 en un inversor de ondas cuadradas.

■ ***Ejemplo 8-4*** En un inversor PWM monofásico de puente completo, V_d varía en un rango de 295 a 325 V. Se requiere que el voltaje de salida sea constante en 200 V (rms), y la máxima corriente de carga (se supone sinusoidal) es 10 A (rms). Calcule la relación de utilización de interruptores combinada (en estas condiciones idealizadas, sin explicar ninguna capacidad de sobrecorriente).

Solución En este inversor

$$V_T = V_{d,\text{máx}} = 325\,V$$

$$I_T = \sqrt{2}I_o = \sqrt{2} \times 10 = 14.14$$

$$q = \text{núm. de interruptores} = 4$$

Los voltios-amperios máximos de salida (frecuencia fundamental) son

$$V_{o1}I_{o,\text{máx}} = 200 \times 10 = 2\,000 \text{ VA} \tag{8-55}$$

Por tanto, según la ecuación 8-46,

$$\text{Relación de utilización de los interruptores} = \frac{V_{o1}I_{o,\text{máx}}}{qV_TI_T} = \frac{2\,000}{4 \times 325 \times 14.14} \simeq 0.11$$ ■

8-4 INVERSORES TRIFÁSICOS

En aplicaciones como fuentes de alimentación no interrumpibles y motores de CA, los inversores trifásicos son comunes para alimentar cargas trifásicas. Es posible alimentar una carga trifásica por medio de tres inversores monofásicos separados, donde cada inversor produzca una salida desplazada por 120° (de la frecuencia fundamental) entre sí. Aunque este arreglo puede ser preferible en ciertas circunstancias, requiere ya sea un transformador de salida trifásico o accesos separados a cada una de las tres fases de la carga. Por lo general, en la práctica no está disponible este tipo de acceso. Además, requiere 12 interruptores.

El circuito de un inversor trifásico más frecuente consiste en tres patas o terminales, una para cada fase, como se muestra en la figura 8-21. Cada pata del inversor se parece a la que se usó para describir el inversor básico de una pata o terminal en la sección 8-2. Por tanto, la salida de cada pata, por ejemplo, v_{AN} (respecto del bus de CC negativa), depende únicamente de V_d y el estatus del interruptor; el voltaje de salida es independiente de la corriente de la carga de salida, pues uno de los dos interruptores en una pata siempre está encendido en algún instante. Aquí de nuevo ignoramos el tiempo de borrado que se requiere en circuitos prácticos, suponiendo que los interruptores sean ideales. Por tanto, el voltaje de salida del inversor es independiente del sentido de la corriente de carga.

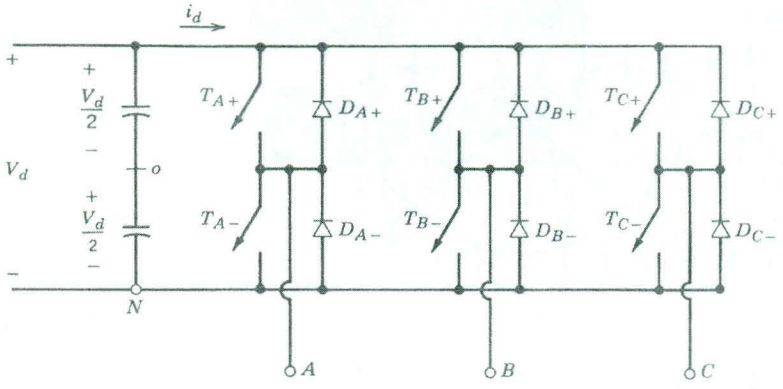


Figura 8-21 Inversor trifásico.

8-4-1 PWM EN INVERSORES TRIFÁSICOS DE FUENTES DE VOLTAJE

Parecido a los inversores monofásicos, el objetivo en inversores trifásicos modulados por el ancho de pulsos es formar y controlar los voltajes de salida trifásicos en magnitud y frecuencia por medio de un voltaje de entrada esencialmente constante V_d. A fin de obtener voltajes de salida trifásicos equilibrados en un inversor trifásico de PWM, se compara la misma forma de onda de voltaje triangular con tres voltajes de control sinusoidales que están 120° fuera de fase, como se muestra en la figura 8-22*a* (que se traza para $m_f = 15$).

Observe también que, según la figura 8-22*b*, una cantidad idéntica del componente medio de CC está presente en los voltajes de salida v_{AN} y v_{BN}, los cuales se miden respecto del bus de CC negativo. Estos componentes de CC se cancelan en los voltajes de línea a línea, por ejemplo, en v_{AB} que se muestra en la figura 8-22*b*. Esto es similar a lo que sucede en un inversor monofásico de puente completo al usar la conmutación de PWM.

En los inversores trifásicos, sólo los armónicos en los voltajes de línea a línea son de preocuparse. Los armónicos en la salida de cualquiera de las patas o terminales, por ejemplo, v_{AN} en la figura 8-22*b*, son idénticos a los armónicos en v_{Ao} de la figura 8-5, donde sólo los armónicos impares existen como bandas laterales, centrados alrededor de m_f y sus múltiplos, en tanto que m_f sea impar. Sólo cuando se consideran los armónicos en m_f (lo mismo aplica a sus múltiplos impares), la diferencia de fase entre el armónico m_f en v_{AN} y v_{BN} es $(120\ m_f)°$. Esta diferencia de fase será equivalente a cero (un múltiplo de 360°) si m_f es impar y múltiplo de 3. Como consecuencia, el armónico en m_f se suprime en el voltaje de línea a línea v_{AB}. El mismo argumento aplica a la supresión de armónicos en los múltiplos impares de m_f si se elige m_f como múltiplo impar de 3 (donde la razón para elegir m_f como múltiplo de 3 es mantener m_f impar y, por ende, eliminar los armónicos pares). De este modo, algunos armónicos dominantes en el inversor de una sola pata o terminal se eliminan del voltaje de línea en línea de un inversor trifásico.

Las consideraciones de PWM se resumen de la siguiente manera:

1. *Para valores bajos de* m_f, a fin de eliminar los armónicos pares, se debe usar un PWM sincronizado y m_f debe ser un entero impar. Además, m_f debe ser un múltiplo de 3 para cancelar los armónicos más dominantes en el voltaje de línea a línea.
2. *Para valores grandes de* m_f, aplican los comentarios en la sección 8-2-1-2 para un PWM monofásico.
3. *Durante una sobremodulación* ($m_a > 1.0$), sin tener en cuenta el valor de m_f, se deben observar las condiciones correspondientes a un m_f pequeño.

8-4-1-1 Modulación lineal ($m_a \leq 1.0$)

En la región lineal ($m_a \leq 1.0$), el componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida varía en forma lineal con la relación de modulación de amplitud m_a. Según las figuras 8-5*b* y 8-22*b*, el valor pico del componente de frecuencia fundamental en una de las patas del inversor es

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \tag{8-56}$$

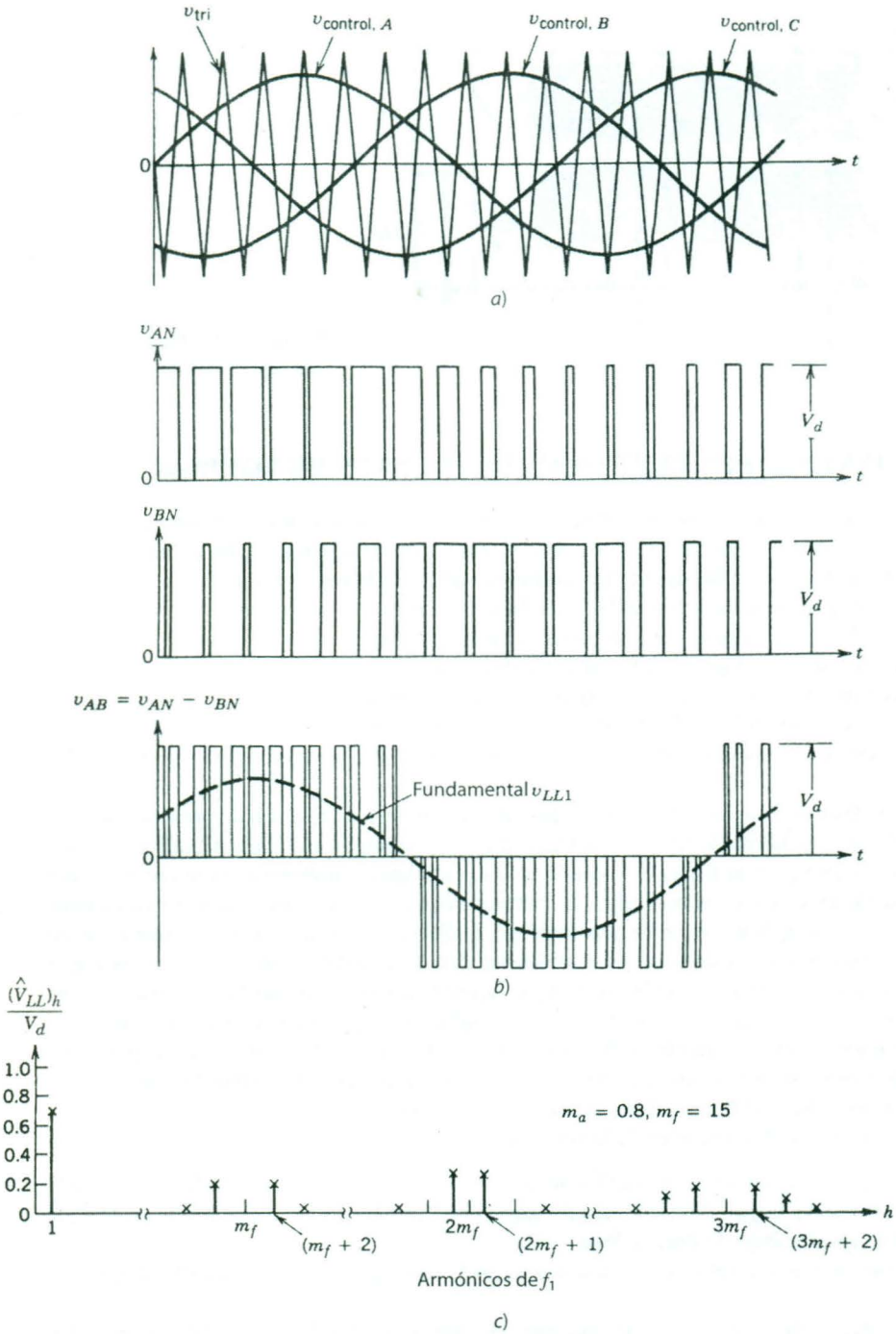


Figura 8-22 Formas de ondas de un PWM trifásico y su espectro armónico.

Por tanto, el voltaje de rms de línea a línea en la frecuencia fundamental, debido a un desplazamiento de fase de 120° entre voltajes de fase, se escribe como

$$\begin{aligned} V_{LL_1} \text{ (línea a línea, rms)} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}(\hat{V}_{AN})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &\simeq 0.612 m_a V_d \qquad (m_a \leq 1.0) \end{aligned} \tag{8-57}$$

Tabla 8-2 Armónicos generalizados de v_{LL} para un m_f grande e impar múltiplo de 3.

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	*0.122*	*0.245*	*0.367*	*0.490*	*0.612*
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

Nota: $(V_{LL})_h/V_d$ están tabulados como función de m_a donde $(V_{LL})_h$ son los valores rms de los voltajes armónicos.

Los componentes armónicos de los voltajes de salida de línea a línea se calculan de manera similar según la tabla 8-1, tomando en cuenta que algunos de los armónicos se cancelan en voltajes de línea a línea. Estos voltajes armónicos rms se encuentran en la tabla 8-2.

8-4-1-2 Sobremodulación ($m_a > 1.0$)

En la sobremodulación de PWM se permite que los picos de los voltajes de control excedan el pico de la forma de onda triangular. A diferencia de la región lineal, en este modo de operación la magnitud de voltaje de frecuencia fundamental no aumenta en forma proporcional con m_a. Esto se muestra en la figura 8-23, donde el valor rms del voltaje de línea a línea de frecuencia fundamental V_{LL1} se traza como función de m_a. De modo semejante al PWM monofásico, para valores lo bastante grandes de m_a, el PWM degenera a una forma de onda de un inversor de ondas cuadradas. Esto produce el máximo valor de V_{LL1} igual a $0.78V_d$, como se explica en la siguiente sección.

En la región de sobremodulación, comparada con la región de $m_a \leq 1.0$, aparecen más armónicos de banda lateral centrados alrededor de las frecuencias de los armónicos m_f y sus múltiplos. Sin embargo, tal

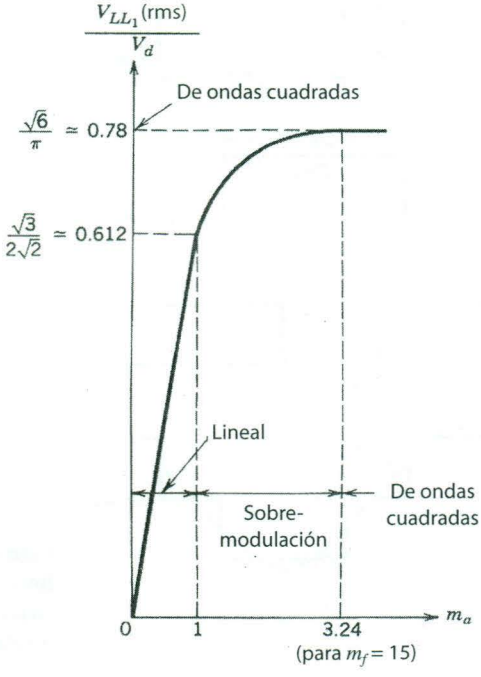


Figura 8-23 Inversor trifásico; V_{LL1}(rms) como función de m_a.

vez los armónicos dominantes no tengan una amplitud tan grande como en $m_a \leq 1.0$. Por tanto, la pérdida de potencia en la carga debida a las frecuencias armónicas posiblemente no sea tan alta en la región de sobremodulación como lo sugiere la presencia de adicionales armónicos de banda lateral. Según la naturaleza de la carga y la frecuencia de modulación, las pérdidas debidas a estos armónicos en sobremodulación podrán ser incluso menores que aquellas en la región lineal del PWM.

8-4-2 OPERACIÓN DE ONDAS CUADRADAS EN INVERSORES TRIFÁSICOS

Si el voltaje CC de entrada V_d es controlable, el inversor de la figura 8-24*a* opera en el modo de ondas cuadradas. Además, para valores lo bastante grandes de m_a, el PWM degenera a una operación de ondas cuadradas y las formas de onda que se muestran en la figura 8-24*b*. Aquí, cada interruptor está encendido para 180° (es decir, su relación de trabajo es 50%). Por tanto, en cualquier instante, tres interruptores están encendidos.

En el modo de operación de ondas cuadradas, el inversor en sí no puede controlar la magnitud de los voltajes CA de salida. Por tanto, debe controlarse el voltaje CC de entrada a fin de controlar la salida en su magnitud. Aquí, el componente de voltaje rms de línea a línea en la salida se obtiene de la ecuación 8-13 para el inversor básico de una sola pata operando en el modo de ondas cuadradas:

$$V_{LL_1}\ (\text{rms}) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\frac{4}{\pi}\frac{V_d}{2}$$

$$= \frac{\sqrt{6}}{\pi}V_d$$

$$\simeq 0.78V_d \tag{8-58}$$

La forma de onda del voltaje de salida de línea a línea no depende de la carga y contiene armónicos ($6n \pm 1$; $n = 1, 2,...$), cuyas amplitudes disminuyen a la inversa en proporción a su orden armónico, como se muestra en la figura 8-24*c*:

$$V_{LL_h} = \frac{0.78}{h}V_d \tag{8-59}$$

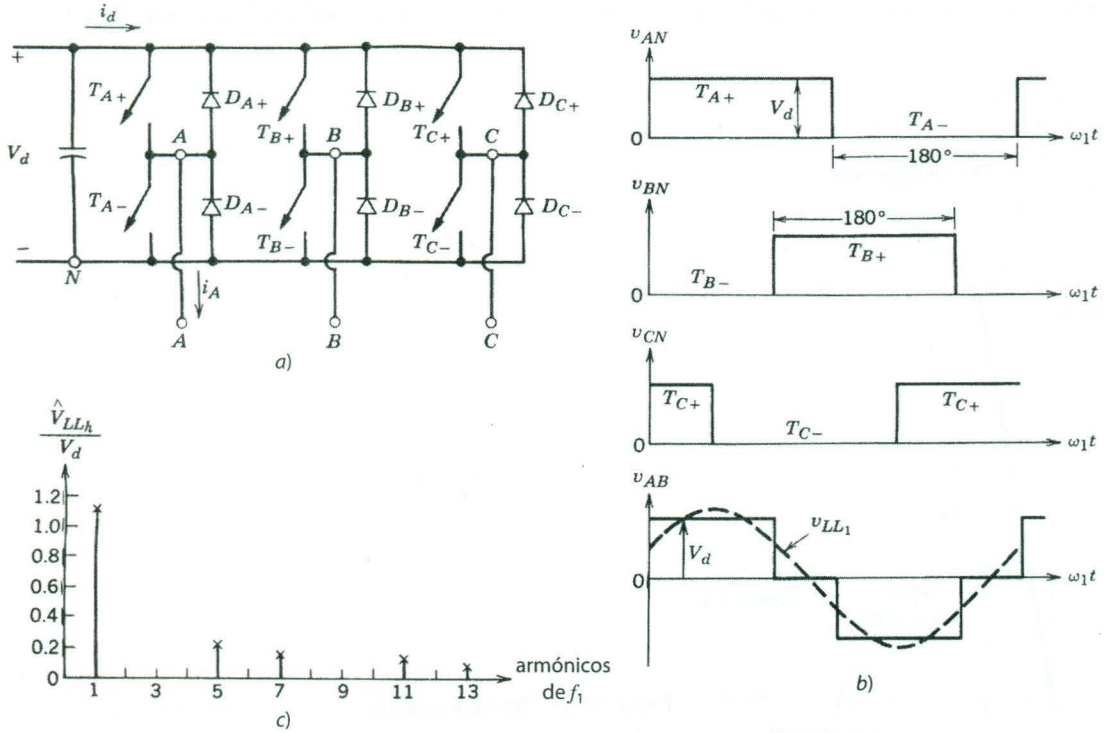


Figura 8-24 Inversor de ondas cuadradas (trifásico).

donde

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1,2,3,\ldots)$$

Cabe notar que *no* es posible controlar la magnitud de salida en un inversor trifásico de ondas cuadradas por medio de la cancelación de voltaje como se describió en la sección 8-3-2-4.

8-4-3 UTILIZACIÓN DE INTERRUPTORES EN INVERSORES TRIFÁSICOS

Vamos a suponer que $V_{d,\text{máx}}$ es el máximo voltaje de entrada que permanece constante durante la PWM y disminuye por debajo de este nivel para controlar la magnitud del voltaje de salida en el modo de ondas cuadradas. También supondremos que existe la suficiente inductancia asociada con la carga para generar una corriente de salida sinusoidal pura con un valor rms de $I_{o,\text{máx}}$ (tanto en el modo PWM como en el modo de ondas cuadradas) con carga máxima. Por tanto, cada interruptor tendría las siguientes especificaciones de pico:

$$V_T = V_{d,\text{máx}} \tag{8-60}$$

e

$$I_T = \sqrt{2} I_{o,\text{máx}} \tag{8-61}$$

Si V_{LL_1} es el valor rms del componente de voltaje de línea a línea de frecuencia fundamental, los voltios-amperios trifásicos de salida (rms) en la frecuencia fundamental en la salida nominal es

$$(VA)_{\text{trifásico}} = \sqrt{3} V_{LL_1} I_{o,\text{máx}} \tag{8-62}$$

Por tanto, la relación de utilización total del interruptor de los seis interruptores combinados es

$$\begin{aligned} \text{Relación de utilización del interruptor} &= \frac{(VA)_{\text{trifásico}}}{6 V_T I_T} \\ &= \frac{\sqrt{3} V_{LL_1} I_{o,\text{máx}}}{6 V_{d,\text{máx}} \sqrt{2} I_{o,\text{máx}}} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL_1}}{V_{d,\text{máx}}} \end{aligned} \tag{8-63}$$

En la región lineal de PWM ($m_a \leq 1.0$) con la ecuación 8-57, y tomando en cuenta que la utilización máxima del interruptor ocurre a $V_d = V_{d,\text{máx}}$),

$$\begin{aligned} \text{Relación de utilización máxima del interruptor (PWM)} &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \\ &= \tfrac{1}{8} m_a \quad (m_a \leq 1.0) \end{aligned} \tag{8-64}$$

En el modo de ondas cuadradas, esta relación es $1/2\pi \simeq 0.16$ comparada con un máximo de 0.125 para una región lineal PWM con $m_a = 1.0$.

En la práctica, la misma reducción en la relación de utilización de interruptores aplica para inversores monofásicos, como vimos en la sección 8-3-4.

Si comparamos las ecuaciones 8-54 y 8-64, observamos que la relación de utilización máxima de interruptores es la misma en un inversor trifásico de tres patas o terminales que en un inversor monofásico. En otras palabras, con interruptores de especificaciones idénticas, un inversor trifásico con un aumento de 50% en la cantidad de interruptores produce un aumento de 50% en los voltios-amperios de salida, comparado con un inversor monofásico.

8-4-4 ONDULACIÓN O RIZO EN LA SALIDA DEL INVERSOR

La figura 8-25*a* muestra un inversor de modo conmutado trifásico de tres patas o terminales y fuente de voltaje en forma de diagrama de bloques. Se supone que alimenta una carga de motor CA trifásica. Cada

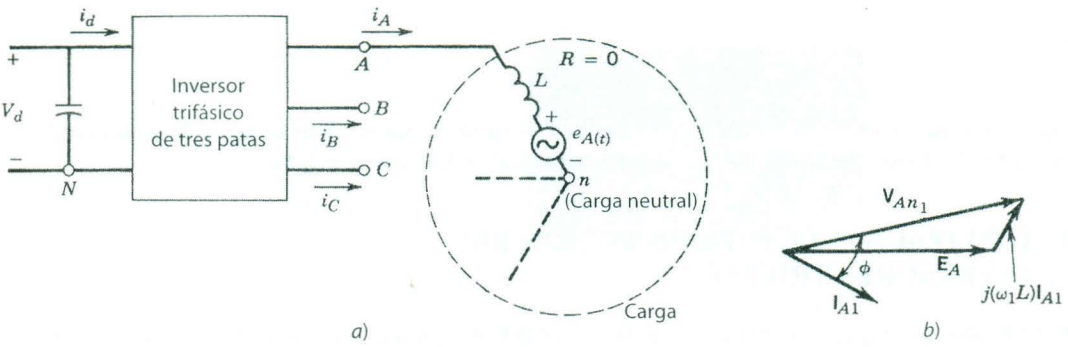


Figura 8-25
Inversor trifásico: *a*) diagrama de circuito; *b*) diagrama fasorial (frecuencia fundamental).

fase de la carga se muestra por medio de su circuito equivalente simplificado respecto del neutro n de la carga. Suponemos fuerzas contraelectromotrices $e_A(t)$, $e_B(t)$ y $e_C(t)$ sinusoidales.

En condiciones de operación equilibradas, es posible expresar los voltajes de salida de la fase del inversor v_{AN}, etc. (respecto del neutro n de la carga), en términos de los voltajes de salida del inversor respecto del bus de CC negativo N:

$$v_{kn} = v_{kN} - v_{nN} \qquad (k = A, B, C) \tag{8-65}$$

Cada voltaje de fase se escribe como

$$v_{kn} = L\frac{di_k}{dt} + e_{kn} \qquad (k = A, B, C) \tag{8-66}$$

En una carga trifásica de tres conductores,

$$i_A + i_B + i_C = 0 \tag{8-67a}$$

y

$$\frac{d}{dt}(i_A + i_B + i_C) = 0 \tag{8-67b}$$

De forma similar, en condiciones de operación equilibradas, las tres fuerzas contraelectromotrices son un conjunto de voltajes trifásicos equilibrados, y por tanto

$$e_A + e_B + e_C = 0 \tag{8-68}$$

Según estas ecuaciones, se escribe la siguiente condición para los voltajes del inversor:

$$v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 0 \tag{8-69}$$

Con las ecuaciones 8-65 a 8-69,

$$v_{nN} = \tfrac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \tag{8-70}$$

Al sustituir v_{nN} de la ecuación 8-70 en la ecuación 8-65, escribimos el voltaje de fase a neutro para la fase A como

$$v_{An} = \tfrac{2}{3}v_{AN} - \tfrac{1}{3}(v_{BN} + v_{CN}) \tag{8-71}$$

Se escriben ecuaciones similares para los voltajes de las fases B y C.

En forma parecida a la sección 8-3-2-6 para la ondulación en la salida del inversor monofásico, sólo los componentes de frecuencia fundamental del voltaje de fase v_{An_1} y la corriente de salida i_{A1} son responsables del transformador real de potencia, pues se supone que la fuerza contraelectromotriz $e_A(t)$ es sinusoidal y se ignora la resistencia de carga. Por tanto, en una forma fasorial como se muestra en la figura 8-25*b*,

$$\mathbf{V}_{An_1} = \mathbf{E}_A + j\omega_1 L\mathbf{I}_{A1} \tag{8-72}$$

Mediante el principio de la superposición, toda la ondulación en v_{An} aparece a través de la inductancia de carga L. Con la ecuación 8-71, la forma de onda para el voltaje de fase al neutro de la carga V_{An} se mues-

donde

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1,2,3,\ldots)$$

Cabe notar que *no* es posible controlar la magnitud de salida en un inversor trifásico de ondas cuadradas por medio de la cancelación de voltaje como se describió en la sección 8-3-2-4.

8-4-3 UTILIZACIÓN DE INTERRUPTORES EN INVERSORES TRIFÁSICOS

Vamos a suponer que $V_{d,\text{máx}}$ es el máximo voltaje de entrada que permanece constante durante la PWM y disminuye por debajo de este nivel para controlar la magnitud del voltaje de salida en el modo de ondas cuadradas. También supondremos que existe la suficiente inductancia asociada con la carga para generar una corriente de salida sinusoidal pura con un valor rms de $I_{o,\text{máx}}$ (tanto en el modo PWM como en el modo de ondas cuadradas) con carga máxima. Por tanto, cada interruptor tendría las siguientes especificaciones de pico:

$$V_T = V_{d,\text{máx}} \tag{8-60}$$

e

$$I_T = \sqrt{2} I_{o,\text{máx}} \tag{8-61}$$

Si V_{LL_1} es el valor rms del componente de voltaje de línea a línea de frecuencia fundamental, los voltios-amperios trifásicos de salida (rms) en la frecuencia fundamental en la salida nominal es

$$(VA)_{\text{trifásico}} = \sqrt{3} V_{LL_1} I_{o,\text{máx}} \tag{8-62}$$

Por tanto, la relación de utilización total del interruptor de los seis interruptores combinados es

$$\begin{aligned} \text{Relación de utilización del interruptor} &= \frac{(VA)_{\text{trifásico}}}{6 V_T I_T} \\ &= \frac{\sqrt{3} V_{LL_1} I_{o,\text{máx}}}{6 V_{d,\text{máx}} \sqrt{2} I_{o,\text{máx}}} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL_1}}{V_{d,\text{máx}}} \end{aligned} \tag{8-63}$$

En la región lineal de PWM ($m_a \leq 1.0$) con la ecuación 8-57, y tomando en cuenta que la utilización máxima del interruptor ocurre a $V_d = V_{d,\text{máx}}$),

$$\begin{aligned} \text{Relación de utilización máxima del interruptor (PWM)} &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \\ &= \tfrac{1}{8} m_a \quad (m_a \leq 1.0) \end{aligned} \tag{8-64}$$

En el modo de ondas cuadradas, esta relación es $1/2\pi \simeq 0.16$ comparada con un máximo de 0.125 para una región lineal PWM con $m_a = 1.0$.

En la práctica, la misma reducción en la relación de utilización de interruptores aplica para inversores monofásicos, como vimos en la sección 8-3-4.

Si comparamos las ecuaciones 8-54 y 8-64, observamos que la relación de utilización máxima de interruptores es la misma en un inversor trifásico de tres patas o terminales que en un inversor monofásico. En otras palabras, con interruptores de especificaciones idénticas, un inversor trifásico con un aumento de 50% en la cantidad de interruptores produce un aumento de 50% en los voltios-amperios de salida, comparado con un inversor monofásico.

8-4-4 ONDULACIÓN O RIZO EN LA SALIDA DEL INVERSOR

La figura 8-25*a* muestra un inversor de modo conmutado trifásico de tres patas o terminales y fuente de voltaje en forma de diagrama de bloques. Se supone que alimenta una carga de motor CA trifásica. Cada

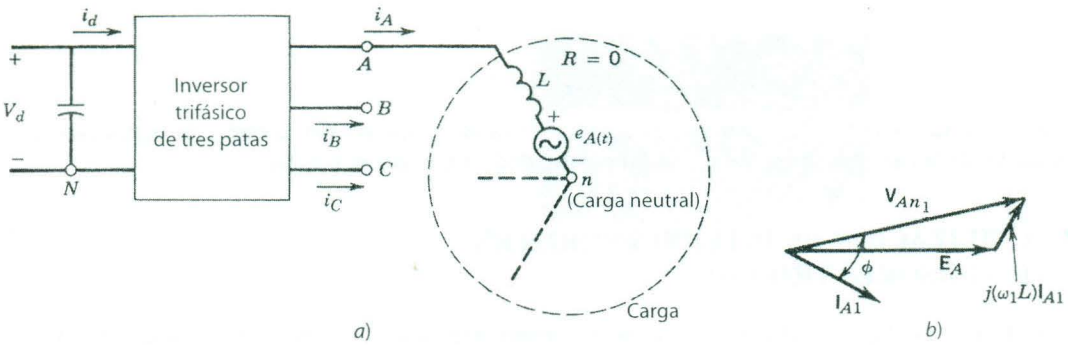


Figura 8-25
Inversor trifásico: *a*) diagrama de circuito; *b*) diagrama fasorial (frecuencia fundamental).

fase de la carga se muestra por medio de su circuito equivalente simplificado respecto del neutro n de la carga. Suponemos fuerzas contraelectromotrices $e_A(t)$, $e_B(t)$ y $e_C(t)$ sinusoidales.

En condiciones de operación equilibradas, es posible expresar los voltajes de salida de la fase del inversor v_{AN}, etc. (respecto del neutro n de la carga), en términos de los voltajes de salida del inversor respecto del bus de CC negativo N:

$$v_{kn} = v_{kN} - v_{nN} \qquad (k = A, B, C) \tag{8-65}$$

Cada voltaje de fase se escribe como

$$v_{kn} = L\frac{di_k}{dt} + e_{kn} \qquad (k = A, B, C) \tag{8-66}$$

En una carga trifásica de tres conductores,

$$i_A + i_B + i_C = 0 \tag{8-67a}$$

y

$$\frac{d}{dt}(i_A + i_B + i_C) = 0 \tag{8-67b}$$

De forma similar, en condiciones de operación equilibradas, las tres fuerzas contraelectromotrices son un conjunto de voltajes trifásicos equilibrados, y por tanto

$$e_A + e_B + e_C = 0 \tag{8-68}$$

Según estas ecuaciones, se escribe la siguiente condición para los voltajes del inversor:

$$v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 0 \tag{8-69}$$

Con las ecuaciones 8-65 a 8-69,

$$v_{nN} = \tfrac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \tag{8-70}$$

Al sustituir v_{nN} de la ecuación 8-70 en la ecuación 8-65, escribimos el voltaje de fase a neutro para la fase A como

$$v_{An} = \tfrac{2}{3}v_{AN} - \tfrac{1}{3}(v_{BN} + v_{CN}) \tag{8-71}$$

Se escriben ecuaciones similares para los voltajes de las fases B y C.

En forma parecida a la sección 8-3-2-6 para la ondulación en la salida del inversor monofásico, sólo los componentes de frecuencia fundamental del voltaje de fase v_{An_1} y la corriente de salida i_{A1} son responsables del transformador real de potencia, pues se supone que la fuerza contraelectromotriz $e_A(t)$ es sinusoidal y se ignora la resistencia de carga. Por tanto, en una forma fasorial como se muestra en la figura 8-25*b*,

$$\mathbf{V}_{An_1} = \mathbf{E}_A + j\omega_1 L\mathbf{I}_{A1} \tag{8-72}$$

Mediante el principio de la superposición, toda la ondulación en v_{An} aparece a través de la inductancia de carga L. Con la ecuación 8-71, la forma de onda para el voltaje de fase al neutro de la carga V_{An} se mues-

tra en las figuras 8-26*a* y 8-26*b* para operaciones de ondas cuadradas y PWM, respectivamente. Ambos inversores tienen magnitudes idénticas del componente de voltaje de frecuencia fundamental V_{An_1}, lo que requiere un V_d más alto en la operación de PWM. La ondulación de voltaje $v_{\text{ondulación}}$ $(= v_{An} - v_{An_1})$ es la ondulación en el voltaje de fase a neutro. Si suponemos cargas idénticas en estos dos casos, la ondulación de la corriente de salida se obtiene con la ecuación 8-42 y se traza en la ecuación 8-26. Esta ondulación de corriente es independiente de la potencia que se transfiere, es decir, la ondulación de la corriente sería la misma mientras, para una inductancia de carga dada L, la ondulación en el voltaje de salida del inversor permanezca constante en magnitud y frecuencia. Esta comparación indica que, para valores grandes de m_f, la ondulación de la corriente en el inversor PWM será considerablemente más baja en comparación con un inversor de ondas cuadradas.

8-4-5 CORRIENTE DEL LADO DE CC i_d

Parecido al tratamiento de un inversor monofásico, consideraremos ahora las formas de ondas de voltaje y corriente asociadas al lado de CC de un inversor trifásico modulado por ancho de pulsos. Se supone que el voltaje de entrada V_d es de CC sin ninguna ondulación. Si se supone que la frecuencia de conmutación en la figura 8-25*a* se acerca a infinito, entonces, en forma similar a la figura 8-13, se inserta un filtro ficticio con almacenamiento de energía insignificante en el lado de CA, y la corriente en la salida del inversor será sinusoidal sin ondulación alguna. Debido a la suposición de cero almacenamiento de energía en el filtro ficticio del lado de CA, la salida instantánea de potencia de CA se expresa en términos de voltajes y corrientes de salida de frecuencia fundamental. De la misma manera, se supone en el lado de CC un filtro ficticio

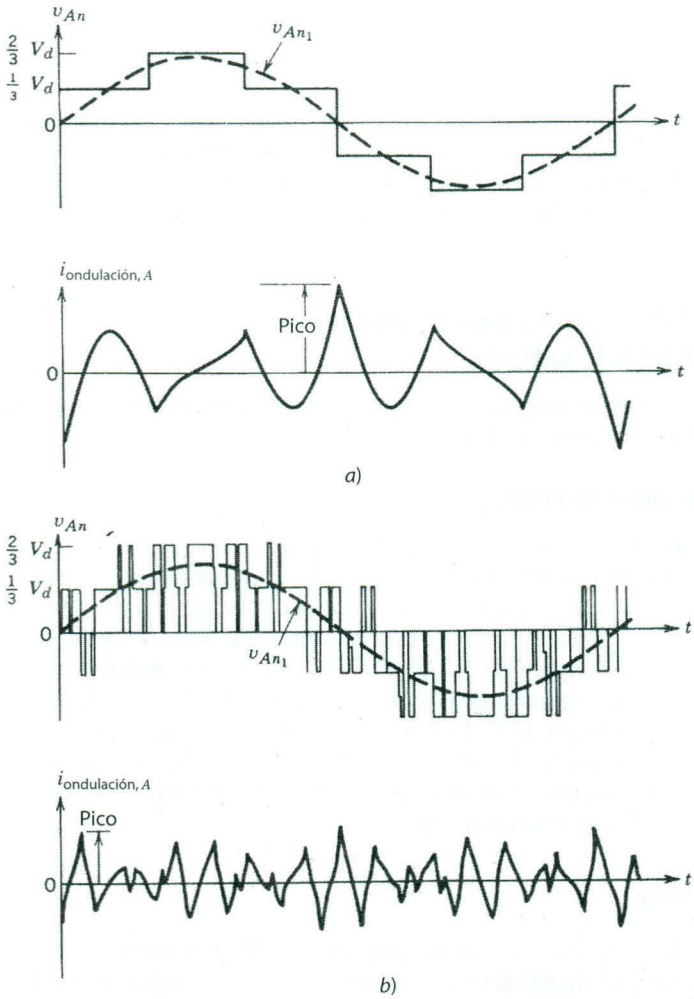


Figura 8-26 Variables de fase al neutro de carga de un inversor trifásico: *a*) onda cuadrada; *b*) PWM.

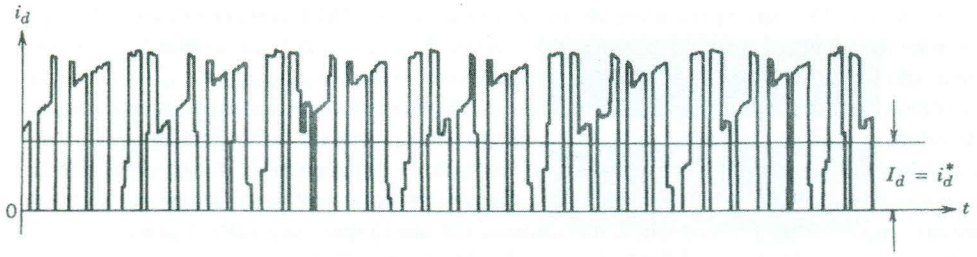


Figura 8-27 Corriente de CC de entrada en un inversor trifásico.

sin almacenamiento de energía, como se muestra en la figura 8-13. Luego se filtran los componentes de frecuencia alta de conmutación en i_d. Si ahora igualamos la entrada de potencia instantánea con la salida de potencia instantánea, obtenemos

$$V_d i_d^* = v_{An_1}(t) i_A(t) + v_{Bn_1}(t) i_B(t) + v_{Cn_1}(t) i_C(t) \tag{8-73}$$

En una operación de estado permanente equilibrada, las cantidades trifásicas se desplazan 120° entre sí. Si suponemos que ϕ es el ángulo de fase por el que una corriente de fase se atrasa del voltaje de fase del inversor, y $\sqrt{2}V_o$ y $\sqrt{2}I_o$ son las amplitudes de los voltajes y corrientes de fase, respectivamente, obtenemos

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{2V_o I_o}{V_d}[\cos\omega_1 t \cos(\omega_1 t - \phi) + \cos(\omega_1 t - 120°)\cos(\omega_1 t - 120° - \phi) \\ &\quad + \cos(\omega_1 t + 120°)\cos(\omega_1 t + 120° - \phi) \\ &= \frac{3V_o I_o}{V_d}\cos\phi = I_d \quad \text{(una cantidad de CC)} \end{aligned} \tag{8-74}$$

Este análisis muestra que i_d^* es una cantidad de CC, a diferencia del inversor monofásico, donde i_d^* contenía un componente al doble de la frecuencia de salida. Sin embargo, i_d consiste en componentes de conmutación de altas frecuencias, como se muestra en la figura 8-27, además de i_d^*. Estos componentes de altas frecuencias, debido a sus frecuencias altas, tendrían un efecto insignificante sobre el voltaje del capacitor o condensador V_d.

8-4-6 CONDUCCIÓN DE INTERRUPTORES EN INVERSORES TRIFÁSICOS

Vimos ya que el voltaje de salida no depende de la carga. Sin embargo, la duración de cada conducción de interruptor depende del factor de potencia de la carga.

8-4-6-1 Operación de ondas cuadradas

Aquí, cada interruptor está en su estado activo para 180°. Para determinar el intervalo de conducción del interruptor, se supone (como ejemplo) una carga con un ángulo de desplazamiento de frecuencia fundamental de 30° (atrasado). En la figura 8-28 se muestran las formas de onda para una de las tres fases. Los voltajes de fase a neutro V_{An} y V_{An_1} se muestran en la figura 8-28*a*. En la figura 8-28*b* se trazan V_{AN} (respecto del bus de CC negativa), i_A, y su componente fundamental, i_{A_1}. Aunque los interruptores T_{A+} y T_{A-} están en su estado activo para 180°, debido al factor de potencia en atraso de la carga, sus intervalos reales de conducción son mucho más pequeños que 180°. Es fácil interpretar que, conforme disminuye el factor de potencia (atraso) de la carga, los intervalos de conducción del diodo se incrementarán y disminuirán los intervalos de conducción de los interruptores. Por otro lado, con una carga puramente resistiva, teóricamente los diodos de realimentación no conducirían en absoluto.

8-4-6-2 Operación PWM

Las formas de onda de voltaje y corriente asociadas a un inversor PWM se muestran en la figura 8-29. Aquí, como ejemplo, se supone que el ángulo del factor de potencia de desplazamiento de la carga es 30° (en

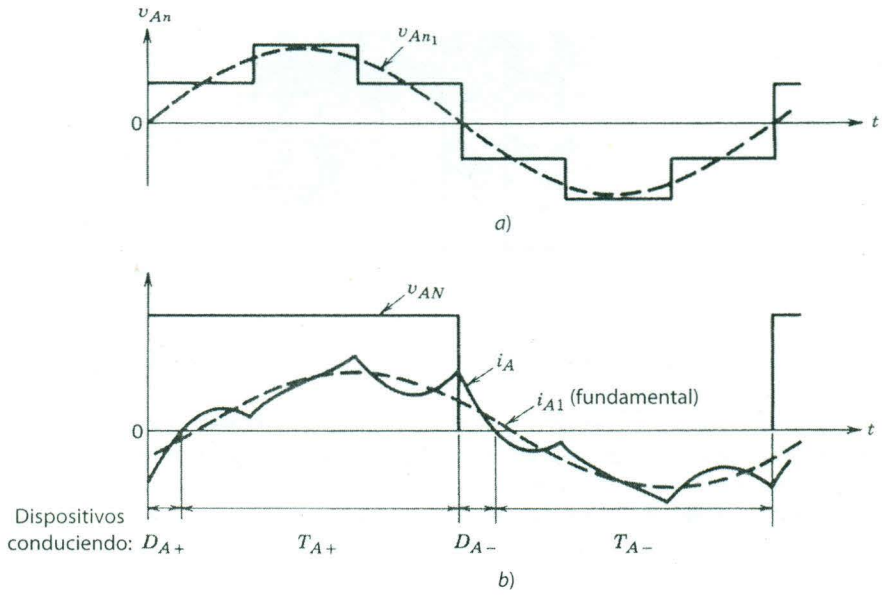


Figura 8-28
Inversor de ondas cuadradas: formas de onda de fase *A*.

atraso). Además, se supone que la corriente de salida es perfectamente sinusoidal: en las figuras 8-29*a* a 8-29*c*, la fase a los voltajes del bus de CC negativa y la corriente de fase (v_{An}, i_A, etc.) se trazan para aproximadamente una cuarta parte del ciclo de frecuencia fundamental.

Cuando nos fijamos en los dispositivos que conducen en las figuras 8-29*a* a 8-29*c*, nos damos cuenta de que hay intervalos durante los cuales las corrientes de fase i_A, i_B e i_C fluyen únicamente a través de los dispositivos conectados al bus de CC positiva (es decir, tres de T_{A+}, D_{A+}, T_{B+}, D_{B+}, T_{C+} y D_{C+}). Esto implica que, durante estos intervalos, las tres fases de la carga están en cortocircuito y no hay entrada de potencia del bus de CC (o $i_d = 0$), como se muestra en la figura 8-30*a*. De forma similar, hay intervalos du-

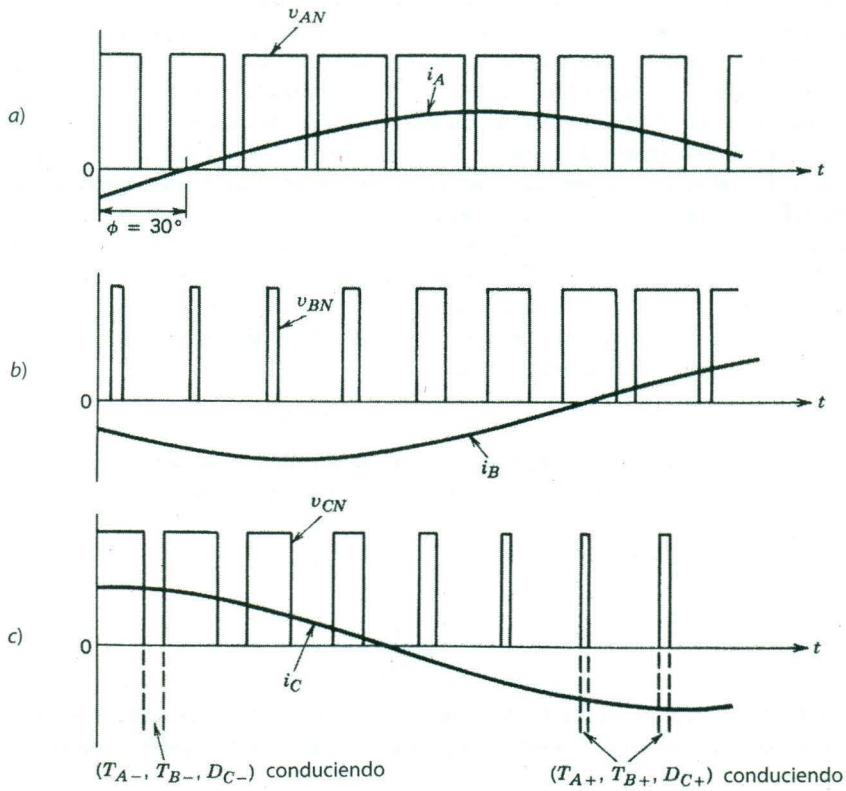


Figura 8-29 Formas de ondas del inversor PWM: ángulo del factor de potencia de carga = 30° (en atraso).

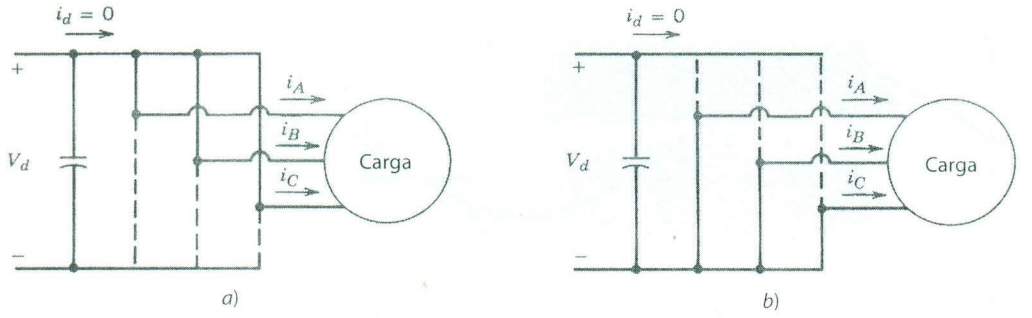


Figura 8-30 Estados de cortocircuito en un inversor PWM trifásico.

rante los cuales todos los dispositivos conductores están conectados al bus de CC negativa, lo que produce el circuito de la figura 8-30*b*.

La magnitud de voltaje de salida se controla mediante el control de la duración de estos intervalos de cortocircuito. Estos intervalos de cortocircuito trifásico no existen en un modo de operación de ondas cuadradas. Por tanto, la magnitud de voltaje de salida en un inversor que opera en el modo de ondas cuadradas debe controlarse mediante el control del voltaje de entrada V_d.

8-5 EFECTO DEL TIEMPO DE SUPRESIÓN SOBRE EL VOLTAJE EN INVERSORES DE PWM

El efecto del tiempo de supresión sobre el voltaje de salida se describe por medio de una pata o terminal de un inversor monofásico o trifásico de puente completo, como se muestra en la figura 8-31*a*. En el análisis anterior supusimos que los interruptores eran ideales, lo que permitió que los estados de los dos interruptores en una pata del inversor cambiasen en forma simultánea de encendido a apagado y viceversa. Si nos concentramos en un periodo de conmutación, v_{control} es un voltaje CC constante, como se explicó en la figura 8-6; su comparación con una forma de onda triangular v_{tri} determina los instantes de conmutación y las señales de control de interruptores v_{cont} (ideal) como se muestra en la figura 8-31*b*, suponiendo interruptores ideales.

En la práctica, debido a los tiempos finitos de apagado y encendido asociados a cualquier tipo de interruptor, un interruptor se apaga en el instante de conmutación que se determina en la figura 8-31*b*. Sin embargo, el encendido del otro interruptor en esta pata del inversor se retrasa por el tiempo de supresión o t_Δ, que se elige en forma conservadora para evitar un "tiro cruzado", o corriente de conducción cruzada, a través de la pata o terminal. Este tiempo de supresión se elige de manera que sea de apenas unos cuantos microsegundos para dispositivos de conmutación tales como MOSFET, y más grande para dispositivos de conmutación más lentos. Las señales de control de interruptores para los dos interruptores en la presencia de un tiempo de supresión se muestran en la figura 8-31*c*.

Como ambos interruptores están apagados durante el tiempo de supresión, v_{AN} durante este intervalo depende del sentido de i_A, como se muestra en la figura 8-31*d* para $i_A > 0$, y en la figura 8-31*e* para $i_A < 0$. Las formas de ondas ideales (sin tiempo de supresión) se muestran como líneas punteadas. Al comparar la forma de onda ideal de v_{AN} sin tiempo de supresión con la forma de onda real con el tiempo de borrado, la diferencia entre el voltaje de salida ideal y real es

$$v_\epsilon = (v_{AN})_{\text{ideal}} - (v_{AN})_{\text{real}}$$

Al promediar v_ϵ a lo largo de un periodo de la frecuencia de conmutación obtenemos el cambio (definido como caída en caso de ser positivo) en el voltaje de salida debido a t_Δ:

$$\Delta V_{AN} = \begin{cases} +\dfrac{t_\Delta}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ -\dfrac{t_\Delta}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \tag{8-75}$$

La ecuación 8-75 muestra que ΔV_{AN} no depende de la magnitud de la corriente, sino que su polaridad depende del sentido de la corriente. Además, ΔV_{AN} es proporcional al tiempo de supresión t_Δ y la frecuencia

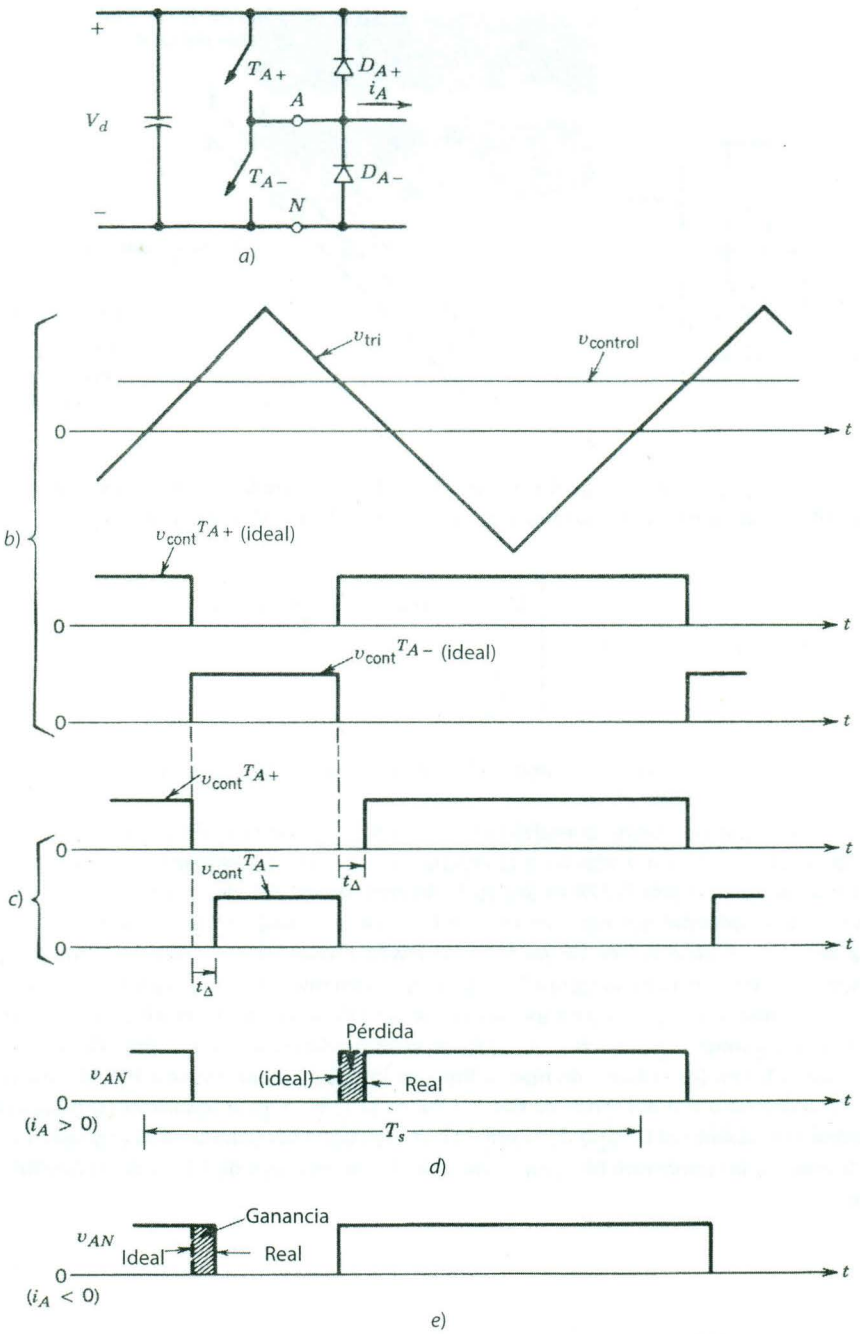


Figura 8-31 Efecto del tiempo de supresión t_Δ.

de conmutación f_s $(= 1/T_s)$, lo cual sugiere que, en caso de frecuencias de conmutación más altas, se deben usar dispositivos de conmutación más rápidos que permitan que t_Δ sea pequeño.

Si aplicamos el mismo análisis a la pata B del inversor monofásico de la figura 8-32*a* y reconocemos que $i_A = -i_B$, determinamos que

$$\Delta V_{BN} = \begin{cases} -\dfrac{t_\Delta}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ +\dfrac{t_\Delta}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \tag{8-76}$$

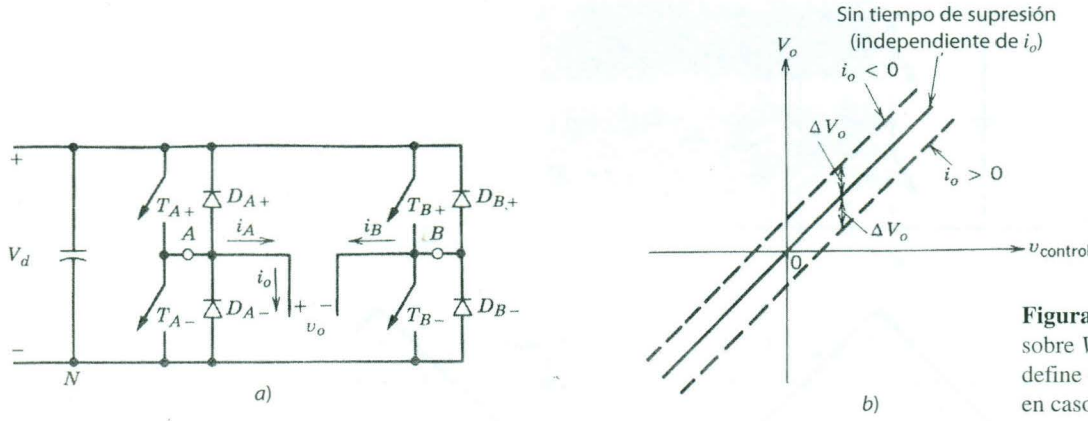


Figura 8-32 Efecto de t_Δ sobre V_o, donde ΔV_o se define como caída de voltaje en caso de ser positivo.

Como $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ e $i_o = i_A$, el valor medio instantáneo de la diferencia de voltaje, es decir, el valor medio durante T_s de la forma de onda idealizada menos la forma de onda real, es

$$\Delta V_o = \begin{cases} \Delta V_{AN} - \Delta V_{BN} = +\dfrac{2t_\Delta}{T_s} V_d & i_o > 0 \\ -\dfrac{2t_\Delta}{T_s} V_d & i_o < 0 \end{cases} \tag{8-77}$$

Un trazado del valor medio instantáneo V_o como función de v_{control} se muestra en la figura 8-32*b*, con tiempo de supresión y sin él.

Si el convertidor de puente completo en la figura 8-32*a* se modula por anchura de pulsos para una conversión de CC a CC, como vimos en el capítulo 7, v_{control} es un voltaje CC constante en estado permanente. El trazado de la figura 8-32*b* es útil en la determinación del efecto del tiempo de supresión en aplicaciones de estos convertidores para motores de CC, como se analizará en el capítulo 13.

Para un v_{control} sinusoidal en un inversor de PWM monofásico de puente completo, la salida media instantánea $V_o(t)$ se muestra en la figura 8-33 para una corriente de carga i_o que se supone sinusoidal y atrasada a $V_o(t)$. La distorsión en $V_o(t)$ en los pasos por cero de la corriente produce armónicos de orden bajo, como el tercero, quinto, séptimo, etc., de la frecuencia fundamental en la salida del inversor. Ocurren distorsiones parecidas en los voltajes de línea a línea en la salida de un inversor PWM trifásico, donde los armónicos de orden bajo son del orden de $6m \pm 1$ ($m = 1, 2, 3,...$) de la frecuencia fundamental. El efecto de estas distorsiones debido al tiempo de supresión se verá con más detalle en el capítulo 11, que trata de las fuentes de energía no interrumpibles; en el capítulo 13, de motores de CC, y en el capítulo 15, de motores síncronos.

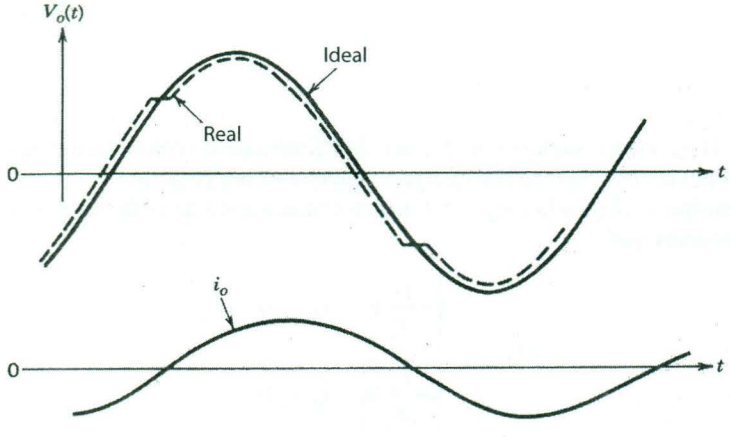


Figura 8-33 Efecto de t_Δ sobre la salida sinusoidal.

8-6 OTROS MÉTODOS DE CONMUTACIÓN DE INVERSORES

En las secciones anteriores analizamos en detalle dos métodos de conmutación de inversores de uso común: por PWM sinusoidal y por ondas cuadradas. En esta sección veremos brevemente otros métodos de PWM. Un análisis detallado de estas técnicas se presenta en las referencias al final del capítulo. Una revisión amplia de varias técnicas de PWM se presenta en la referencia 14.

8-6-1 CONMUTACIÓN POR PULSOS DE ONDAS CUADRADAS

Aquí, cada salida de voltaje de fase es esencialmente de ondas cuadradas, con excepción de unas cuantas muescas (o pulsos) para controlar la amplitud fundamental. Estas muescas se introducen sin considerar el contenido armónico en la salida, y por tanto este tipo de método ya no se emplea, salvo en algunos inversores de tiristores. Una desventaja grave de las técnicas que se mencionaron es que no se da ninguna atención al contenido armónico, que puede llegar a ser inaceptable. La ventaja se encuentra en su simplicidad y el número bajo de conmutaciones que requiere (lo cual es significativo en inversores de tiristores de alta potencia).

8-6-2 CONMUTACIÓN POR ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS PROGRAMADA

Esta técnica combina la conmutación por ondas cuadradas y PWM para controlar el voltaje fundamental de salida y eliminar los armónicos designados de la salida.

El voltaje v_{Ao} de una pata o terminal de inversor, normalizado por $\frac{1}{2}V_d$, se traza en la figura 8-34*a*, donde se introducen seis muescas en la salida, aparte de las ondas cuadradas, a fin de controlar la magnitud del voltaje fundamental y eliminar quintos y séptimos armónicos. Por semiciclos, cada muesca proporciona un grado de libertad, es decir, tener tres muescas por semiciclo proporciona el control de armónicos fundamentales y la eliminación de dos armónicos (en este caso, el quinto y el séptimo).

La figura 8-34*a* muestra que la forma de onda de la salida tiene una simetría de medias ondas impares (a veces se llama simetría de cuartos de ondas impares). Por tanto, sólo habrá armónicos impares (coeficientes de una serie sinusoidal). Como en un inversor trifásico (que consiste en tres de estas patas del inversor) los armónicos terceros y sus múltiplos se cancelan en la salida, estos armónicos no necesitan eliminarse de la salida de la pata del inversor por medio de muescas de la forma de ondas.

Una inspección cuidadosa muestra que la secuencia de conmutación del interruptor en la figura 8-34*a* es siete veces la frecuencia de conmutación asociada a una operación de ondas cuadradas.

En una operación de ondas cuadradas, el componente del voltaje de frecuencia fundamental es

$$\frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{V_d/2} = \frac{4}{\pi} = 1.273 \qquad \text{(Ecuación 8-13 repetida)}$$

Debido a las muescas para eliminar los armónicos quinto y séptimo, se reduce la máxima amplitud fundamental disponible. Se demuestra que

$$\frac{(\hat{V}_{Ao})_{1,\text{máx}}}{V_d/2} = 1.188 \tag{8-78}$$

Los valores requeridos de α_1, α_2 y α_3 se trazan en la figura 8-34*b* como función del fundamental normalizado en el voltaje de salida (véanse las referencias 8 y 9 para detalles).

A fin de permitir el control sobre la salida fundamental y eliminar los armónicos de orden quinto, séptimo, decimoprimero y decimotercero, se necesitarían cinco muescas por semiciclo. En este caso, cada interruptor tendría 11 veces la frecuencia de conmutación en comparación con una operación de ondas cuadradas.

Con ayuda de circuitos y microcontroladores de escala muy grande (VLSI) es posible aplicar este método de eliminación programada de armónicos. Sin hacer la frecuencia de conmutación (y por tanto las pérdidas por conmutación) muy alta, esto permite eliminar los armónicos indeseables de orden inferior. De ser necesario, los armónicos de orden superior pueden filtrarse por medio de un filtro pequeño. Sin embargo, antes de decidirse por esta técnica, se debe comparar con una técnica de PWM sinusoidal con un m_f bajo, a fin de evaluar la mejor. Cabe notar que las distorsiones debidas al tiempo de borrado, como vimos en la sección 8-5, ocurren aquí también.

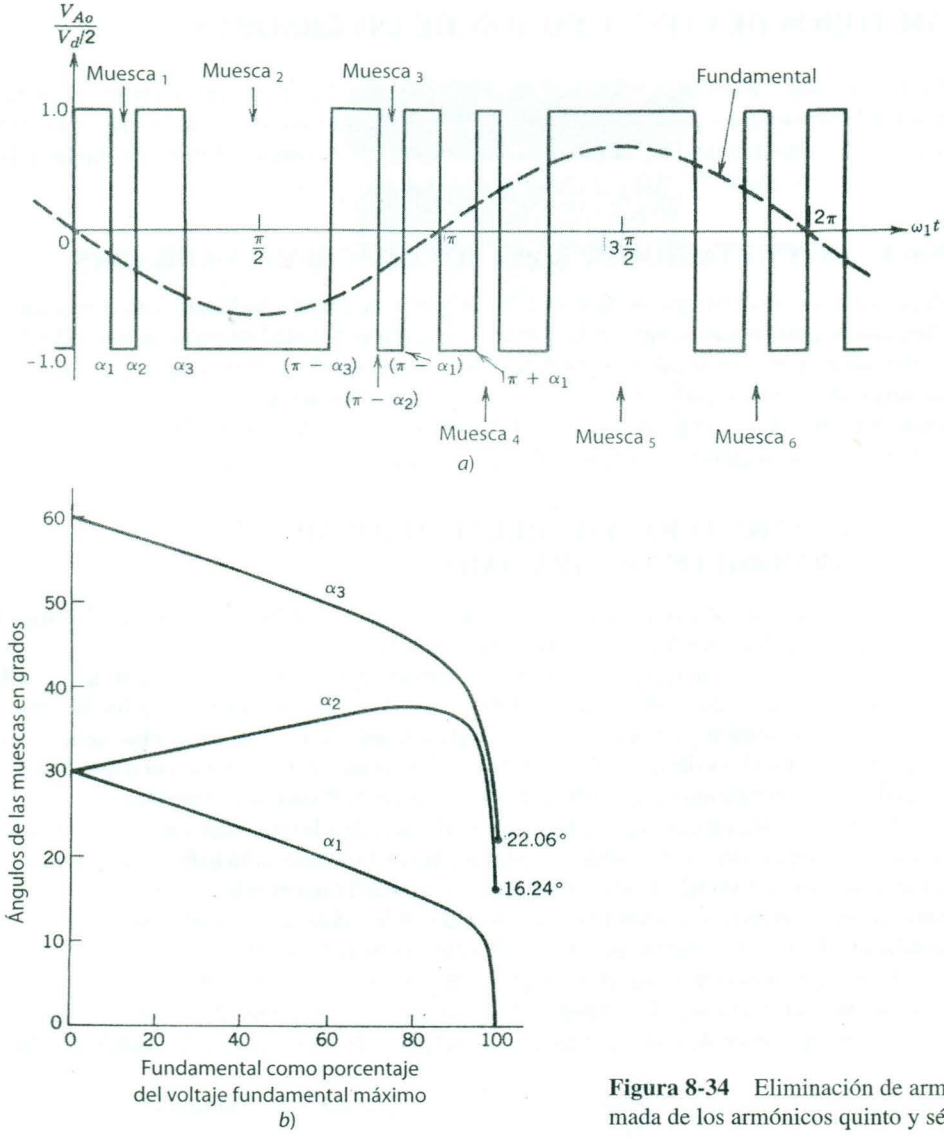


Figura 8-34 Eliminación de armónicos programada de los armónicos quinto y séptimo.

8-6-3 MODULACIÓN REGULADA POR CORRIENTE (MODO DE CORRIENTE)

En aplicaciones como servomotores de CC y CA, debe controlarse la corriente del motor (alimentada por el convertidor o inversor de modo conmutado), aunque a menudo se usa un VSI. En este aspecto, esto se asemeja a las fuentes de energía de CC de conmutación del capítulo 10, donde se controla la corriente de la fase de salida para regular el voltaje de salida.

Hay varias maneras de obtener las señales de conmutación para los interruptores de inversores a fin de controlar la corriente de salida del inversor. Describiremos dos.

8-6-3-1 Control por bandas de tolerancias

Esto se ilustra en la figura 8-35 para una corriente de referencia sinusoidal i_A*, donde la corriente de fase real i_A se compara con la banda de tolerancia alrededor de la corriente de referencia asociada a esta fase. Si la corriente real en la figura 8-35*a* trata de ir más allá de la banda de tolerancia superior, T_{A-} se enciende (es decir, T_{A+} se apaga). Ocurre la conmutación opuesta si la corriente real trata de caer por debajo de la banda de tolerancia inferior. Acciones parecidas se llevan a cabo en las otras dos fases. Este control se muestra en forma de un diagrama de bloques en la figura 8-35*b*.

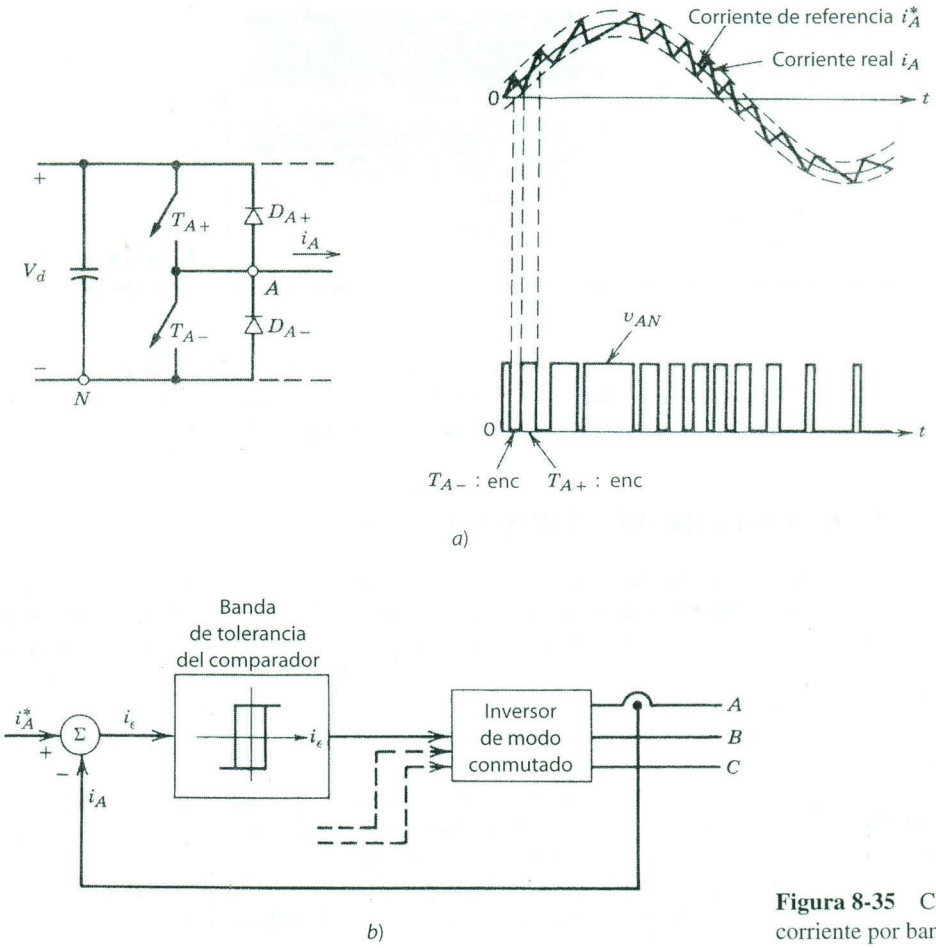


Figura 8-35 Control de la corriente por banda de tolerancia.

La frecuencia de conmutación depende de la velocidad con la que cambia la corriente desde el límite superior hasta el límite inferior, y viceversa. A la vez, esto depende de V_d, la fuerza contraelectromotriz de la carga y la inductancia de la carga. Además, la frecuencia de conmutación no permanece constante, sino varía a lo largo de la forma de onda de la corriente.

8-6-3-2 Control por frecuencia fija

El control de la corriente por frecuencia fija se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 8-36. El error entre la referencia y la corriente real se amplifica o alimenta a través de un controlador integral proporcional (PI). La salida v_{control} del amplificador se compara con una forma de onda triangular de frecuencia fija v_{tri} (frecuencia de conmutación f_s). Un error positivo ($i_A^* - i_A$) y, por ende, un v_{control} positivo producen un voltaje de salida del inversor más grande, lo que lleva a i_A a su valor de referencia. Una acción similar se lleva a cabo en las otras dos fases. Frecuentemente se usa el voltaje de carga (deducida del modelo de la carga) como señal de alimentación directa de compensación, lo que se muestra con una línea punteada en la figura 8-36.

Cabe señalar que en la bibliografía se analizan muchas técnicas complejas de conmutación que minimizan el número total de conmutaciones combinadas en las tres fases.

8-6-4 MÉTODO DE CONMUTACIÓN QUE INCORPORA LA NEUTRALIZACIÓN ARMÓNICA POR MEDIO DE CONEXIONES DE MODULACIÓN Y TRANSFORMADORES

En algunas aplicaciones, como fuentes de energía no interrumpibles, normalmente se requieren transformadores de aislamiento en la salida. En estas aplicaciones se utiliza la presencia de transformadores de salida

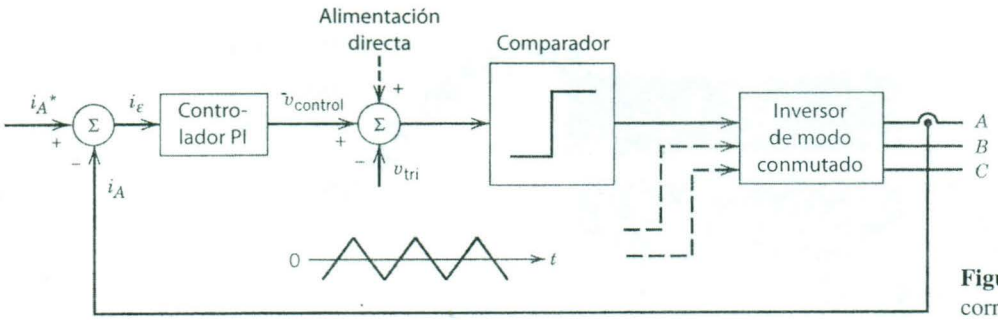


Figura 8-36 Control de la corriente por frecuencia fija.

en la eliminación de ciertos armónicos. Además, se emplea la técnica de eliminación programada de armónicos para controlar la salida fundamental y eliminar (o reducir) unos cuantos armónicos más.

Veremos este arreglo en relación con las fuentes de energía CC no interrumpibles en el capítulo 11.

8-7 MODO DE OPERACIÓN DE RECTIFICADORES

Como analizamos en la introducción de la sección 8-1, estos convertidores de modo conmutado realizan una transición suave del modo de inversores al modo de transformadores. El modo de operación de rectificadores aparece, por ejemplo, durante el frenado (desaceleración) de motores de inducción alimentados a través de un convertidor de modo conmutado. Este modo de operación se analiza brevemente en esta sección. Los rectificadores del modo conmutado con que se conectan equipos de electrónica de potencia con los sistemas de suministro de energía trabajan con el mismo principio básico, y se analizarán en detalle en el capítulo 19.

El modo de operación de rectificadores se aborda sólo para los convertidores trifásicos; el mismo principio aplica para convertidores monofásicos. Si suponemos una condición de operación equilibrada de estado permanente, un convertidor trifásico se analiza por fase.

Como ejemplo, considere el sistema trifásico que se muestra en la figura 8-25*a* y que se traza de nuevo en la figura 8-37*a*. Considere sólo la frecuencia fundamental (donde se omite el subíndice 1), sin los armó-

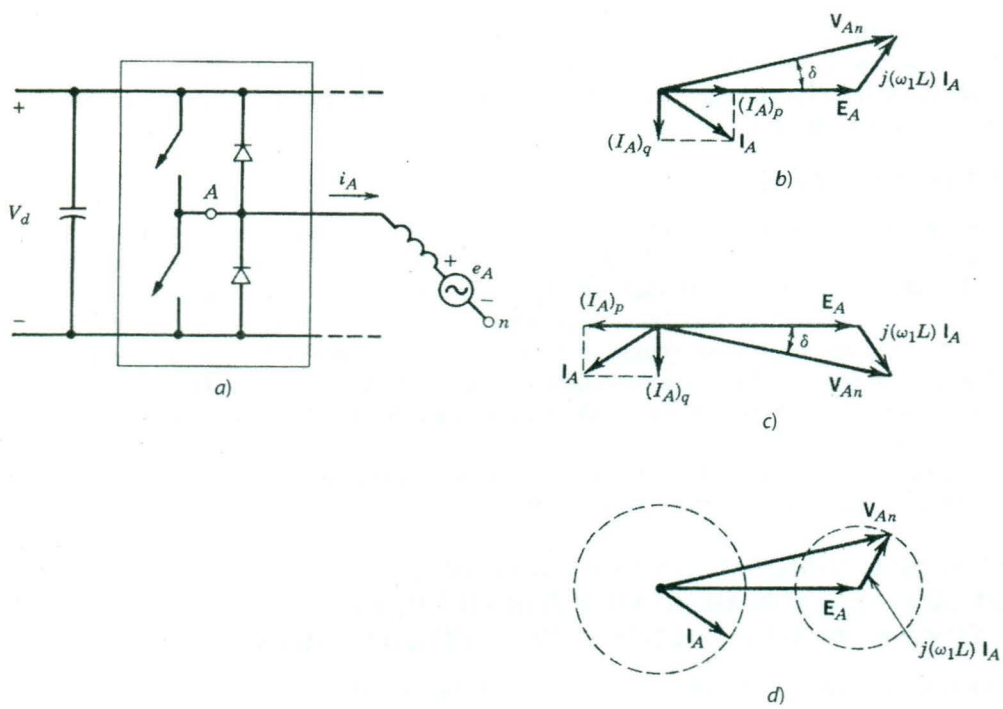


Figura 8-37 Modos de operación: *a*) circuito; *b*) modo del inversor; *c*) modo del rectificador; *d*) constante I_A.

nicos de frecuencia de conmutación. En la figura 8-37*b* se muestra un modo de operación motorizado donde el voltaje del convertidor $\mathbf{V}_{An}$, aplicado al motor, va adelante de $\mathbf{E}_A$ por un ángulo δ. El componente activo (real) $(I_A)_p$ de $\mathbf{I}_A$ está en fase con $\mathbf{E}_A$, y por tanto el convertidor opera en el modo del inversor.

Puede controlarse el ángulo de fase (así como la magnitud) del voltaje de CA producido por el convertidor. Si se procura que el voltaje del convertidor $\mathbf{V}_{An}$ ahora se quede atrás de $\mathbf{E}_A$ por el mismo ángulo δ que antes (con V_{An} constante), el diagrama del fáser en la figura 8-37*c* muestra que el componente activo $(I_A)_p$ de $\mathbf{I}_A$ está ahora 180° fuera de fase con $\mathbf{E}_A$, lo que produce un modo de operación de rectificador donde la potencia fluye desde el motor hasta el lado de CC del convertidor.

De hecho, $\mathbf{V}_{An}$ se controla tanto en magnitud (dentro de límites) como en fase, lo que permite controlar la magnitud de la corriente y el nivel de potencia, por ejemplo, durante el frenado del motor de CA. Si suponemos que $\mathbf{E}_A$ no puede cambiar en forma instantánea, la figura 8-37*d* muestra el locus del fáser $\mathbf{V}_{An}$ que mantendría la magnitud de la corriente constante.

Las formas de onda de la figura 8-22 sirven explicar cómo controlar $\mathbf{V}_{An}$ en su magnitud, así como en su fase, por medio de un voltaje dado (fijo) V_d. Es obvio que, mediante el control de la amplitud de la forma de onda sinusoidal de referencia $v_{\text{control},A}$, puede variarse V_{An}. En forma similar, al mover la fase de $v_{\text{control},A}$ respecto de $\mathbf{E}_A$, puede variarse el ángulo de fase de $\mathbf{V}_{An}$. Para una operación equilibrada, los voltajes de control para las fases B y C están iguales en magnitud, pero $\pm 120°$ desplazados respecto del voltaje de control de fase A.

Los rectificadores de modo conmutado, donde el rectificador es el modo de operación primario, se analizan con más detalle en el capítulo 19, que trata de circuitos para conectar equipos de electrónica de potencia a los sistemas de suministro de energía.

RESUMEN

1. Se describen inversores de CC a CA de fuentes de voltaje del modo de interruptor que aceptan una fuente de voltaje de CC como entrada y producen voltajes de salida trifásicos sinusoidales con una frecuencia baja en relación con la frecuencia de conmutación (los inversores de fuente de corriente se describen en el capítulo 14).
2. Estos inversores de CC a CA pueden hacer una transición suave hacia el modo de rectificación, donde el flujo de potencia se invierte para ir del lado de CA al lado de CC. Esto ocurre, por ejemplo, durante el frenado de un motor de inducción alimentado a través de uno de estos inversores.
3. El método de conmutación PWM sinusoidal permite controlar la magnitud y la frecuencia del voltaje de salida. Por tanto, la entrada a inversores de PWM es una fuente de voltaje CC no controlada y esencialmente constante. Este método de conmutación produce voltajes armónicos en el rango de la frecuencia de conmutación y más alto, lo que se filtra fácilmente.
4. El método de conmutación de ondas cuadradas sólo controla la frecuencia de la salida del inversor. Por tanto, la magnitud de salida debe controlarse mediante el control de la magnitud de la fuente de voltaje CC de entrada. El voltaje de salida de ondas cuadradas contiene armónicos de orden bajo. Una variación del método de conmutación por ondas cuadradas, o técnica de cancelación de voltaje, sirve para controlar tanto la frecuencia como la magnitud de la salida del inversor monofásico (pero no trifásico).
5. Como consecuencia de los armónicos en el voltaje de salida del inversor, la ondulación en la corriente de salida no depende del nivel de transferencia de potencia en la frecuencia fundamental; en su lugar, la ondulación depende a la inversa de la inductancia de la carga, lo que es más efectivo con frecuencias más altas.
6. En la práctica, si un interruptor se apaga en una pata o terminal del inversor, el encendido del otro interruptor se retrasa por un tiempo de supresión que introduce armónicos de orden bajo en la salida del inversor.
7. Existen muchos métodos de conmutación además del PWM sinusoidal. Por ejemplo, la técnica de conmutación programada por eliminación de armónicos puede aplicarse fácilmente por medio de circuitos VLSI para eliminar armónicos específicos de la salida del inversor.
8. La modulación regulada por la corriente (modo de corriente) permite controlar la(s) corriente(s) de salida del inversor en forma directa por medio de la comparación de la corriente real medida con la corriente de referencia, y mediante el error para controlar los interruptores del inversor. Como se analizará en los capítulos 13 a 15, esta técnica se usa en muchas partes para servoaccionamientos de CC y CA.

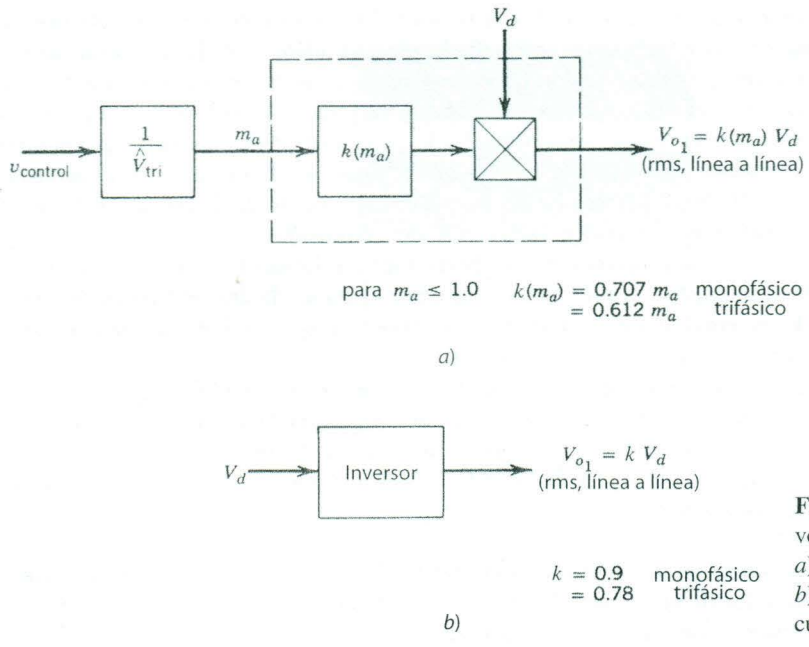


Figura 8-38 Resumen de voltajes de salida del inversor: *a*) operación de PWM ($m_a \leq 1$); *b*) operación de ondas cuadradas.

El control por modo de corriente también se usa en convertidores de CC a CC, como veremos en el capítulo 10, que trata de fuentes de potencia de conmutación de CC.

9. La relación entre la entrada de control y la magnitud de salida del inversor de puente completo se resume como se muestra en la figura 8-38*a*, si se supone un PWM sinusoidal en el rango lineal de $m_a \leq 1.0$. Para una conmutación por ondas cuadradas, el inversor no controla la magnitud de la salida del inversor, y la relación entre el voltaje CC de entrada y la magnitud de salida se resume en la figura 8-38*b*.
10. Con estos convertidores se conectan equipos de electrónica de potencia a la fuente de los sistemas de suministro de energía. Como se verá en el capítulo 18, como la rectificación es el modo de operación principal, éstos se llaman rectificadores de CA a CC de modo conmutado.

PROBLEMAS

MONOFÁSICO

8-1 En un inversor PWM monofásico de puente completo, el voltaje CC de entrada varía en un rango de 295 a 325 V. Debido a la baja distorsión requerida en la salida v_o, $m_a \leq 1.0$.

a) ¿Cuál es el V_{o1} más alto que se puede obtener e imprimir en la placa de especificaciones como su voltaje nominal?

b) Sus voltios-amperios nominales de la placa de especificaciones son 2 000 VA, es decir, $V_{o1,\text{máx}} I_{o,\text{máx}} = 2\,000$ VA, donde se supone que i_o es sinusoidal. Calcule la relación de utilización de interruptores combinada cuando el inversor está alimentando sus voltios-amperios nominales.

8-2 Considere el problema de ondulación en la corriente de salida de un inversor monofásico de puente completo. Suponga que $V_{o1} = 220\ V$ con una frecuencia de 47 Hz y el tipo de carga que se muestra en la figura 8-18*a* con $L =$ 100 mH.

Si el inversor está trabajando en el modo de ondas cuadradas, calcule el valor pico de la corriente de ondulación.

8-3 Repita el problema 8-2 con el inversor operando en el modo de PWM sinusoidal, con $m_f = 21$ y $m_a = 0.8$. Suponga una conmutación por voltaje bipolar.

8-4 Repita el problema 8-2, pero suponga que el voltaje de salida se controla por cancelación de voltajes y que V_d tiene el mismo valor que se requiere en el inversor PWM del problema 8-3.

8-5 Calcule y compare los valores picos de las corrientes de ondulación en los problemas 8-2 a 8-4.

8-6 Con MATLAB, verifique los resultados dados en la tabla 8-1.

TRIFÁSICO

8-7 Considere el problema de ondulación en la corriente de salida de un inversor trifásico de ondas cuadradas. Suponga que $(V_{LL})_1 = 200$ V con una frecuencia de 52 Hz y el tipo de carga que se muestra en la figura 8-25*a* con $L =$ 100 mH. Calcule la corriente de ondulación pico como se define en la figura 8-26*a*.

8-8 Repita el problema 8-7 si el inversor del problema 8-7 está operando en un modo PWM síncrono con $m_f = 39$ y $m_a = 0.8$. Calcule la corriente de ondulación pico como se define en la figura 8-26*b*.

8-9 Obtenga una expresión para los componentes de Fourier en la forma de onda de la figura 8-34*a* para la eliminación programada de armónicos de los armónicos del quinto y séptimo orden. Demuestre que para $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 16.24°$ y $\alpha_3 = 22.06°$, los armónicos del quinto y séptimo órdenes se eliminan y la salida de frecuencia fundamental del inversor tiene una amplitud máxima dada por la ecuación 8-78.

8-10 En el inversor trifásico de ondas cuadradas de la figura 8-24*a*, suponga que la carga es equilibrada y puramente resistiva con el neutro n de la carga. Trace las formas de onda del estado permanente v_{An}, i_A, i_{DA+} e i_d, donde i_{DA+} es la corriente a través de D_{A+}.

8-11 Repita el problema 8-10 suponiendo que la carga es puramente inductiva, donde la resistencia de carga, aunque finita, puede ignorarse.

8-12 Considere sólo una pata del inversor, como se muestra en la figura 8-4, donde la corriente de salida se queda atrás $(v_{Ao})_1$ por un ángulo ϕ, como se muestra en la figura P8-12*a*, y o es el punto medio ficticio de la entrada de CC. Debido al tiempo de borrado t_Δ, el voltaje de error instantáneo v_ϵ se traza en la figura P8-12*b*, donde

$$v_\in = (v_{Ao})_{\text{ideal}} - (V_{Ao})_{\text{real}}$$

Cada pulso v_ϵ, ya sea positivo o negativo, tiene una amplitud de V_d y una duración de t_Δ. A fin de calcular los armónicos de orden bajo de la frecuencia fundamental en el voltaje de salida debido a un tiempo de borrado, estos pulsos pueden sustituirse por un pulso rectangular equivalente (trazado con una línea punteada en la figura P8-12*b*) de amplitud K, cuya área de voltios-segundos por semiciclo es igual a la de los pulsos v_ϵ.

Deduzca la siguiente expresión para los armónicos de la frecuencia fundamental en v_{Ao} introducidos por el tiempo de borrado:

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{4}{\pi h} V_d t_\Delta f_s \qquad (h = 1,3,5,\ldots)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación.

8-13 Con PSpice, simule el inversor de la figura P8-13.

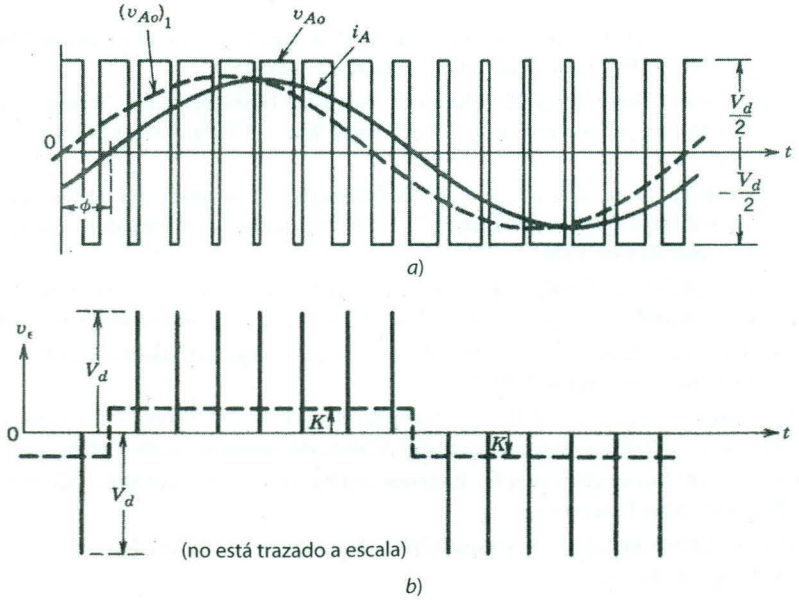
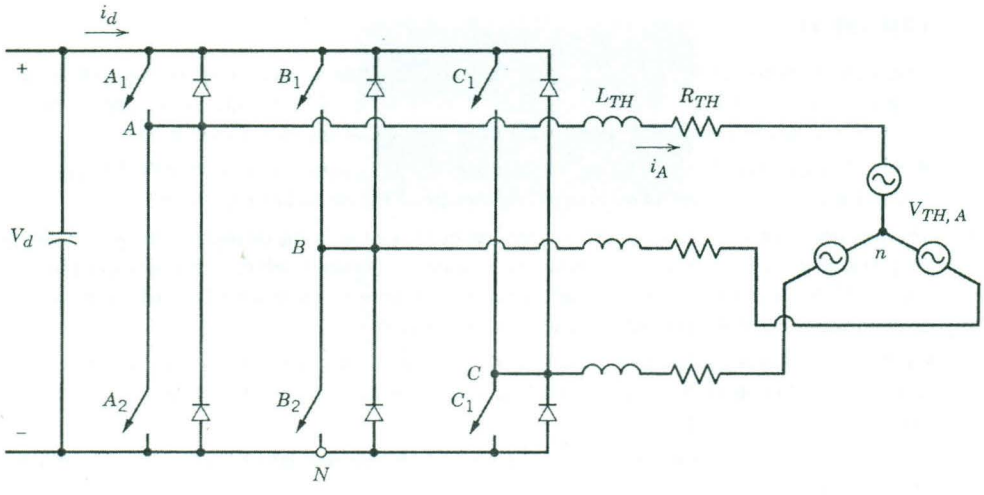


Figura P8-12



Valores nominales: $V_d = 313.97\,\text{V}, f_1 = 47.619\,\text{Hz}$
$\hat{V}_{\text{tri}} = 1.0\,\text{V}, m_a = 0.95$
$R_{TH} = 2\Omega, L_{TH} = 10\,\text{mH}$
$v_{\text{control},A} = 0.95\cos(2\pi f_1 t - 90°)\text{V}$
$(\mathbf{V}_{\text{th},A})_1 = 74.76\,\underline{/-12.36°}\ V_{(\text{rms})}$
$f_s = 1\,\text{kHz}, \mathbf{I}_{A1} = 10\,\underline{/-30°}\ A_{(\text{rms})}$

Figura P8-13 Según la referencia 5 del capítulo 4, "Power Electronics: Computer Simulation. Analysis and Education Using PSpice (evaluation, classroom version)", en un disquete con un manual, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.

REFERENCIAS

1. K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice Hall International, Londres, 1988.
2. A. B. Plunkett, "A Current-controlled PWM Transistor Inverter Drive", IEEE/IAS, 1979, reunión anual, pp. 785-792.
3. T. Kenjo y S. Nagamori, *Permanent Magnet and Brushless DC Motors*, Clarendon, Oxford, 1985.
4. H. Akagi, A. Nabae y S. Atoh, "Control Strategy of Active Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, núm. 3, mayo/junio de 1986, pp. 460-465.
5. T. Kato, "Precise PWM Waveform Analysis of Inverter for Selected Harmonic Elimination", 1986, IEEE/IAS, reunión anual, pp. 611-616.
6. J. W. A. Wilson y J. A. Yeamans, "Intrinsic Harmonics of Idealized Inverter PWM Systems", 1976, IEEE/IAS, reunión anual, pp. 967-973.
7. Y. Murai, T. Watanabe y H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times", 1985, IEEE/IAS, reunión anual, pp. 436-441.
8. H. Patel y R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I – Harmonic Elimination", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, núm. 3, mayo/junio de 1973.
9. H. Patel y R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II—Voltage Control Techniques", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, núm. 5, septiembre/octubre de 1974.
10. I. J. Pitel, S. N. Talukdar y P. Wood, "Characterization of Programmed-Waveform Pulsewidth Modulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, núm. 5, septiembre/octubre de 1980.
11. M. Boost y P. D. Ziogas, "State-of-the-Art PWM Techniques: A Critical Evaluation", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp. 425-433.
12. J. Rosa, "The Harmonic Spectrum of D.C. Link Currents in Inverters," *Proceedings of the Fourth International PCI Conference on Power Conversion*, Intertec Communications, Oxnard, California, pp. 38-52.
13. EPRI Report, "AC/DC Power Converter for Batteries and Fuel Cells", Project 841-1, Final Report, septiembre de 1981, EPRI, Palo Alto, California.
14. J. Holtz, "Pulsewidth Modulation—A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, núm. 5, diciembre de 1992, pp. 410-420.

CAPÍTULO 9

CONVERTIDORES RESONANTES: CONMUTACIONES DE TENSIÓN CERO Y/O CORRIENTE CERO

9-1 INTRODUCCIÓN

En todas las topologías de convertidores de CC a CC y CC a CA modulados por ancho de pulsos que vimos en los capítulos 7 y 8, los interruptores controlables se operan en un modo conmutado donde se requiere que conduzcan (enciendan) e interrumpan (apaguen) toda la corriente de carga durante cada conmutación. En esta operación de modo conmutado, como se verá más adelante en la sección 9-1-1, los interruptores están sujetos a grandes esfuerzos de conmutación y grandes pérdidas de potencia de conmutación que aumentan en forma lineal con la frecuencia de conmutación del PWM. Otra desventaja significativa de la operación de modo conmutado es la EMI (interferencia electromagnética) que se produce debido a los grandes *di/dt* y *dv/dt* causados por una operación de modo conmutado.

Estas desventajas de los convertidores de modo conmutado aumentan si la frecuencia de conmutación se incrementa para reducir el tamaño y peso del convertidor y, por tanto, incrementar la densidad de potencia. Así, para realizar altas frecuencias en convertidores, se minimizan los defectos mencionados si cada interruptor en un convertidor cambia su estatus (de activo a inactivo o viceversa) cuando el voltaje a través de él y/o la corriente a través de él es cero en el instante de la conmutación. En el presente capítulo abordamos las topologías de convertidores y las estrategias de conmutación, que resultan en conmutaciones de tensión cero y/o corriente cero. Como la mayoría de estas topologías (pero no todas) requieren alguna forma de resonancia *LC*, se clasifican en sentido amplio como "convertidores resonantes".

9-1-1 CONMUTACIÓN DE CORRIENTE INDUCTIVA POR MODO CONMUTADO

Este tema se abordó brevemente en el capítulo 2. Para ilustrar con mayor detalle los problemas asociados a la operación de modo conmutado, considere una pata o terminal de un convertidor de CC-CC de puente completo o un inversor de CC a CA (monofásico o trifásico), como se muestra en la figura 9-1. La corriente de salida fluye en ambos sentidos y se puede suponer una magnitud constante I_o debido a la inductancia

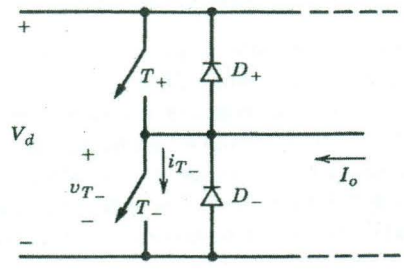


Figura 9-1 Inversor de una pata o terminal.

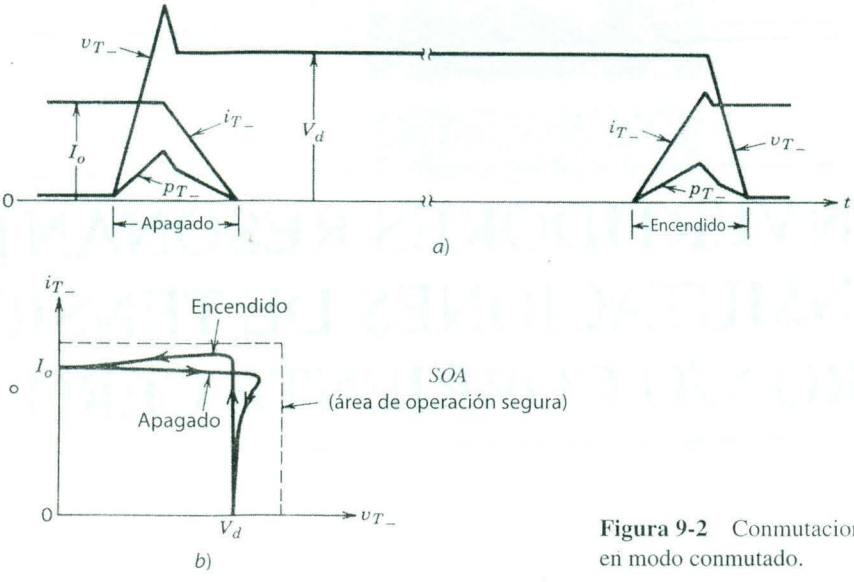


Figura 9-2 Conmutaciones de corriente inductiva en modo conmutado.

de carga durante el muy breve intervalo de conmutación. Las formas de ondas linealizadas de tensión y corriente, por ejemplo, para el interruptor inferior T_- se muestran en la figura 9-2*a*.

Al principio, se supone que I_o fluye a través de T_-. Si se aplica una señal de control para apagar T_-, el voltaje del interruptor v_{T_-} aumenta a V_d (sobreimpulso a V_d debido a inductancias parásitas), y luego la corriente del interruptor i_{T_-} decae a cero. Después del apagado de T_-, I_o fluye a través de D_+. La pérdida de potencia P_{T_-} $(=v_{T-} \cdot i_{T-})$ en el interruptor durante el apagado se muestra en la figura 9-2*a*.

Ahora considere el encendido de T_-. Antes del encendido de T_-, I_o está fluyendo a través de D_+. Cuando se aplica la señal de control del interruptor para encender T_-, i_{T-} aumenta a I_o más la corriente de recuperación de inversión de picos del diodo D_+, como se muestra en la figura 9-2*a*. Posteriormente recupera el diodo, y el voltaje del interruptor v_{T-} e i_{T-} produce una pérdida de potencia en T_- durante el encendido.

El valor medio de la pérdida por conmutación P_{T-}, por ser proporcional a la frecuencia de conmutación, limita la altura a la que se puede empujar (desplazar) la frecuencia de conmutación sin degradar de manera significativa la eficiencia del sistema. Por la disponibilidad de interruptores rápidos (con tiempos de conmutación tan bajos como unos cuantos nanosegundos), el límite presente parece subir hasta aproximadamente 500 kHz con una eficiencia de energía razonable.

Otra desventaja importante de la operación del modo conmutado es que genera grandes *di/dt* y *dv/dt* debido a las transiciones rápidas de conmutación que se requieren para mantener las pérdidas por conmutación lo más bajas posible en el interruptor. Los diodos con características deficientes de recuperación inversa se suman en forma considerable a este fenómeno, que produce EMI.

La conmutación de corriente inductiva en modo conmutado produce lugares geométricos de conmutación en el plano de v_T-i_T, como se muestra en la figura 9-2*b*. Debido a que simultáneamente ocurre un voltaje grande del interruptor y una corriente grande del interruptor, el interruptor debe ser capaz de soportar el esfuerzo grande de conmutación con un área segura de operación (SOA), como se muestra mediante las líneas punteadas. Este requerimiento de ser capaz de soportar esfuerzos tan grandes permite compromisos de diseño indeseables en otras características de los dispositivos de semiconductores de potencia.

9-1-2 CONMUTACIONES DE TENSIÓN CERO Y CORRIENTE CERO

Se están contemplando frecuencias de conmutación en el rango de megahertz, incluso de decenas de megahertz, a fin de reducir el tamaño y peso de los transformadores y componentes filtrantes y, por ende, reducir tanto el costo como el tamaño y peso de convertidores de electrónica de potencia. En realidad se pueden incrementar las frecuencias de conmutación a valores tan altos sólo si se superan los problemas de esfuerzos de conmutación, las pérdidas por conmutación y las EMI asociados a los convertidores de modo conmutado.

Los esfuerzos de conmutación, como se analizará en capítulos posteriores, se reducen mediante la conexión de circuitos sencillos de amortiguadores (snubbers) de disipación (que consisten en diodos y com-

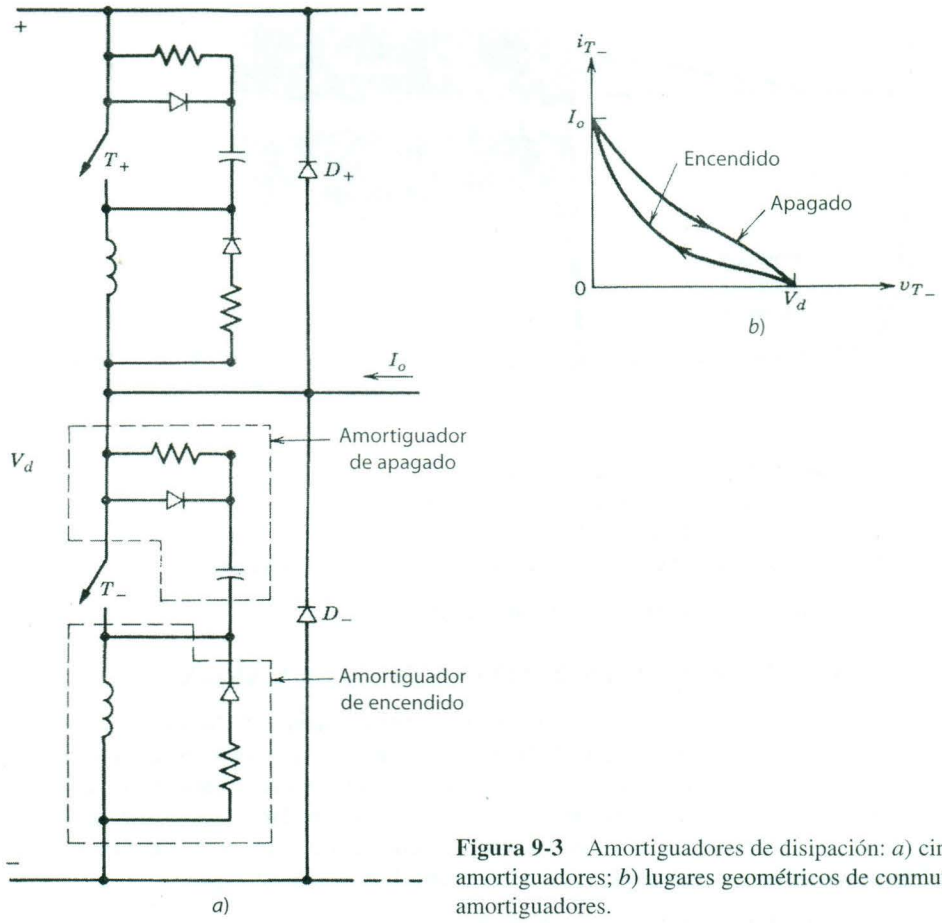


Figura 9-3 Amortiguadores de disipación: *a*) circuitos de amortiguadores; *b*) lugares geométricos de conmutación con amortiguadores.

ponentes pasivos) en serie y en paralelo con los interruptores en los convertidores de modo conmutado. Estos circuitos de amortiguadores se muestran en la figura 9-3*a*, y los lugares geométricos de conmutación que producen esfuerzos de conmutación reducidos se muestran en la figura 9-3*b*. Sin embargo, estos amortiguadores de disipación mueven la pérdida de potencia por conmutación del interruptor al circuito de amortiguadores, y por tanto no proporcionan una reducción en la pérdida general de potencia por conmutación.

En contraste con amortiguadores de disipación en convertidores de modo conmutado, la combinación de topologías propias de convertidores y estrategias de conmutación supera los problemas de esfuerzos de conmutación, pérdidas de potencia por conmutación y las EMI mediante el encendido y apagado de cada uno de los interruptores del convertidor cuando el voltaje del interruptor o la corriente del interruptor son cero. Idealmente, tanto el voltaje de los interruptores como la corriente deben ser cero cuando ocurre la transición de conmutación.

A manera de una breve introducción, considere una vez más el inversor de una pata o terminal de la figura 9-1. Si tanto las conmutaciones de encendido como las de apagado ocurren en una condición de voltaje cero y/o corriente cero, los lugares geométricos de conmutación se muestran en la figura 9-4, donde los lugares geométricos de conmutación en el modo conmutado se muestran (por medio de curvas de línea punteada) por motivos de comparación. Estos lugares geométricos de conmutación, sin amortiguadores de disipación, reducen los esfuerzos de conmutación, pérdidas de potencia por conmutación y las EMI.

9-2 CLASIFICACIÓN DE CONVERTIDORES RESONANTES

Los convertidores resonantes se definen aquí como la combinación de topologías de convertidores y estrategias de conmutación que producen conmutaciones de voltaje cero y/o corriente cero. Una manera de clasificar estos convertidores es la siguiente:

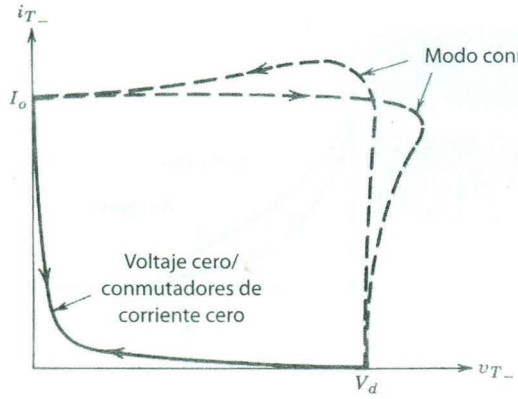


Figura 9-4 Conmutaciones de lugares geométricos de voltaje cero/corriente cero.

1. Convertidores resonantes a la carga
2. Convertidores de interruptores resonantes
3. Convertidores de enlace de CC resonante
4. Convertidores de enlace de alta frecuencia y semiciclo integral

A continuación se explicarán estas clasificaciones.

9-2-1 CONVERTIDORES RESONANTES A LA CARGA

Estos convertidores consisten en un circuito de tanque resonante *LC*. Se aplica tensión y corriente oscilante a la carga, debido a una resonancia de *LC* en el tanque, y los interruptores del convertidor se conmutan con voltaje cero y corriente cero. Se puede usar un circuito *LC* de serie o paralelo. En estos circuitos de convertidores, el flujo de potencia a la carga se controla por la impedancia resonante del tanque, que a su vez se controla por la frecuencia de conmutación f_s en comparación con la frecuencia resonante f_0 del tanque. Estos convertidores de CC a CC y CC a CA se subclasifican como sigue:

1. Convertidores de fuente de voltaje resonantes de serie
   a) Convertidores resonantes cargados en serie (SLR)
   b) Convertidores resonantes cargados en paralelo (PLR)
   c) Convertidores resonantes híbridos
2. Convertidores de fuente de corriente resonantes en paralelo
3. Convertidores resonantes de clase E y subclase E

9-2-2 CONVERTIDORES DE INTERRUPTORES RESONANTES

En ciertas topologías de convertidores de modo conmutado se utiliza una resonancia de *LC* principalmente para formar la tensión y corriente del interruptor, de modo que proporcione conmutaciones de voltaje cero y/o corriente cero. En estos convertidores de interruptores resonantes, durante un periodo de frecuencia de conmutación existen tanto intervalos operativos resonantes como no resonantes. Por tanto, en la bibliografía, a estos convertidores se les denomina también convertidores cuasirresonantes. Se subclasifican de la siguiente manera:

1. Convertidores de CC-CC de interruptores resonantes
   a) Convertidores de conmutación por corriente cero (ZCS)
   b) Convertidores de conmutación por tensión cero (ZVS)
2. Convertidores de voltaje fijo de conmutación por voltaje cero (ZVS-CV), que también se conocen como convertidores seudorresonantes y convertidores de transición resonante, respectivamente, en las referencias 34 y 31.

9-2-3 CONVERTIDORES RESONANTES DE ENLACE DE CC

En los inversores de CC a AC convencionales de PWM de modo conmutado, el V_d de entrada al inversor es una CC de magnitud fija, y la salida sinusoidal (monofásica o trifásica) se obtiene mediante conmutaciones

PWM de modo conmutado. Sin embargo, en los convertidores resonantes de enlace de CC, se hace que el voltaje de entrada oscile alrededor de V_d por medio de una resonancia de LC, de modo que el voltaje de entrada permanezca en cero para una duración finita durante la cual se pueda cambiar el estatus de los interruptores del inversor, lo que produce conmutaciones de voltaje cero.

9-2-4 CONVERTIDORES DE ENLACE DE ALTA FRECUENCIA Y SEMICICLO INTEGRAL

Si la entrada a un inversor monofásico o trifásico es una CA sinusoidal de alta frecuencia, mediante el uso de interruptores bidireccionales es posible sintetizar una CA de baja frecuencia de magnitud y frecuencia ajustable o una CC de magnitud ajustable, en la cual los interruptores se enciendan y apaguen en los pases por cero del voltaje de entrada.

9-3 CONCEPTOS BÁSICOS DE CIRCUITOS RESONANTES

Algunas configuraciones básicas en los convertidores resonantes del presente capítulo se abordan en forma genérica. Se hacen las suposiciones correspondientes para mantener el análisis simple.

Las condiciones iniciales se indican por letras mayúsculas, subíndice 0 y corchetes, por ejemplo, $[V_{c0}]$ e $[I_{c0}]$.

9-3-1 CIRCUITOS RESONANTES EN SERIE

9-3-1-1 Circuito resonante en serie no amortiguado

La figura 9-5*a* muestra un circuito resonante en serie donde el voltaje de entrada es V_d en el tiempo t_0. Las condiciones iniciales son I_{L0} y V_{c0}. Con la corriente del inductor i_L y el voltaje del condensador v_c como variables de estado, las ecuaciones del circuito son

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_c = V_d \tag{9-1}$$

y

$$C_r \frac{dv_c}{dt} = i_L \tag{9-2}$$

La solución de este conjunto de ecuaciones para $t \geq t_0$ es la siguiente:

$$i_L(t) = I_{LO} \cos \omega_0 (t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_o} \operatorname{sen} \omega_0 (t - t_0) \tag{9-3}$$

y

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0 (t - t_0) + Z_0 I_{L0} \operatorname{sen} \omega_0 (t - t_0) \tag{9-4}$$

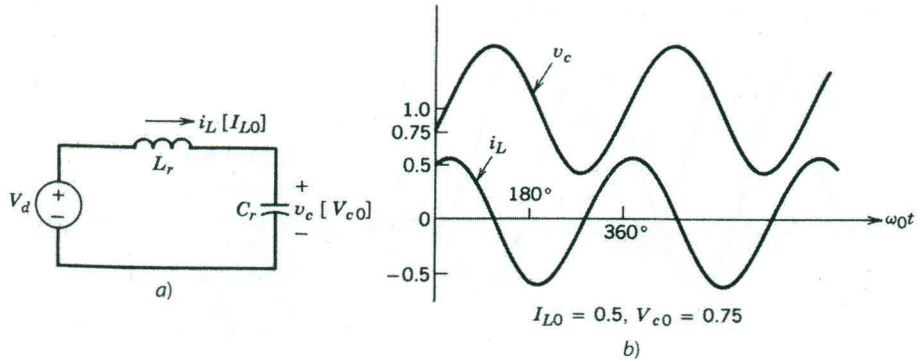


Figura 9-5 Circuito resonante en serie no amortiguado: i_L y v_c están normalizados: *a*) circuito; *b*) formas de onda con $I_{L0} = 0.5$, $V_{c0} = 0.75$.

donde

$$\text{Frecuencia de resonancia angular} = \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \tag{9-5}$$

e

$$\text{Impedancia característica} = Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \Omega \tag{9-6}$$

Para trazar v_c e i_L normalizados, se eligen las siguientes cantidades básicas:

$$V_{\text{base}} = V_d \tag{9-7}$$

e

$$I_{\text{base}} = \frac{V_d}{Z_0} \tag{9-8}$$

Como ejemplo, los i_L y v_c normalizados están trazados en la figura 9-5*b* para $I_{L0} = 0.5$ y $V_{c0} = 0.75$.

9-3-1-2 Circuito resonante en serie con una carga en paralelo con el condensador

La figura 9-6*a* muestra un circuito resonante en serie, donde el condensador (o capacitor) está en paralelo con una corriente I_o, que representa la carga. En este circuito, V_d e I_o son cantidades de CC. Las condiciones iniciales son I_{L0} y V_{c0} al tiempo inicial t_0. Por tanto,

$$v_c = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \tag{9-9}$$

e

$$i_L - i_c = I_o \tag{9-10}$$

Mediante la diferenciación de la ecuación 9-9,

$$i_c = C_r \frac{dv_c}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} \tag{9-11}$$

Al sustituir i_c de la ecuación 9-11 en la ecuación 9-10 nos da

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_o \tag{9-12}$$

donde ω_0 es el mismo que en la ecuación 9-5. La solución de estas ecuaciones para $t \geq t_0$ es como sigue:

$$i_L(t) = I_o + (I_{L0} - I_o)\cos \omega_0 (t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \operatorname{sen} \omega_0 (t - t_0) \tag{9-13}$$

y

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0})\cos \omega_0 (t - t_0) + Z_0 (I_{L0} - I_o) \operatorname{sen} \omega_0 (t - t_0) \tag{9-14}$$

donde ω_0 es la frecuencia resonante angular como se define en la ecuación 9-5, y Z_0 es la impedancia característica definida en la ecuación 9-6.

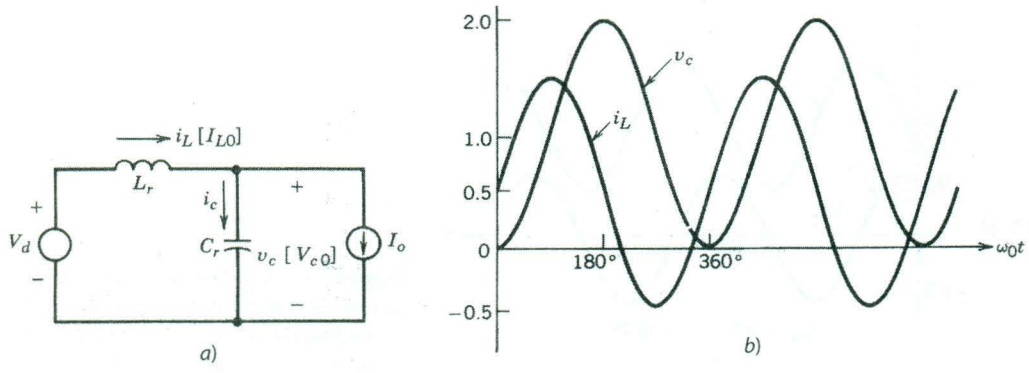


Figura 9-6 Circuito resonante en serie con carga en paralelo con el condensador (i_L y v_c están normalizados): *a*) circuito; *b*) $\mathbf{V}_{c0} = 0$, $I_{L0} = I_o = 0.5$.

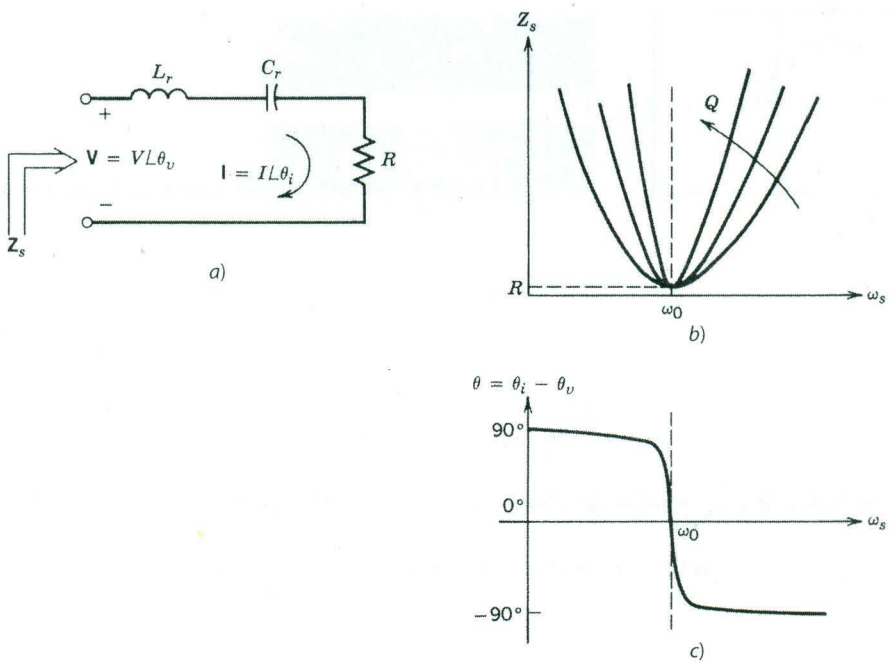


Figura 9-7
Características de frecuencia de un circuito resonante en serie.

En el caso especial con $V_{c0} = 0$ e $I_{L0} = I_o$,

$$i_L(t) = I_o + \frac{V_d}{Z_o}\operatorname{sen}\omega_0(t - t_0) \tag{9-15}$$

y

$$v_c(t) = V_d[1 - \cos\omega_0(t - t_0)] \tag{9-16}$$

En este caso especial, la figura 9-6*b* muestra el trazado de i_L y v_c, que están normalizados mediante las ecuaciones 9-7 y 9-8, respectivamente, e $I_{L0} = I_o = 0.5$ por unidad.

9-3-1-3 Características de frecuencias de un circuito resonante en serie

Es ilustrativo obtener las características de frecuencia del circuito resonante en serie de la figura 9-7*a*. La frecuencia de resonancia ω_0 y la impedancia característica Z_0 se definen por las ecuaciones 9-5 y 9-6, respectivamente. En presencia de una resistencia de carga R, otra cantidad, llamada factor de calidad Q, se define como

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \tag{9-17}$$

La figura 9-7*b* muestra la magnitud Z_s de la impedancia del circuito como función de frecuencia con Q como parámetro, manteniendo R constante. Esto demuestra que Z_s es una resistencia pura igual a R con $\omega_s = \omega_0$, y es muy sensible a la desviación de frecuencia de ω_0 con valores mayores de Q.

La figura 9-7*c* muestra el ángulo de fase de la corriente θ ($=\theta_i - \theta_v$) como función de la frecuencia. La corriente conduce con frecuencias inferiores a ω_0 ($\omega_s < \omega_0$), donde la impedancia del condensador predomina sobre la impedancia del inductor. Con frecuencias superiores a ω_0 ($\omega_s > \omega_0$), la impedancia del inductor predomina sobre la impedancia del capacitor y la corriente se queda atrás de la tensión, y el ángulo de fase de la corriente θ se acerca a $-90°$.

9-3-2 CIRCUITOS RESONANTES EN PARALELO

9-3-2-1 Circuito resonante en paralelo no amortiguado

La figura 9-8*a* muestra un circuito resonante en paralelo no amortiguado alimentado por una corriente CC I_d. Las condiciones iniciales en el tiempo $t = t_0$ son I_{L0} y V_{c0}. Con la corriente del inductor i_L y el voltaje del capacitor v_c como variables de estado, las ecuaciones del circuito son

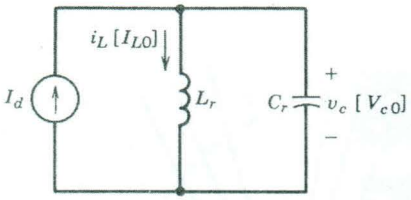


Figura 9-8 Circuito resonante en paralelo no amortiguado.

$$i_L + C_r \frac{dv_c}{dt} = I_d \tag{9-18}$$

y

$$v_c = L_r \frac{di_L}{dt} \tag{9-19}$$

La solución de este conjunto de ecuaciones para $t \geq t_0$ es como sigue:

$$i_L(t) = I_d + (I_{L0} - I_d)\cos\omega_0(t - t_0) + \frac{V_{c0}}{Z_0}\text{sen}\,\omega_0(t - t_0) \tag{9-20}$$

y

$$v_c(t) = Z_0(I_d - I_{L0})\text{sen}\,\omega_0(t - t_0) + V_{c0}\cos\omega_0(t - t_0) \tag{9-21}$$

donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \tag{9-22}$$

y

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{9-23}$$

9-3-2-2 Características de frecuencia de un circuito resonante en paralelo

Es útil obtener las características de frecuencia del circuito resonante en paralelo de la figura 9-9*a*. La frecuencia de resonancia ω_0 y Z_0 se definen por las ecuaciones 9-22 y 9-23, respectivamente. En presencia de una resistencia de carga R, se define otra cantidad, llamada factor de calidad Q, donde

$$Q = \omega_0 RC_r = \frac{R}{\omega_0 L_r} = \frac{R}{Z_0} \tag{9-24}$$

La figura 9-9*b* muestra la magnitud Z_p de la impedancia del circuito como función de frecuencia con Q como parámetro, manteniendo a R constante.

La figura 9-9*c* muestra el ángulo de fase de voltaje θ ($=\theta_v - \theta_i$) como función de la frecuencia. El voltaje queda adelante de la corriente con frecuencias inferiores a ω_0 ($\omega_s < \omega_0$), donde la impedancia del inductor predomina sobre la impedancia del condensador, y por ende predomina la corriente del inductor. Con frecuencias superiores a ω_0 ($\omega_s > \omega_0$), la impedancia del condensador es más baja y la tensión queda atrás de la corriente, con el ángulo de fase del voltaje θ acercándose a $-90°$.

9-4 CONVERTIDORES DE CARGA RESONANTE

En estos convertidores resonantes se usa un tanque de *LC* que produce una tensión y corriente de carga oscilante y por tanto proporciona conmutaciones de tensión cero y corriente cero. Cada circuito en esta categoría se analiza con la carga más práctica para la topología del convertidor en consideración. Sólo se considera la operación en estado permanente.

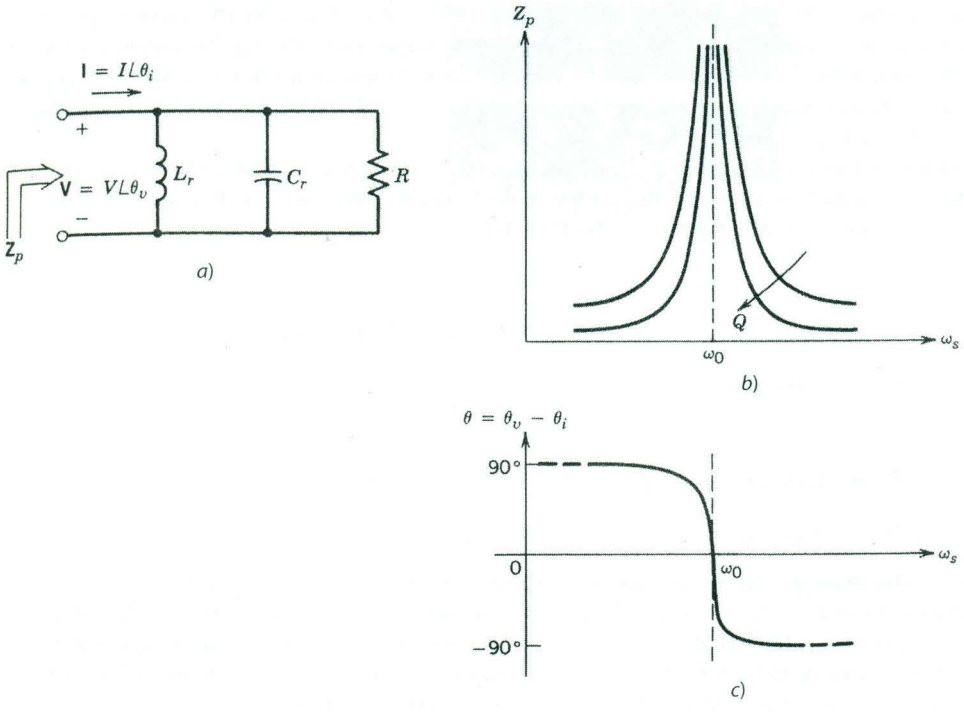


Figura 9-9 Características de frecuencia de un circuito resonante en paralelo.

9-4-1 CONVERTIDORES RESONANTES DE CC-CC CON CARGA EN SERIE

Una configuración de semipuente del convertidor SLR se muestra en la figura 9-10*a*. Las formas de onda y los principios de operación son los mismos para las configuraciones de puente completo. Se puede incluir un transformador para que proporcione el voltaje de salida de una magnitud deseada, así como el aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida.

El tanque resonante en serie es formado por L_r y C_r, y la corriente a través del tanque resonante se rectifica con onda completa en la salida, y $[i_L]$ alimenta la fase de salida. Por tanto, como lo sugiere el nombre, la carga de salida aparece en serie con el tanque resonante.

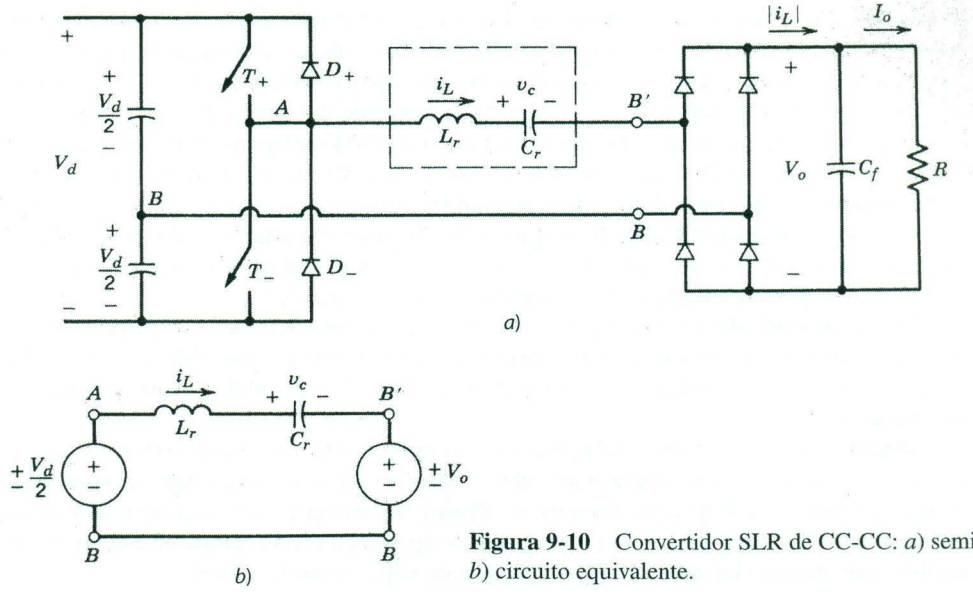


Figura 9-10 Convertidor SLR de CC-CC: *a*) semipuente; *b*) circuito equivalente.

El condensador de filtrado C_f en la salida suele ser muy grande, y por ende se puede suponer que el voltaje de salida a través del condensador es un voltaje de CC sin ninguna ondulación. Se supone que la pérdida de potencia resistiva en el circuito resonante es insignificante, lo que simplifica el análisis de manera considerable. El voltaje de salida V_o se refleja a través de la entrada del rectificador como $v_{B'B}$, donde $v_{B'B} = V_o$ si i_L es positivo, y $v_{B'B} = -V_o$ si i_L es negativo.

Cuando i_L es positivo, fluye a través de T_+ si está encendido; de lo contrario, fluye a través del diodo D_-. De manera similar, cuando i_L es negativo, fluye a través de T_- si está encendido; de lo contrario, fluye a través del diodo D_+. Por tanto, en el circuito de la figura 9-10*a*,

Para $i_L > 0$

$$T_+ \text{ conduciendo:} \quad v_{AB} = +\tfrac{1}{2}V_d \qquad v_{AB'} = +\tfrac{1}{2}V_d - V_o \tag{9-25}$$

$$D_- \text{ conduciendo:} \quad v_{AB} = -\tfrac{1}{2}V_d \qquad v_{AB'} = -\tfrac{1}{2}V_d - V_o \tag{9-26}$$

Para $i_L < 0$

$$T_- \text{ conduciendo:} \quad v_{AB} = -\tfrac{1}{2}V_d \qquad v_{AB'} = -\tfrac{1}{2}V_d + V_o \tag{9-27}$$

$$D_+ \text{ conduciendo:} \quad v_{AB} = +\tfrac{1}{2}V_d \qquad v_{AB'} = +\tfrac{1}{2}V_d + V_o \tag{9-28}$$

Estas ecuaciones muestran que el voltaje aplicado a través del tanque ($v_{AB'}$) depende del dispositivo que está conduciendo y del sentido de i_L. Las condiciones que se describen en las ecuaciones 7-25 a 9-28 se representan por un circuito equivalente de la figura 9-10*b*. La solución para el circuito de la figura 9-5*a* se aplica al circuito equivalente de la figura 9-10*b* para cada intervalo, con base en las condiciones iniciales y los voltajes V_{AB} y $V_{B'B}$, que aparecen como voltajes de CC para un intervalo dado.

En la operación simétrica de estado permanente, ambos interruptores se operan de forma idéntica. Del mismo modo, los dos diodos trabajan en forma idéntica. Por tanto, basta analizar un semiciclo de operación, pues la otra mitad es simétrica. Se demuestra que, en el convertidor SLR de la figura 9-10*a*, el voltaje de salida V_o no puede exceder el voltaje de entrada $\frac{1}{2}V_d$, es decir, $V_o \leq \frac{1}{2}V_d$.

La frecuencia de conmutación f_s ($=\omega_s/2\pi$), con la cual se repiten las formas de onda del circuito, se controla para que sea menor o mayor que la frecuencia de resonancia f_0 ($=\omega_0/2\pi$) si el convertidor consiste en interruptores autocontrolados. Hay tres posibles modos de operación basados en la relación de la frecuencia de conmutación ω_s con la frecuencia de resonancia ω_0, lo que determina si i_L fluye en forma continua o discontinua.

9-4-1-1 Modo de conducción discontinua con $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$

Con las ecuaciones 9-3 y 9-4, la figura 9-11 muestra las formas de onda del circuito en estado permanente, donde, con $\omega_0 t_0$, el interruptor T_+ se enciende y el inductor se incrementa desde su valor cero. El voltaje del condensador (también llamado capacitor) se incrementa desde su valor negativo inicial $V_{c0} = -2V_o$. La figura 9-11 también muestra los circuitos durante varios intervalos con v_{AB} y $v_{B'B}$ correspondientes.

En $\omega_0 t_1$, 180° después de $\omega_0 t_0$, se invierte la corriente del inductor y ahora tiene que fluir a través de D_+, pues el otro interruptor T_- aún no está encendido. Después de otros 180° posteriores a $\omega_0 t_1$ con una corriente de pico más pequeña en este semiciclo, la corriente se va a cero y permanece en serie, pues ningún interruptor está encendido. Una operación simétrica requiere que v_c, durante el intervalo discontinuo $\omega_0(t_3 - t_2)$, sea negativo de V_{c0}, es decir, igual a $2V_o$. Durante este intervalo, el voltaje del condensador igual a $2V_o$ es menor que $\frac{1}{2}V_d + V_o$ (pues $V_o \leq \frac{1}{2}V_d$); por tanto, la corriente se vuelve discontinua. En $\omega_0 t_3$ se enciende el siguiente interruptor T_- y le sucede el siguiente semiciclo.

Debido al intervalo discontinuo en la figura 9-11, un semiciclo de la frecuencia operativa excede los 360° de la frecuencia de resonancia f_0, y por tanto en este modo de operación $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$. El promedio de la corriente rectificada del inductor $|i_L|$ es igual a la corriente CC de salida I_o, que se alimenta a la carga con un voltaje de V_o.

Observe que, en este modo de operación, los interruptores se apagan en forma natural con corriente cero y voltaje cero, pues la corriente del inductor atraviesa cero. Los interruptores se encienden en corriente cero, pero no con voltaje cero. También los diodos se encienden con corriente cero y se apagan en forma natural con voltaje cero. Como los interruptores se apagan en forma natural en este modo de operación, es posible usar tiristores en aplicaciones de frecuencias bajas de conmutación.

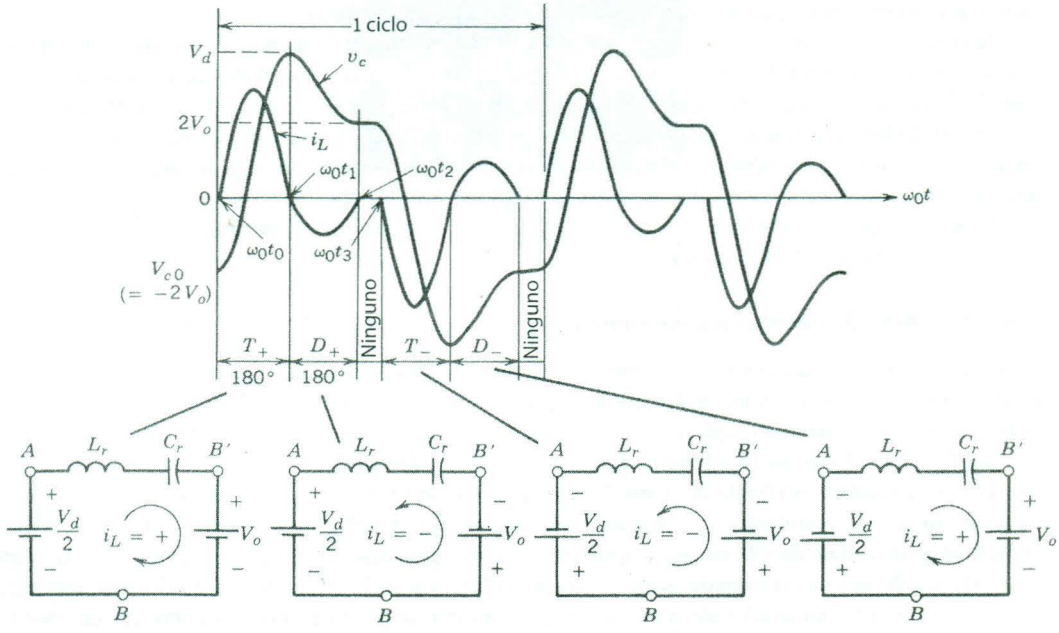


Figura 9-11 Convertidor SLR de CC-CC: modo de conducción discontinua con $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$.

La desventaja de este modo es la corriente de pico relativamente grande en el circuito y, por ende, pérdidas más grandes por conmutación en comparación con el modo de conducción continua.

9-4-1-2 Modo de conducción continua con $\frac{1}{2}\omega_0 < \omega_s < \omega_0$

Las formas de ondas se muestran en la figura 9-12, donde T_+ se enciende en $\omega_0 t_0$, con un valor finito de la corriente del inductor y un voltaje de preconducción del interruptor de V_d. Aquí T_+ conduce por menos de 180°. En $\omega_0 t_1$, i_L se invierte y fluye a través de D_+, con lo que apaga T_+ en forma natural. En $\omega_0 t_2$, se en-

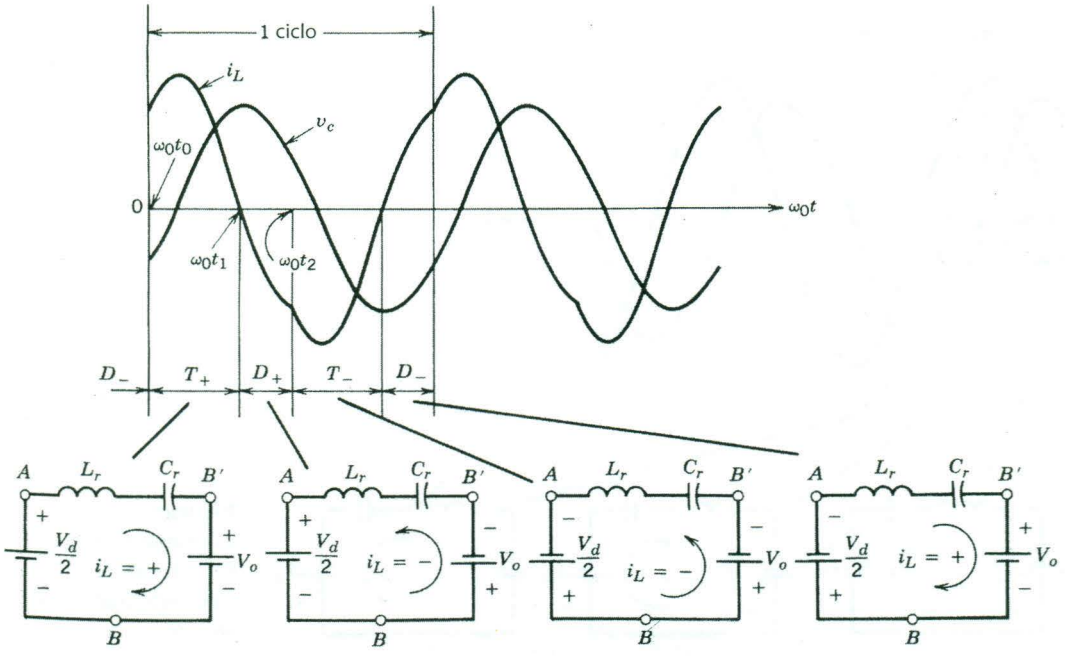


Figura 9-12 Convertidor SLR de CC-CC: modo de conducción discontinua con $\frac{1}{2}\omega_0 < \omega_s < \omega_0$.

ciende T_- e i_L se transfiere de D_+ a T_-. En este modo, D_+ conduce por menos que 180° porque T_- se enciende pronto en comparación con el modo de conducción discontinua.

En este modo de operación, los interruptores se encienden con una corriente finita y un voltaje finito, lo que produce una pérdida por conmutación de encendido. Además, los diodos de circulación libre deben tener buenas características de recuperación inversa para evitar grandes crestas de corriente inversa fluyendo a través de los interruptores, por ejemplo, en $\omega_0 t_2$ a través de D_+ y T_-, y para minimizar las pérdidas por apagado de diodos. Sin embargo, el apagado de interruptores ocurre en forma natural en corriente cero y tensión cero cuando la corriente del inductor que pasa a través de ellos se va a cero y se invierte a través de los diodos en libre circulación. Por tanto, es posible usar tiristores como interruptores en aplicaciones de frecuencias bajas de conmutación.

9-4-1-3 Modo de conducción continua con $\omega_s > \omega_0$

Comparado con el modo anterior de conducción continua, donde los interruptores se apagan en forma natural pero se encienden con una corriente finita, los interruptores en este modo con $\omega_s > \omega_0$ son forzados a apagarse con una corriente finita, pero se encienden con corriente cero y tensión cero.

La figura 9-13 muestra las formas de onda del circuito donde T_+ inicia la conducción en $\omega_0 t_0$ con corriente cero cuando la corriente del inductor invierte el sentido. En $\omega_0 t_0$, antes de que termine el semiciclo de la oscilación de corriente, T_+ es forzado a apagarse, lo que obliga a i_L positiva a fluir a través de D_-. Debido al gran voltaje de CC negativo aplicado a través del tanque LC ($v_{AB'} = -\frac{1}{2}V_d - V_o$), la corriente a través del diodo se va a cero rápidamente (note que su frecuencia de oscilación ω_0 no cambia) con $\omega_0 t_2$. Aquí T_- se conecta por conmutador de corte de compuerta tan pronto D_- empieza a conducir, de modo que lo haga cuando i_L se invierte. El intervalo de conducción combinado para T_+ y D_- es menos que 180° de la frecuencia de resonancia ω_0, lo que produce que $\omega_s > \omega_0$.

Hay varias ventajas en la operación en $\omega_s > \omega_0$. A diferencia del modo de conducción continua con ω_s menor que ω_0, los interruptores se encienden con corriente cero y tensión cero; de este modo, los diodos de circulación libre no necesitan características de recuperación inversa muy rápidas. Una desventaja significativa es que los interruptores necesitan forzar el apagado cerca del pico de i_L, lo que causa una pérdida grande por conmutación de apagado. Sin embargo, como los interruptores se encienden no sólo con corriente cero sino también con tensión cero (observe que, antes del encendido de T_-, conduce el diodo en libre circulación D_- a través de él), es posible usar condensadores de amortiguación sin pérdida C_s en paralelo con los interruptores, como se muestra en la figura 9-14, que actúan como amortiguadores de apagado sin pérdida para los interruptores.

La operación por arriba de la frecuencia de resonancia requiere interruptores controlables.

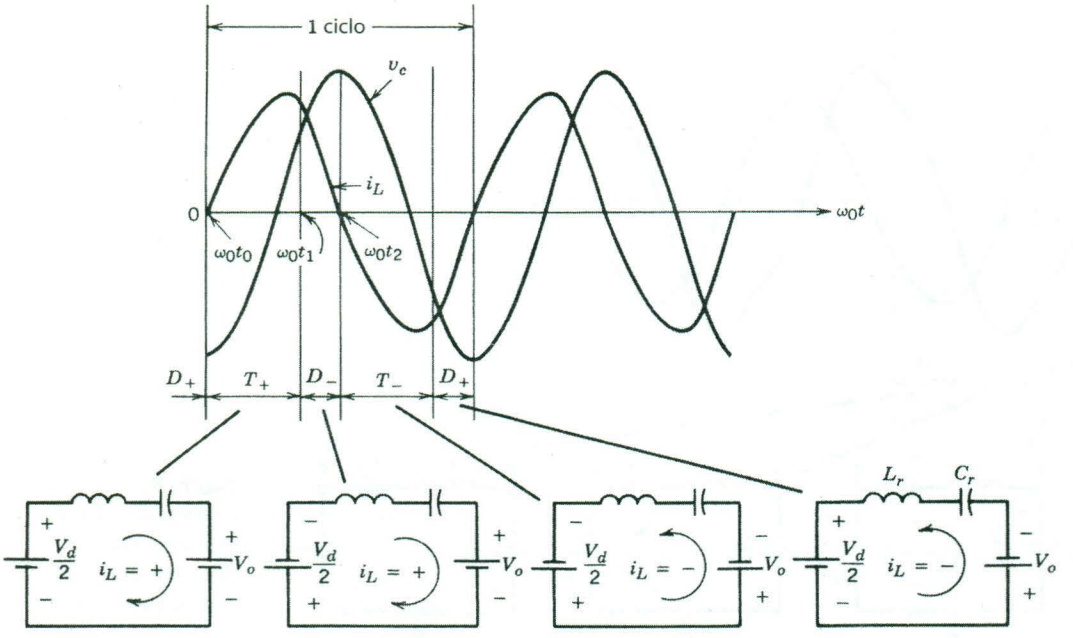


Figura 9-13 Convertidor SLR de CC-CC: modo de conducción continua con $\omega_s > \omega_0$.

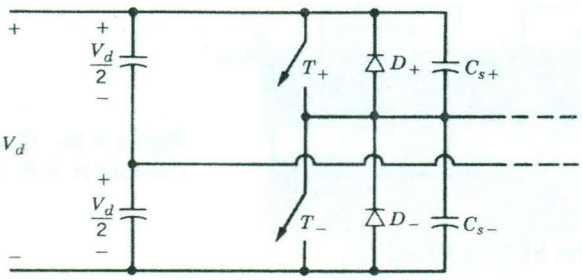


Figura 9-14 Amortiguadores sin pérdida en un convertidor SLR a $\omega_s > \omega_0$.

9-4-1-4 Características de operación en estado permanente

Es útil conocer la relación de los valores pico y promedio de las tensiones y corrientes del circuito con las condiciones operativas (V_d, V_o, I_o, ω_0, etc.). Las tensiones, corrientes y frecuencia angular de conmutación ω_s se normalizan por las siguientes cantidades básicas:

$$V_{\text{base}} = \tfrac{1}{2}V_d \tag{9-29}$$

$$I_{\text{base}} = \frac{\frac{1}{2}V_d}{Z_0} \tag{9-30}$$

$$\omega_{\text{base}} = \omega_0 \tag{9-31}$$

La figura 9-15 muestra I_o normalizado *versus* ω_0 para dos valores de V_o. Esta figura muestra que un convertidor SLR de CC-CC en el modo de conducción discontinuo (correspondiente a $\omega_s < 0.5$) trabaja como una fuente de corriente; es decir, I_o permanece constante aunque cambie la resistencia de carga, y por ende V_o. Debido a esta propiedad, este convertidor muestra una capacidad inherente de protección contra la sobrecarga en el modo de conducción discontinua.

Se debe notar que, en la figura 9-10*a*, I_o es el valor promedio de la corriente del inductor rectificado por onda completa $|i_L|$, donde se supone que la ondulación en $|i_L|$ fluye a través del condensador de filtrado de salida y su valor promedio I_o fluye a través de la resistencia de la carga de salida. En este convertidor, el valor pico de la corriente del inductor (que también es el valor pico de la corriente a través de los interruptores) y el voltaje pico a través del condensador C_r puede ser varias veces más alto que I_o y V_d, respectivamente (véanse los problemas al final del capítulo). Este aspecto se tiene que considerar en la comparación de este convertidor con otras topologías de convertidores.

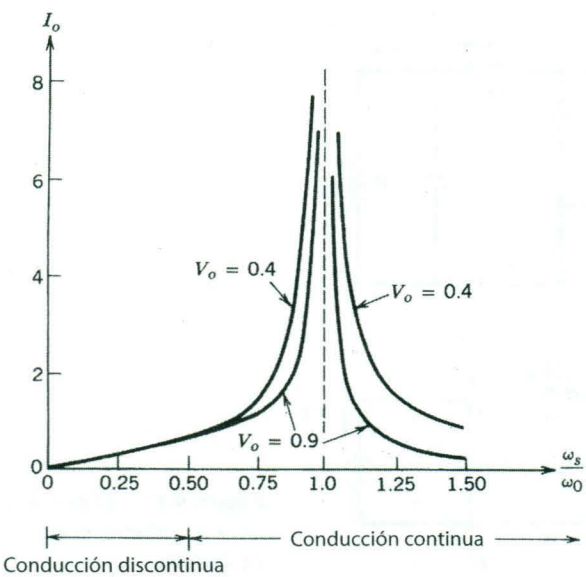


Figura 9-15 Características de estado permanente de un convertidor SLR de CC-CC; todos los parámetros están normalizados.

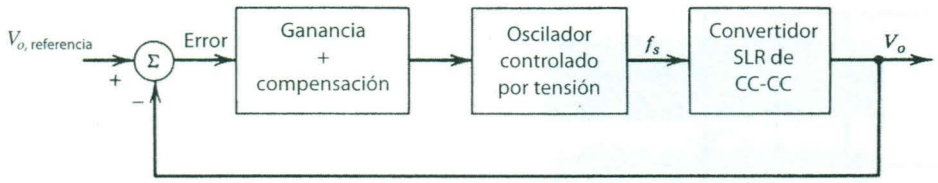


Figura 9-16 Control de un convertidor SLR de CC-CC.

9-4-1-5 Control de convertidores SLR de CC-CC

Como se demostró en la sección 9-3-1-3 acerca de las características de frecuencias de circuitos resonantes en serie, la impedancia del tanque resonante depende de la frecuencia de operación. Por tanto, para un voltaje de entrada aplicado V_d y una resistencia de carga, V_o se regula mediante el control de la frecuencia de conmutación f_s. Esto se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 9-16, donde el error entre el voltaje de salida detectado y el voltaje de referencia determinan la frecuencia de salida f_s del oscilador controlado por tensión, que a su vez controla los dos interruptores.

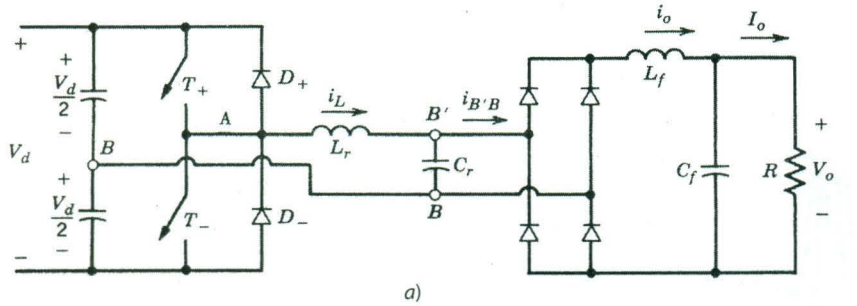
El control de frecuencia variable descrito no es óptimo debido a la complejidad de su análisis y el diseño de los filtros de EMI. Como se analiza en la referencia 7, se aplica un control de frecuencia constante en una versión de puente completo del convertidor SLR, donde los interruptores en cada pata o terminal del convertidor trabajan con la relación de trabajo de 50% con una frecuencia constante de $\omega_s > \omega_0$, pero se controla el retraso de fases entre la salida de las dos patas del convertidor. Un control de este tipo restringe la carga para que permanezca en un rango limitado, más allá del cual no aplican las características de conmutación con tensión cero/corriente cero del convertidor.

Se debe notar que el convertidor SLR se usa donde la salida no es una CC rectificada; por ejemplo, se usan inversores de SLR para aplicaciones de calentamiento por inducción donde la carga aparece como resistencia en lugar de un voltaje CC V_o.

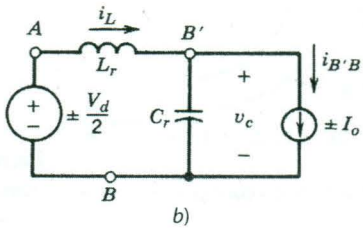
9-4-2 CONVERTIDORES DE CC RESONANTES DE CARGA EN PARALELO

Estos convertidores se parecen a los convertidores SLR en términos de la operación con un circuito de tanque *LC* resonante en serie. Sin embargo, a diferencia de los convertidores SLR, donde la fase de salida o la carga aparecen en serie con el tanque resonante, aquí la fase de salida está conectada en paralelo con el condensador de tanque resonante C_r, como se muestra en la figura 9-17*a*. Se omite el transformador de aislamiento por motivos de simplicidad.

Los convertidores PLR se distinguen de los convertidores SLR en muchos aspectos importantes, por ejemplo, 1) los convertidores PLR aparecen como una fuente de tensión y son, por tanto, más adecuados



a)



b)

Figura 9-17 Convertidor PLR de CC-CC: *a*) semipuente; *b*) circuito equivalente.

para salidas múltiples; 2) a diferencia de los convertidores SLR, los convertidores PLR no poseen una capacidad inherente de protección contra cortocircuitos, lo cual es evidentemente una desventaja, y 3) los convertidores PLR pueden tanto elevar como reducir la tensión, a diferencia de los convertidores SLR, que sólo trabajan como convertidores reductores (sin contar la relación de vueltas del transformador).

En las siguientes secciones sólo se analizarán los modos en los que es probable que opere un convertidor PLR. En la bibliografía hay análisis de los demás modos.

La tensión a través del condensador del tanque resonante C_r se rectifica, filtra y luego alimenta a la carga. Para desarrollar un circuito equivalente, se supone que la corriente a través del inductor de filtrado de salida en la figura 9-17*a* es una corriente CC sin ondulación I_o durante un periodo de frecuencia de conmutación. Ésta es una suposición razonable, basada en una frecuencia de conmutación alta y un valor lo bastante grande del inductor de filtrado. El voltaje a través del tanque resonante depende de los dispositivos conductores como sigue:

$$T_+ \text{ o } D_+: \qquad v_{AB} = +\tfrac{1}{2}V_d \tag{9-32}$$

y

$$T_- \text{ o } D_-: \qquad v_{AB} = -\tfrac{1}{2}V_d \tag{9-33}$$

A partir de este análisis se obtiene un circuito equivalente al de la figura 9-17*b*, donde el voltaje de entrada al tanque (v_{AB}) es igual en magnitud a $\frac{1}{2}V_d$, pero su polaridad depende del interruptor que se encienda (T_+ o T_-). La corriente $i_{B'B}$, definida en la figura 9-17*a*, es igual a I_o en magnitud, pero su sentido depende de la polaridad del voltaje v_c a través de C_r en la entrada al rectificador de puente.

El circuito equivalente de la figura 9-17*b* es idéntico al circuito que vimos en la sección 9-3-1-2. Por tanto, se aplican las ecuaciones 9-13 y 9-14 con los v_{AB} e $i_{B'B}$ correspondientes y las condiciones iniciales.

A diferencia de los convertidores SLR, un convertidor de PLR de CC-CC opera en un gran número de combinaciones que consisten en los estados de i_L y v_c. Sin embargo, sólo se considerarán tres modos en las siguientes secciones.

9-4-2-1 Modo de operación discontinua

En este modo de operación, tanto i_L como v_c permanecen en cero simultáneamente durante algún tiempo. Las formas de onda del estado permanente para este modo de operación se trazan en la figura 9-18, con base

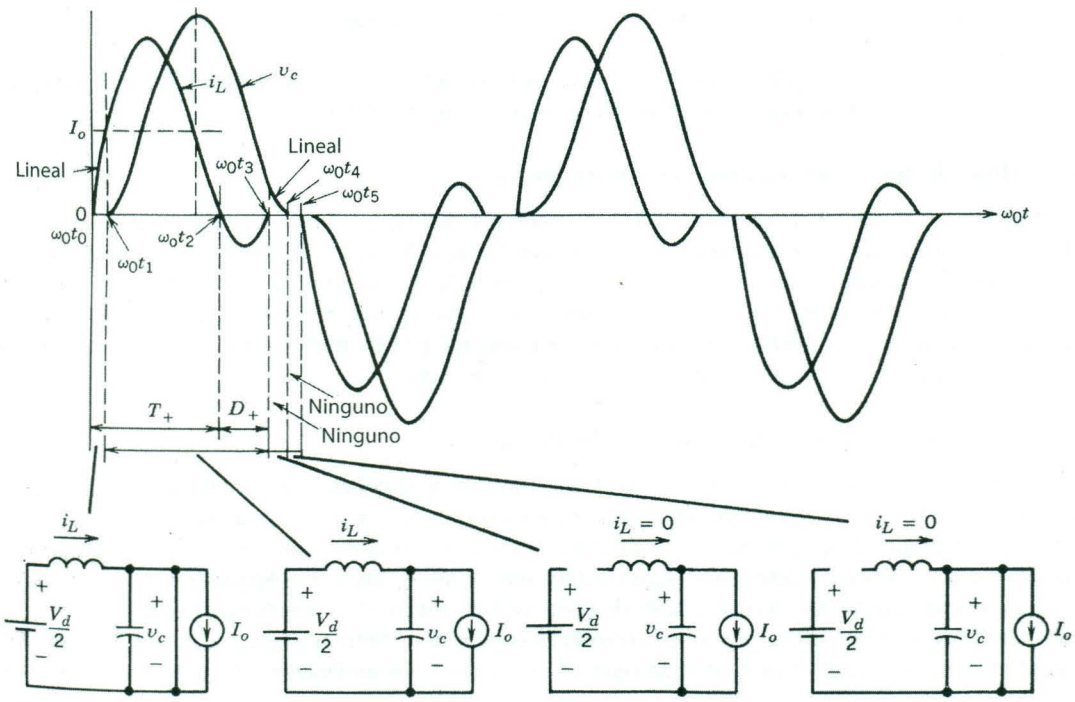


Figura 9-18 Convertidor PLR de CC-CC en modo discontinuo.

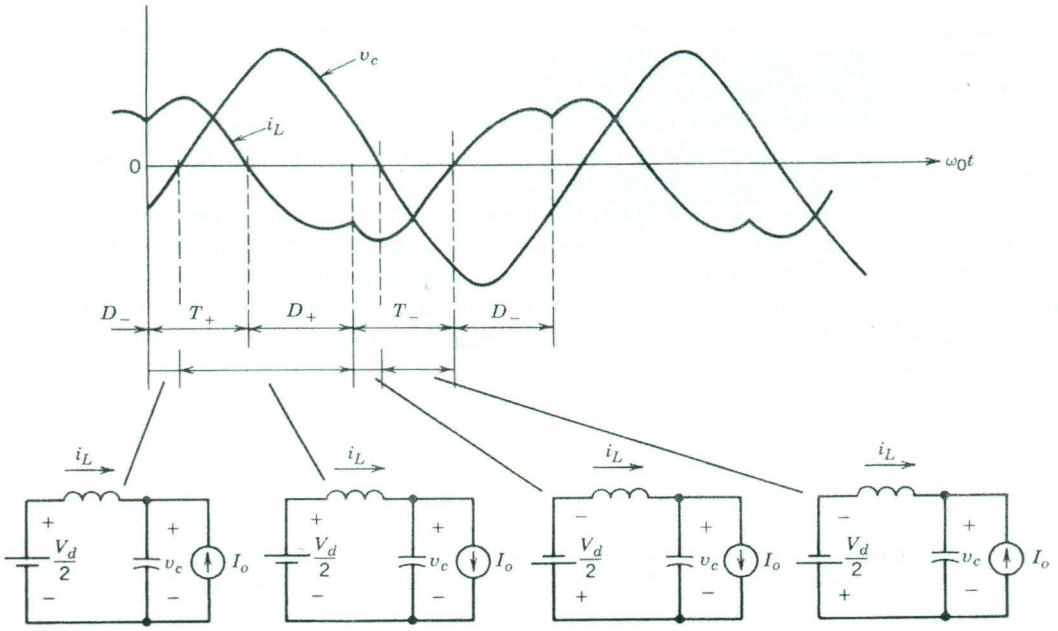


Figura 9-19
Convertidor PLR de CC a CC en modo continuo con $\omega_s < \omega_0$.

en las ecuaciones 9-13 y 9-14. Durante la operación en estado permanente, inicialmente tanto i_L como v_c están en cero y T_+ está encendido en $\omega_0 t_0$. Mientras $|i_L| < I_o$, la corriente de salida circula a través del puente del rectificador que aparece como cortocircuito a través de C_r y mantiene su voltaje en cero, como se muestra en la figura 9-18. En $\omega_0 t_1$, i_L excede a I_o, y la diferencia $i_L - I_o$ fluye a través de C_r, y v_c aumenta. Debido a la resonancia de LC, i_L se invierte en $\omega_0 t_2$ y fluye a través de D_+, pues T_- se enciende hasta algún tiempo después. Durante el intervalo $\omega_0(t_3 - t_1)$, i_L y v_c se calculan según las ecuaciones 9-13 y 9-14, con $i_{L0} = I_o$ y $v_{c0} = 0$ como condiciones iniciales en el tiempo $\omega_0 t_1$. Si el mando de compuerta/base de T_+ se quita antes de $\omega_0 t_3$, i_L ya no fluye después de $\omega_0 t_3$ y permanece en cero. Con $i_L = 0$, i_o fluye a través de C_r, y v_c decae en forma lineal a cero durante el intervalo $\omega_0 t_3$ a $\omega_0 t_4$.

En este modo de operación discontinua, tanto v_c como i_L permanecen en cero para un intervalo que puede variarse a fin de controlar el voltaje de salida. Más allá de este intervalo discontinuo, T_- se sincroniza en $\omega_0 t_5$, y el siguiente semiciclo se desarrolla en condiciones iniciales idénticas de i_L y v_c cero, como en el primer semiciclo.

Queda claro que esta operación corresponde a ω_s en un rango de cero a aproximadamente $\frac{1}{2}\omega_0$. Tampoco hay esfuerzos de encendido o apagado en los interruptores ni en los diodos.

9-4-2-2 Modo de operación continua por debajo de ω_0

Con frecuencias de conmutación más altas que las del modo discontinuo pero menores a ω_0, tanto v_c como i_L se vuelven continuos. Las formas de onda se muestran en la figura 9-19, donde un interruptor se enciende en un i_L finito y la corriente conmuta desde el diodo conectado en antiparalelo con el otro interruptor. Esto produce pérdidas por encendido en los interruptores, y los diodos deben tener buenas características de recuperación inversa. Sin embargo, no hay pérdidas por apagado en los interruptores, pues la corriente a través de ellos conmuta en forma natural cuando i_L invierte su sentido.

9-4-2-3 Modo de operación continua por arriba de ω_0

Este modo con v_c e i_L continuos ocurre en $\omega_s > \omega_0$. Las formas de onda del circuito se muestran en la figura 9-20. Aquí se eliminan las pérdidas por encendido en los interruptores, pues los interruptores se encienden en forma natural cuando i_L, que inicialmente fluye a través de los diodos, se invierte. Sin embargo, este modo de operación produce pérdidas por apagado en los interruptores, pues un interruptor está forzado a apagarse, con lo que transfiere su corriente al diodo conectado en antiparalelo con el otro interruptor.

Parecido al convertidor SLR que opera en el modo de conducción continua con $\omega_s > \omega_0$, aquí los interruptores se encienden en tensión cero, de modo que, en el instante de conmutación, el condensador amor-

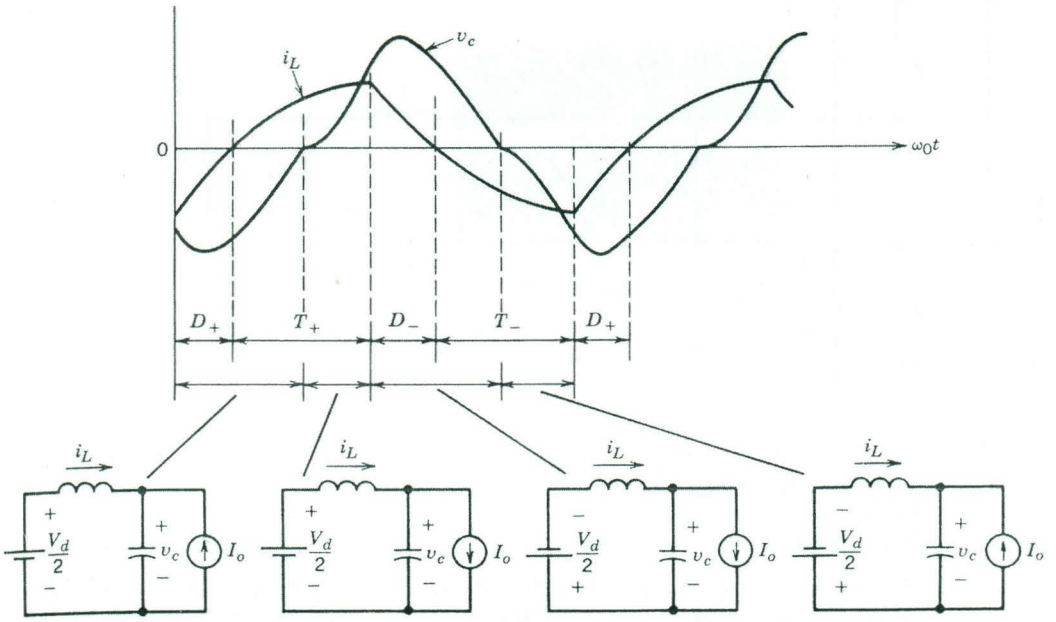


Figura 9-20 Convertidor PLR de CC-CC en modo continuo con $\omega_s > \omega_0$.

tiguador en paralelo no tiene energía acumulada. Por tanto, es posible eliminar las pérdidas por apagado mediante la conexión de un amortiguador sin pérdidas, que consiste en un condensador (sin resistor en serie) en paralelo con cada interruptor, como en el convertidor SLR de la figura 9-14.

9-4-2-4 Características de operación en estado permanente

Las características de operación en estado permanente de los convertidores PLR de CC-CC se muestran en la figura 9-21 para dos valores de I_o, donde las variables se normalizan con las cantidades básicas que se definen en las ecuaciones 9-29 a 9-31. La figura 9-21 muestra las siguientes propiedades importantes del convertidor PLR:

- En el modo de operación discontinuo con $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$, este convertidor muestra una buena característica de fuente de tensión y V_o permanece independiente de I_o. Esta propiedad es útil en el diseño de un convertidor con múltiples salidas.
- También en el rango de frecuencia $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$, la salida varía en forma lineal con ω_s, lo que simplifica la regulación de la salida.

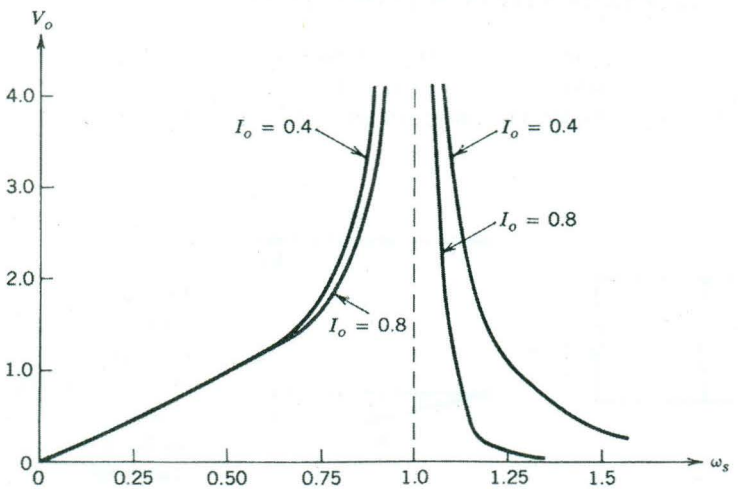


Figura 9-21 Características del estado permanente de un convertidor PLR de CC-CC. Todas las cantidades están normalizadas.

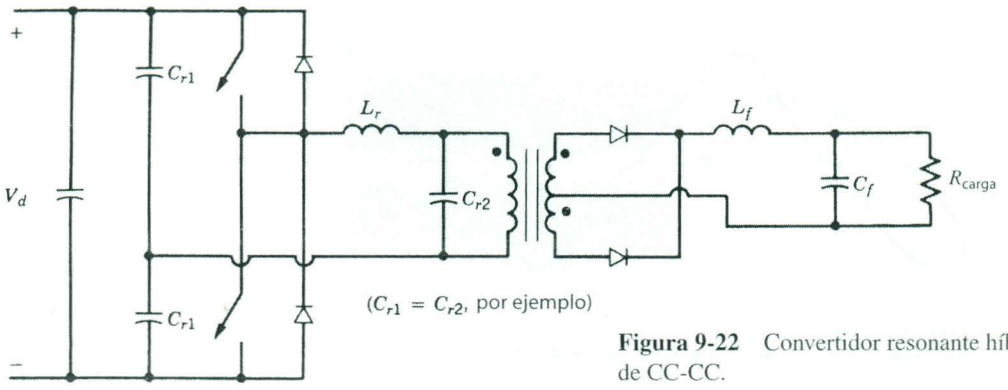


Figura 9-22 Convertidor resonante híbrido de CC-CC.

- También es posible operar en el rango de frecuencia alta $\omega_s > \omega_0$, y el máximo cambio que se requiere en la frecuencia de operación es menor que 50% para compensar la carga de salida para un voltaje normalizado de salida de 1.0.
- Es posible elevar o bajar el voltaje de salida; es decir, V_o puede ser menor o mayor que 1.0.

En este convertidor, la corriente pico del inductor (que también es la corriente pico a través de los interruptores) y el voltaje pico del condensador pueden ser varias veces más altos que I_o y V_d, respectivamente (véase los problemas).

Las características del convertidor que se muestran en la figura 9-21 sugieren que una manera eficaz de regular la salida es por medio del control de la frecuencia de operación ω_s.

9-4-3 CONVERTIDOR RESONANTE HÍBRIDO DE CC-CC

Esta topología consiste en un circuito resonante en serie, como se muestra en la figura 9-22, pero la carga se conecta en paralelo sólo con una parte de la capacitancia (por ejemplo un tercio de la capacitancia total), y los otros dos tercios de la capacitancia aparecen en serie. El propósito de esta topología es aprovechar las propiedades tanto del convertidor SLR como del convertidor PLR, a saber, que un convertidor SLR ofrece una limitación inherente de la corriente en condiciones de cortocircuito y que un convertidor PLR actúa como fuente de tensión, y por ende la regulación de su voltaje sin carga con un tanque resonante de Q alta no representa ningún problema. Estos convertidores se analizan con base en el análisis de las dos secciones anteriores. Estos convertidores se analizan en detalle en la referencia 15.

9-4-4 INVERSORES DE CC A CA RESONANTES EN PARALELO DE FUENTE DE CORRIENTE PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

El principio básico de este tipo de inversor se ilustra por medio del circuito de la figura 9-23*a*, donde una fuente de corriente de ondas cuadradas se aplica a una carga paralelo-resonante. La bobina de inducción y la carga (combinación de *RL*) se modelan por medio de una combinación paralela de R_{carga} y L_r equivalente,

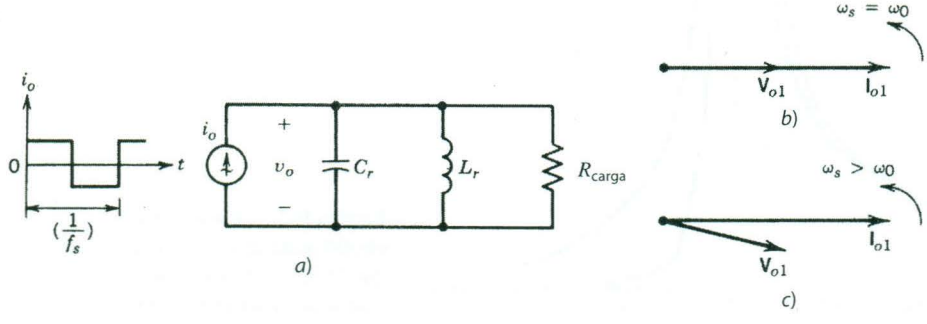


Figura 9-23 Circuito básico para un convertidor paralelo-resonante de fuente de corriente para el calentamiento por inducción: *a*) circuito básico; *b*) diagrama fasorial en $\omega_s = \omega_0$; *c*) diagrama fasorial en $\omega_s > \omega_0$.

en lugar de una *RL* en serie. Se agrega el condensador C_r para resonar con L_r en lugar de una *RL* en serie. Se agrega el condensador C_r para resonar con L_r en paralelo. Se supone que la impedancia armónica de la carga paralelo-resonante en las frecuencias armónicas de la fuente de corriente de entrada es insignificantemente pequeña, lo que produce un voltaje esencialmente sinusoidal v_o. Por tanto, aplica el análisis de la sección 9-3-2-2.

Cuando la frecuencia fundamental ω_s de la corriente de fuente i_o es igual a la frecuencia de resonancia natural $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$, el diagrama fasorial de circuito se muestra en la figura 9-23*b*, donde el componente de frecuencia fundamental $\mathbf{V}_{o1}$ del voltaje resultante está en fase con el componente de frecuencia fundamental $\mathbf{I}_{o1}$ de la corriente de entrada.

Como en la práctica la corriente de entrada de ondas cuadradas se alimenta por el inversor de tiristores, la carga resonante debe alimentar los VAR capacitivos al inversor. Esto implica que el voltaje de carga $\mathbf{V}_{o1}$ se debe quedar atrás de la corriente de entrada $\mathbf{I}_{o1}$, lo que es posible sólo en la frecuencia $\omega_s > \omega_0$, como se muestra en la figura 9-23*c*.

Un inversor de fuente de corriente que consiste en tiristores se muestra en la figura 9-24*a*. Para evitar un *di/dt* grande (durante la conmutación por corriente) a través de los tiristores del inversor, se introduce a propósito una inductancia pequeña L_c en serie con la carga resonante. La corriente de salida del inversor i_o se desvía por tanto de su forma idealizada de ondas cuadradas y se vuelve trapezoidal, como se muestra en la figura 9-24*b*.

El voltaje a través de uno de los tiristores T_1 muestra que después de que deja de conducir aparece un voltaje inverso a través de él para un intervalo igual a γ/ω_s; posteriormente, necesita bloquear un voltaje de polaridad directa. Por tanto, γ/ω_s debe ser lo bastante grande que el tiempo de apagado especificado t_q del tiristor que está en uso.

Una técnica para controlar la salida de potencia de este inversor es controlar su frecuencia de conmutación. Conforme se incrementa la frecuencia de conmutación f_s por encima de la frecuencia de resonancia

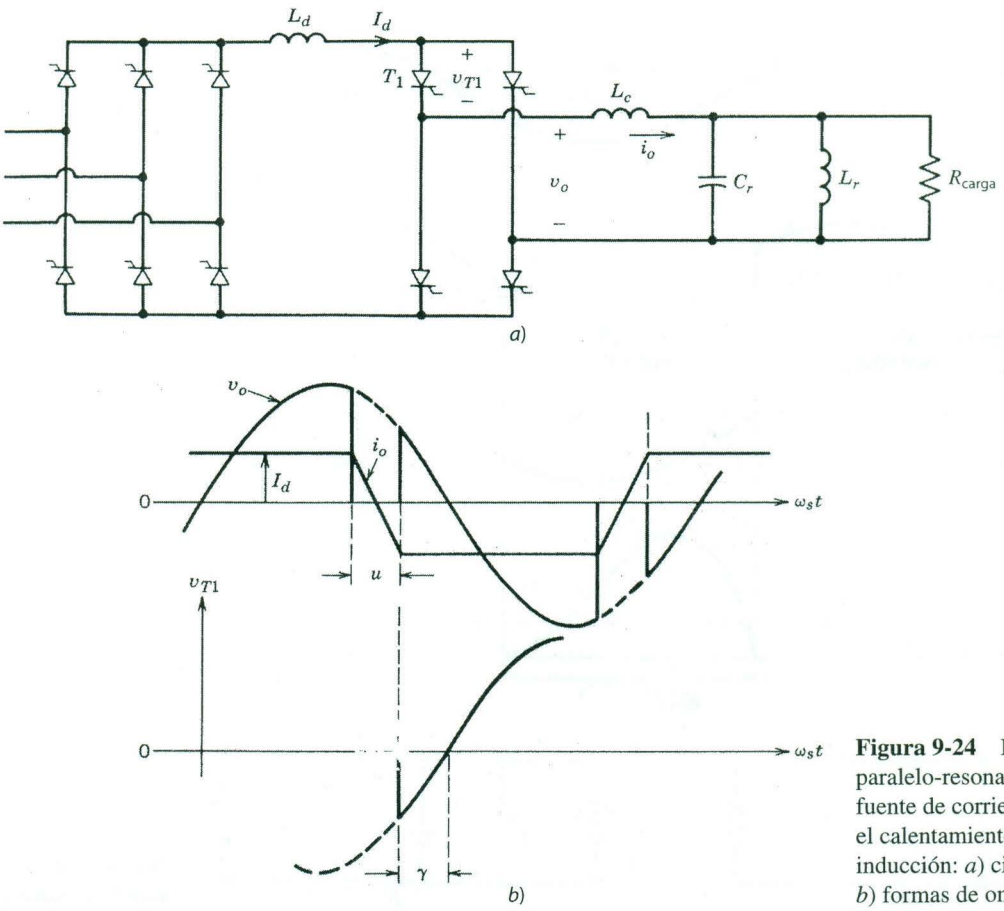


Figura 9-24 Inversor paralelo-resonante de fuente de corriente para el calentamiento por inducción: *a*) circuito; *b*) formas de ondas.

natural f_0, la salida de potencia se reduce si I_d se mantiene constante por medio de un suministro controlado de CC. Otra técnica obvia para controlar la salida de potencia es mediante el control de I_d, manteniendo constante la frecuencia de conmutación del inversor.

9-4-4-1 Arranque

En el caso de un inversor paralelo-resonante alimentado por corriente, la carga debe estar en resonancia con C_r antes de la operación del inversor en la figura 9-24*a*. Esto se logra por medio de un condensador o capacitor precargado que descarga su carga sobre el circuito de carga paralelo-resonante, lo que establece tensiones y corrientes oscilantes de carga. Poco después de esto se inicia la operación del inversor.

9-4-5 CONVERTIDORES DE CLASE E

En los convertidores de clase E se alimenta la carga por medio del circuito resonante en serie bien sintonizado que se muestra en la figura 9-25*a*. Esto produce una corriente esencialmente sinusoidal i_o. La entrada al convertidor es a través de un inductor lo bastante grande para permitir la suposición de que en el estado permanente la entrada al convertidor es una corriente CC I_d, como se muestra en la figura 9-25*a*, donde

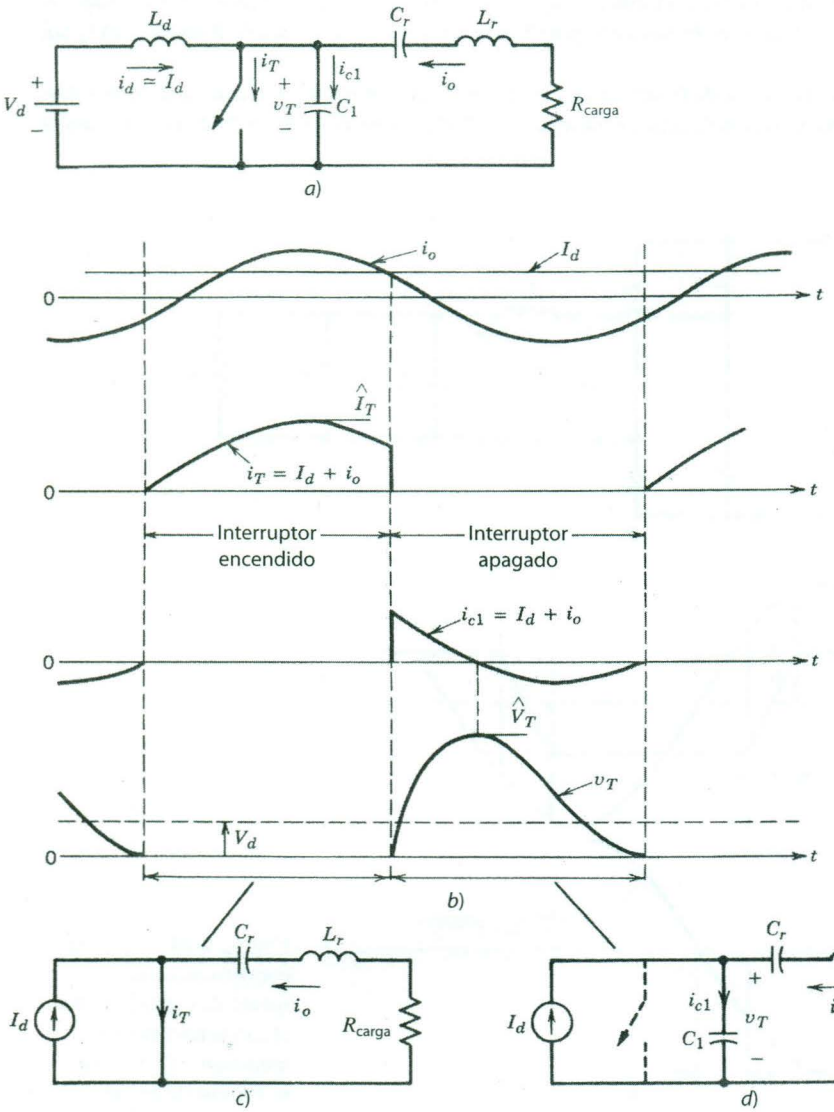


Figura 9-25 Convertidor de clase E (modo óptimo, $D = 0.5$).

la magnitud de la corriente depende de la salida de potencia. Las formas de onda se muestran en la figura 9-25*b* para un modo óptimo, que veremos más adelante. Cuando el interruptor está encendido, $I_d + i_o$ fluye a través del interruptor, como se muestra en la figura 9-25*c*. Cuando el interruptor está apagado, debido al condensador C_1, el voltaje a través del interruptor se incrementa poco a poco, lo que permite un apagado de voltaje cero del interruptor. Con el interruptor apagado, el circuito oscilante es como se muestra en la figura 9-25*d*, donde el voltaje a través del condensador C_1 incrementa, alcanza su pico y finalmente regresa a cero, instante en el cual se vuelve a encender el interruptor.

Un convertidor de clase E opera con una frecuencia de conmutación f_s, que es un poco más alta que la frecuencia resonante $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$. Durante el intervalo en que el interruptor está apagado, la entrada suministra potencia al circuito, pues v_T es positivo, como se muestra en la figura 9-25*b*. Para un factor de alta calidad del circuito en serie $L_r C_r R$ ($Q \geq 7$), que produce una corriente de carga esencialmente sinusoidal i_o, sólo se necesita una leve variación en f_s para variar el voltaje de salida. Conforme se incrementa f_s (donde $f_s > f_0$), i_o y, por tanto, v_R se reducen.

Otra observación que se puede hacer es la siguiente: el valor medio de v_T es igual a V_d. Si se supone que i_o es puramente sinusoidal, el voltaje medio a través de la resistencia de carga R es cero. El voltaje medio a través de L_r también es cero en estado permanente. Por tanto, C_r bloquea el voltaje de CC V_d además de proveer un circuito resonante.

La operación de un convertidor de clase E se clasifica en los modos óptimo y subóptimo. El circuito y las formas de onda que se muestran en la figura 9-25 pertenecen al modo de operación óptima, donde el voltaje del interruptor regresa a cero con una pendiente cero ($i_{c1} = 0$), y no hay necesidad de un diodo en antiparalelo con el interruptor. Este modo de operación requiere que la resistencia de carga R sea igual al valor óptimo $R_{\text{ópt}}$. La relación de trabajo del interruptor $D = 0.5$ produce la máxima capacidad de potencia, o, en otras palabras, la máxima relación de utilización del interruptor, donde la relación de utilización del interruptor se define como la relación entre la potencia de salida p_o con el producto del voltaje pico del interruptor y la corriente pico del interruptor. Se demuestra en la bibliografía que la corriente pico del interruptor es aproximadamente $3I_d$, y el voltaje pico del interruptor, aproximadamente $3.5V_d$.

El modo de operación no óptimo ocurre si $R < R_{\text{ópt}}$. Aquí, el voltaje del interruptor alcanza cero con una pendiente negativa [$dv_T/dt < 0$, y por tanto, $i_{c1} = C_1(dv_T/dt) < 0$]. Un diodo está conectado en antiparalelo con el interruptor, como se muestra en la figura 9-26*a*, para permitir que fluya esta corriente mientras el voltaje del interruptor se mantenga en cero (con una caída del diodo). Las formas de onda se muestran en la figura 9-26*b*, donde el interruptor se enciende tan pronto el diodo empieza a conducir. En un circuito con un alto voltaje de entrada es importante reducir el voltaje pico del interruptor $\hat{V}_T$. Se puede demostrar que, para una relación de trabajo más pequeña del interruptor, $\hat{V}_T$ disminuye y la corriente pico del interruptor $\hat{I}_T$ aumenta.

La ventaja de un convertidor de clase E es la eliminación de pérdidas por conmutación y la reducción en EMI. También se trata de una topología de un solo interruptor que produce una corriente de salida sinusoidal. Las desventajas importantes son tensiones y corrientes de picos altos asociadas al interruptor, así como grandes tensiones y corrientes a través de los elementos *LC* resonantes. Para la carga resistiva que se muestra en la figura 9-26*a* (el modo óptimo sin diodo antiparalelo con el interruptor es muy restrictivo), los convertidores de clase E se han considerado para balastros electrónicos de lámparas de alta frecuencia.

Es posible obtener una conversión de voltaje CC-CC mediante la rectificación de la corriente de salida. Como la carga de salida puede variar a lo largo de un rango amplio, se requiere una red de adaptación de impedancia entre la salida del convertidor de clase E y la fase de rectificación de salida para asegurar una operación de conmutación sin pérdidas del convertidor de clase E. Varias topologías subóptimas de clase E se describen en la referencia 22.

9-5 CONVERTIDORES DE INTERRUPTORES RESONANTES

Históricamente, antes de la disponibilidad de interruptores controlables con capacidad apreciable de manejo de tensiones y corrientes, los convertidores de modo conmutado consistían en tiristores (actualmente, los tiristores en convertidores de modo conmutado se usan únicamente con muy altos niveles de potencia). Estos convertidores tenían topologías y métodos de control parecidos a los que se describen en los capítulos 7 y 8 para convertidores de CC-CC e inversores de CC a CA de modo conmutado. Cada tiristor en uno de estos convertidores requería un circuito de conmutación de corriente que consistía en un circuito resonante de *LC* más otros tiristores y diodos auxiliares que apagaban el tiristor principal, forzando la corriente a

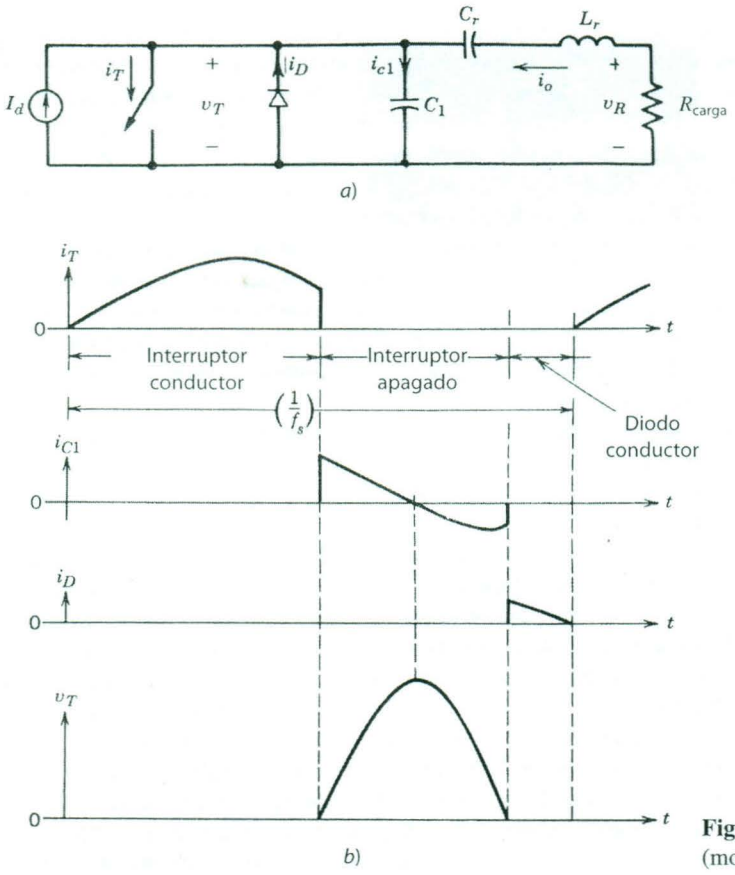


Figura 9-26 Convertidor de clase E (modo no óptimo).

través de él para ir a cero. Debido a la complejidad y las pérdidas sustanciales en los circuitos de conmutación, los tiristores se sustituyeron por interruptores controlables conforme se mejoraba su capacidad de manejo de potencia.

La necesidad de incrementar frecuencias de conmutación y de reducir EMI permitió el aumento de los interruptores controlables en ciertas topologías básicas de convertidores de modo conmutado de los capítulos 7 y 8 mediante un simple circuito resonante *LC*, para formar la tensión y corriente del interruptor a fin de rendir conmutaciones de voltaje cero y/o corriente cero. Estos convertidores se denominan convertidores de interruptores resonantes. A menudo, el diodo que se necesita para la operación del circuito de interruptores resonantes es el mismo que se encuentra en la topología original del convertidor de modo conmutado. De manera similar, los inductores (como la inductancia de dispersión del transformador) y los condensadores (como la capacitancia de salida del interruptor de semiconductor), que aparecen como parásitos indeseables en topologías de modo conmutado, se utilizan para proveer el inductor y capacitor resonante que se necesita para el circuito de interruptores resonantes.

La salida en algunos de estos circuitos se controla mediante el control de la frecuencia operativa; en otros se usa una onda cuadrada de frecuencia constante, o control PWM, con algunos limitantes adicionales para proporcionar conmutaciones de tensión cero y corriente cero.

La mayoría de estos convertidores se divide en tres categorías de conmutación:

1. Topología de conmutación por corriente cero (ZCS), donde el interruptor se apaga y enciende con corriente cero. La corriente resonante pico fluye a través del interruptor, pero el voltaje pico del interruptor permanece igual que en su contraparte de modo conmutado. Una de estas topologías se muestra en la figura 9-27*a* para un convertidor reductor de CC-CC.
2. Topología de conmutación por voltaje cero (ZVS), donde el interruptor se apaga y enciende con voltaje cero. El voltaje resonante pico aparece a través del interruptor, pero la corriente pico del interruptor permanece igual que en su contraparte de modo conmutado. Una de estas topologías se muestra en la figura 9-27*b* para un convertidor reductor de CC-CC.

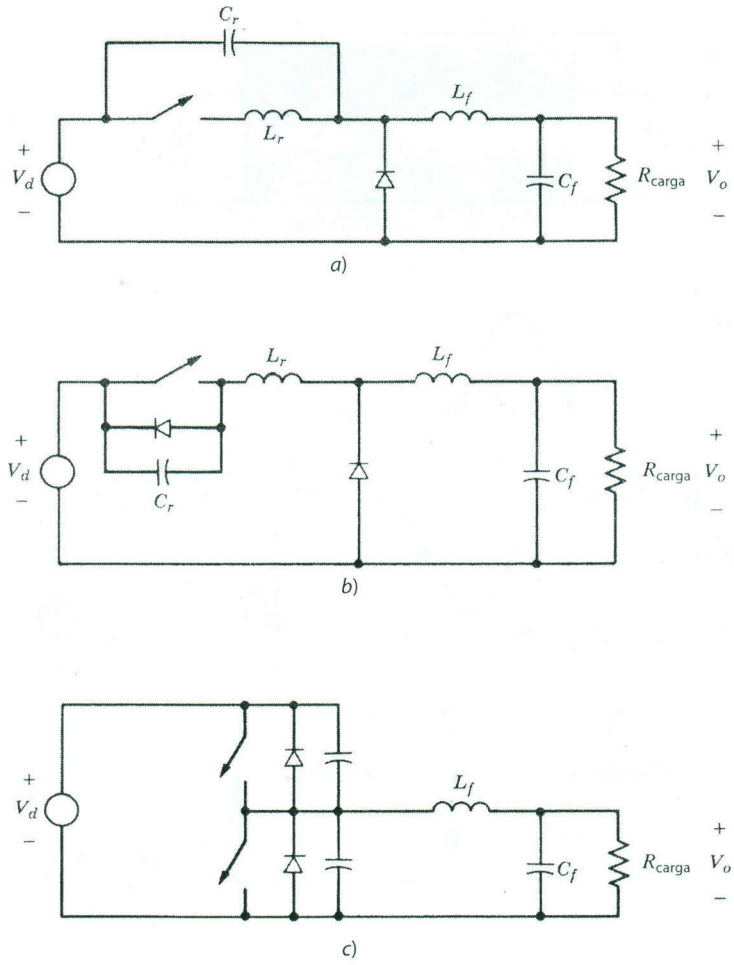


Figura 9-27 Convertidores de interruptores resonantes: *a*) convertidor ZCS de CC-CC (reductor); *b*) convertidor ZVS de CC-CC (reductor); *c*) convertidor ZVS-CV de CC-CC (reductor).

3. Topología de voltaje fijo de conmutación por voltaje cero (ZVS-CV), donde el interruptor se apaga y enciende con voltaje cero, como en la categoría 2. Sin embargo, un convertidor de esta topología consiste en por lo menos una pata o terminal del convertidor constituida por dos de estos interruptores. El voltaje pico del interruptor permanece igual que en su contraparte del modo conmutado, pero la corriente pico del interruptor es por lo general más alta. Una de estas topologías de convertidor se muestra en la figura 9-27*c* para un convertidor reductor de CC-CC.

En las siguientes secciones veremos los principios de operación de los convertidores pertenecientes a las tres categorías de conmutación.

9-5-1 CONVERTIDORES ZCS DE INTERRUPTORES RESONANTES

En estos convertidores, la corriente producida por resonancia *LC* fluye a través del interruptor, lo que causa que se encienda y apague con corriente cero. Esto se explica fácilmente por medio del convertidor reductor de CC-CC de la figura 9-28*a*, que se modificó, como se muestra en la figura 9-28*b*, mediante la adición de L_r y C_r. El inductor filtrante L_f es lo bastante grande, de modo que se puede suponer que la corriente i_o es una corriente de magnitud constante I_o en la figura 9-28*b*. Las formas de onda del circuito en estado permanente se muestran en la figura 9-28*c*, y los subcircuitos, en la figura 9-28*d*.

Antes de encender el interruptor, la corriente de salida I_o circula libre a través del diodo D, y el voltaje v_c a través de C_r es igual a V_d. En t_0 se enciende el interruptor con corriente cero. Mientras i_T es menor que I_o, D continúa conduciendo y v_c permanece en V_d. Por tanto, i_T sube en forma lineal, y en t_1, i_T es igual a I_o, lo que causa que D deje de conducir. Ahora, L_r y C_r forman un circuito paralelo-resonante y se aplica el análisis de la sección 9-3-2-1. El uso de la ecuación 9-20 muestra que, en t_1', i_T tiene su pico en $V_d/Z_0 + I_o$

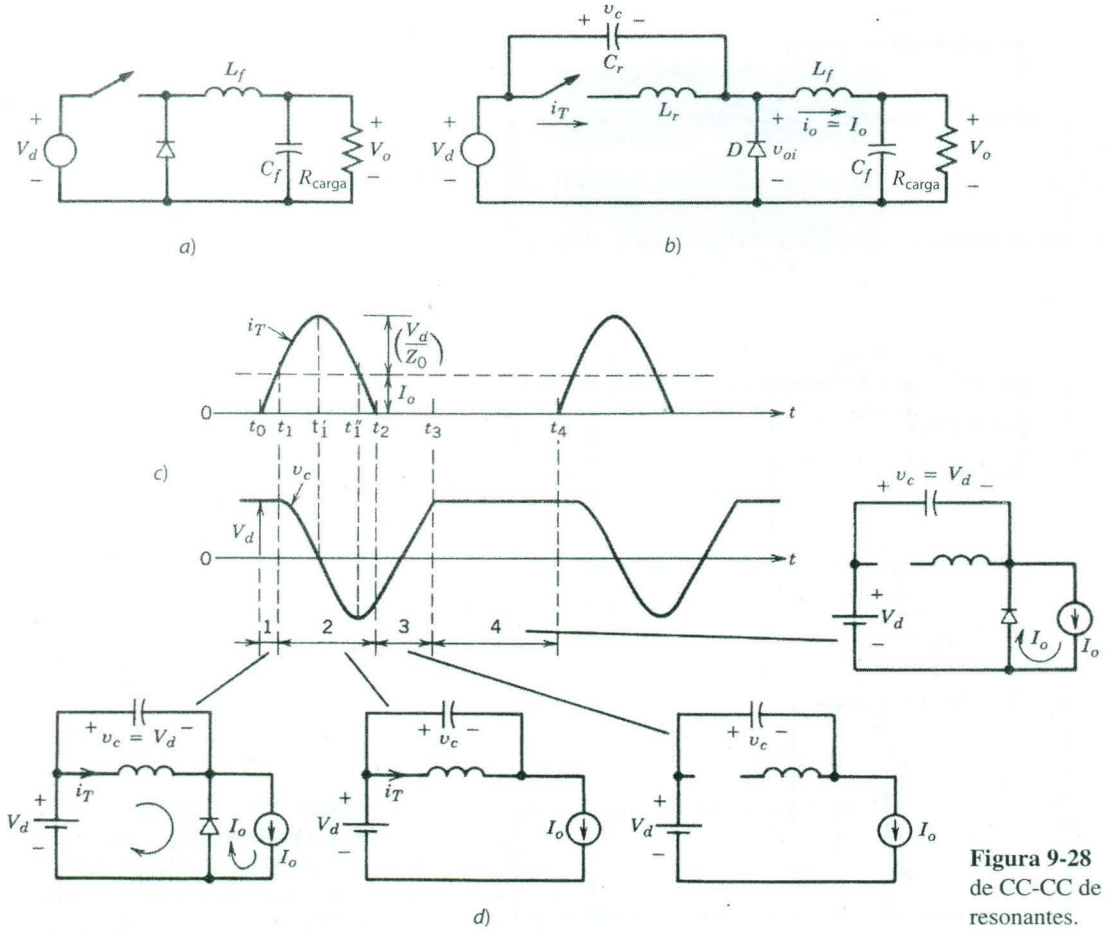


Figura 9-28 Convertidor ZCS de CC-CC de interruptores resonantes.

y v_c llega a cero. El pico negativo de v_c ocurre en t_1'' cuando $i_T = I_o$. En t_2, i_T llega a cero y no puede invertir su sentido. De este modo, el interruptor T se apaga en forma natural. Más allá de t_2, se retira el pulso de compuerta de T. Ahora I_o fluye a través de C_r y v_c sube en forma lineal a V_d en t_3. En este punto se enciende el diodo D y v_c permanece en V_d. Después de un intervalo durante el cual i_T es cero y $v_c = V_d$, se aplica nuevamente el pulso de compuerta a T en t_4 para encenderlo, y se inicia el siguiente ciclo.

Queda claro, según las formas de onda de la figura 9-28*c*, que el voltaje directo del interruptor está limitado a V_d. El voltaje instantáneo $v_{oi} = V_d - v_c$ a través del diodo de salida, como se definió en la figura 9-28*b*, se traza en la figura 9-29. Mediante el control del intervalo de apagado $t_4 - t_3$, o, en otras palabras, la operación de frecuencia de conmutación, el valor medio de v_{oi} y, por ende, se controla la potencia media con que se alimenta la fase de salida. A su vez, esto regula el voltaje de salida V_o para una corriente de carga dada I_o.

Según las formas de onda de la figura 9-28*c*, se ve que, si $I_o > V_d/Z_0$, i_T no regresará a cero en forma natural y el interruptor se tendrá que apagar por fuerza, lo que produce pérdidas por apagado.

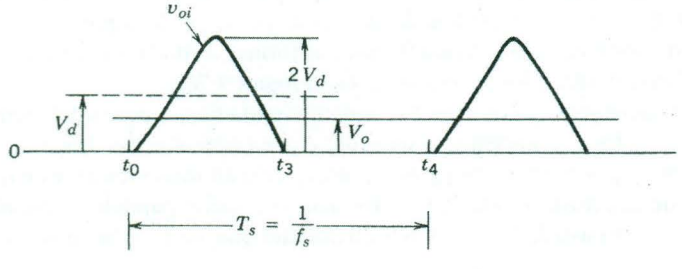


Figura 9-29 Forma de onda v_{oi} en un convertidor ZCS de CC-CC de interruptores resonantes.

La conmutación por corriente cero también se obtiene al conectar C_r en paralelo con D, como se muestra en la figura 9-30*a*. Como ya se analizó, se puede suponer que i_o es una corriente de magnitud constante I_o en la figura 9-30*a* durante un ciclo resonante de alta frecuencia.

Inicialmente se supone que tanto el voltaje del condensador (a través de C_r) como la corriente del inductor (a través de L_r) son cero y la corriente de carga I_o circula libre a través del diodo D. La operación del convertidor se divide en los siguientes intervalos para los cuales se muestran tanto las formas de onda del convertidor como los correspondientes estados del circuito en las figuras 9-30*b* y 9-30*c*:

1. *Intervalo* 1 *(entre* t_0 *y* t_1*)*. En el tiempo t_0 se enciende el interruptor. Debido a que I_o fluye a través del diodo aparece como un cortocircuito y el voltaje de entrada V_d completo aparece a través de L_r. Por tanto, la corriente del interruptor se incrementa en forma lineal hasta que se vuelve igual a I_o en el tiempo t_1. Más allá de este tiempo, el diodo se apaga y se quita el fijador de voltaje a través de C_r.
2. *Intervalo* 2 *(entre* t_1 *y* t_2*)*. Más allá de t_1, $i_T > I_o$ y su diferencia $(i_T - I_o)$ fluye a través de C_r. En t_1', i_T alcanza su pico y $v_c = V_d$. En el tiempo t_1'', la corriente del interruptor cae de su valor pico a I_o y el voltaje del condensador alcanza $2V_d$. La corriente del interruptor finalmente cae a cero en t_2 y no se puede invertir a través del interruptor (si se usa un BJT o un MOSFET como interruptor, se debe usar un diodo en serie para bloquear un voltaje negativo y prevenir el flujo de corriente inversa a través del interruptor). De esta manera, la corriente del interruptor se conmuta de forma natural y el conductor de compuerta/base del interruptor se debe retirar en este punto.

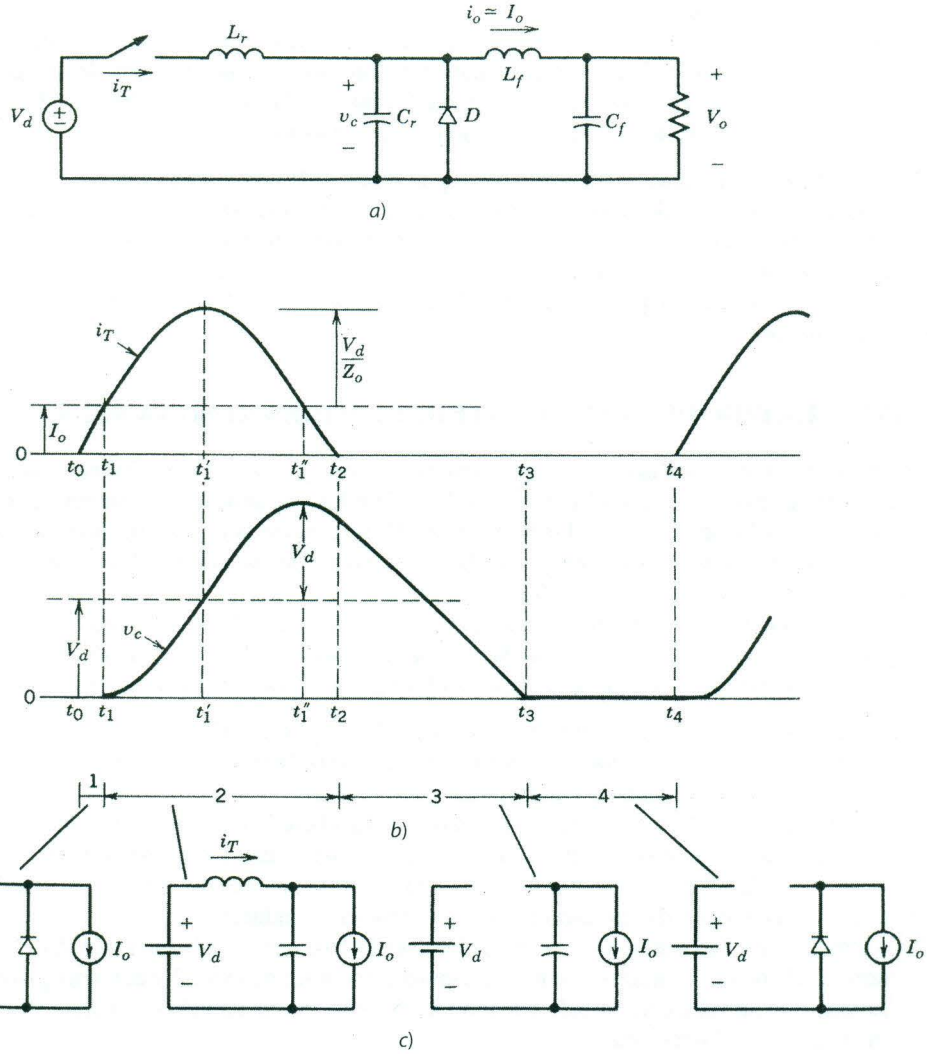


Figura 9-30
Convertidor ZCS CC-CC de interruptores resonantes; configuración alternativa.

3. *Intervalo* 3 *(entre* t_2 *y* t_3*)*. Más allá del tiempo t_2 con el interruptor apagado, el condensador C_r se descarga en la carga de salida y el voltaje del condensador cae en forma lineal a cero en t_3.
4. *Intervalo* 4 *(entre* t_3 *y* t_4*)*. Más allá de t_3, la corriente de carga simplemente circula libre a través del diodo hasta un tiempo t_4, cuando se enciende el interruptor e inicia el siguiente ciclo de conmutación. Este intervalo se controla para ajustar el voltaje de salida.

En condiciones operativas de estado permanente, el promedio del voltaje a través del inductor filtrante es cero; por tanto, el voltaje a través de C_r promediado a lo largo de un ciclo de conmutación es igual al voltaje de salida V_o. Mediante el control del intervalo 4 de circulación libre (es decir, el control de la frecuencia de conmutación) se regula el voltaje de salida V_o.

Según las formas de onda de la figura 9-30*b*, se aprecian las siguientes propiedades del circuito:

- Los L_r y C_r juntos determinan la frecuencia de resonancia natural $\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_rC_r})$, que crece (en el rango de megahertzs) mediante la selección correcta de L_r y C_r. Tanto el encendido como el apagado del interruptor ocurren en corriente cero, lo que reduce las pérdidas por conmutación. Se debe notar que, en el encendido, el voltaje a través del interruptor es igual a V_d. Esto ocasiona pérdidas, como vimos en la sección 9-5-3.
- La corriente de carga I_o debe ser menos que el valor máximo de V_d/Z_0, lo que depende de los parámetros del circuito. De lo contrario, el interruptor tendría que manejar y apagar una cantidad finita de corriente.
- En una frecuencia de conmutación dada de operación, V_o disminuye con la carga creciente. Por tanto, se debe incrementar la frecuencia de conmutación ω_s para regular V_o. Lo contrario aplica si se disminuye la carga.
- Mediante la colocación de un diodo en el antiparalelo a través del interruptor en la figura 9-30*a*, se posibilita que se invierta la corriente del inductor. Esto permite que el exceso de energía en el circuito resonante con cargas ligeras se transfiera de regreso a la fuente de voltaje V_d. Esto reduce de manera significativa la dependencia de V_o de la carga de salida.

Como se reducen las pérdidas por conmutación y también EMI, se alcanzan frecuencias de conmutación muy altas. Una desventaja de un convertidor de este tipo es que la corriente nominal pico del interruptor es considerablemente más alta que la corriente de carga. Esto también implica que las pérdidas de conducción en el interruptor serían mayores en comparación con su contraparte de modo conmutado. En las referencias 25 y 26 se demuestra que este principio se aplica a otras topologías de convertidores de CC-CC de interruptores únicos.

9-5-2 CONVERTIDORES ZVS DE INTERRUPTORES RESONANTES

En estos convertidores, el condensador resonante produce un voltaje cero a través del interruptor, y en este instante se puede encender o apagar el interruptor. Uno de estos circuitos de un convertidor reductor de CC-CC se muestra en la figura 9-31*a*, donde un diodo D_r se conecta con el interruptor en antiparalelo. Como ya vimos, se supone que la corriente de salida i_o es una corriente de magnitud constante I_o en la figura 9-31*a* durante un ciclo resonante de alta frecuencia.

Inicialmente el interruptor está conduciendo I_o, y por ende $I_{L0} = I_o$ y $V_{c0} = 0$. La operación del convertidor se divide en los siguientes intervalos, para los cuales se muestran tanto las formas de onda del convertidor como los correspondientes estados del circuito en las figuras 9-31*b* y 9-31*c*, respectivamente:

1. *Intervalo* 1 *(entre* t_0 *y* t_1*)*. En el tiempo t_0 se apaga el interruptor. Debido a C_r, el voltaje a través del interruptor se incrementa lentamente pero en forma lineal desde cero hasta V_d en t_1. Esto produce un apagado con voltaje cero del interruptor.
2. *Intervalo* 2 *(entre* t_1 *y* t_2*)*. Más allá de t_1, como $v_c > V_d$, el diodo D se vuelve de polarización directa, C_r y L_r resuenan, y aplica el análisis de la sección 9-3-1-1. En t_1', i_L pasa por cero y v_c alcanza su pico de $V_d + Z_0I_o$. En t_1'', $v_c = V_d$ e $i_L = -I_o$. En t_2, el voltaje del condensador alcanza cero y no puede invertir su polaridad porque el diodo D_r empieza a conducir.

   Observe que la corriente de carga I_o debe ser lo bastante grande para que $Z_0I_o > V_d$. De lo contrario, el voltaje del interruptor no regresará a cero en forma natural y el interruptor tendrá que encenderse en un voltaje no cero, lo que produce pérdidas por encendido (la energía almacenada en C_r se disipará en el interruptor).

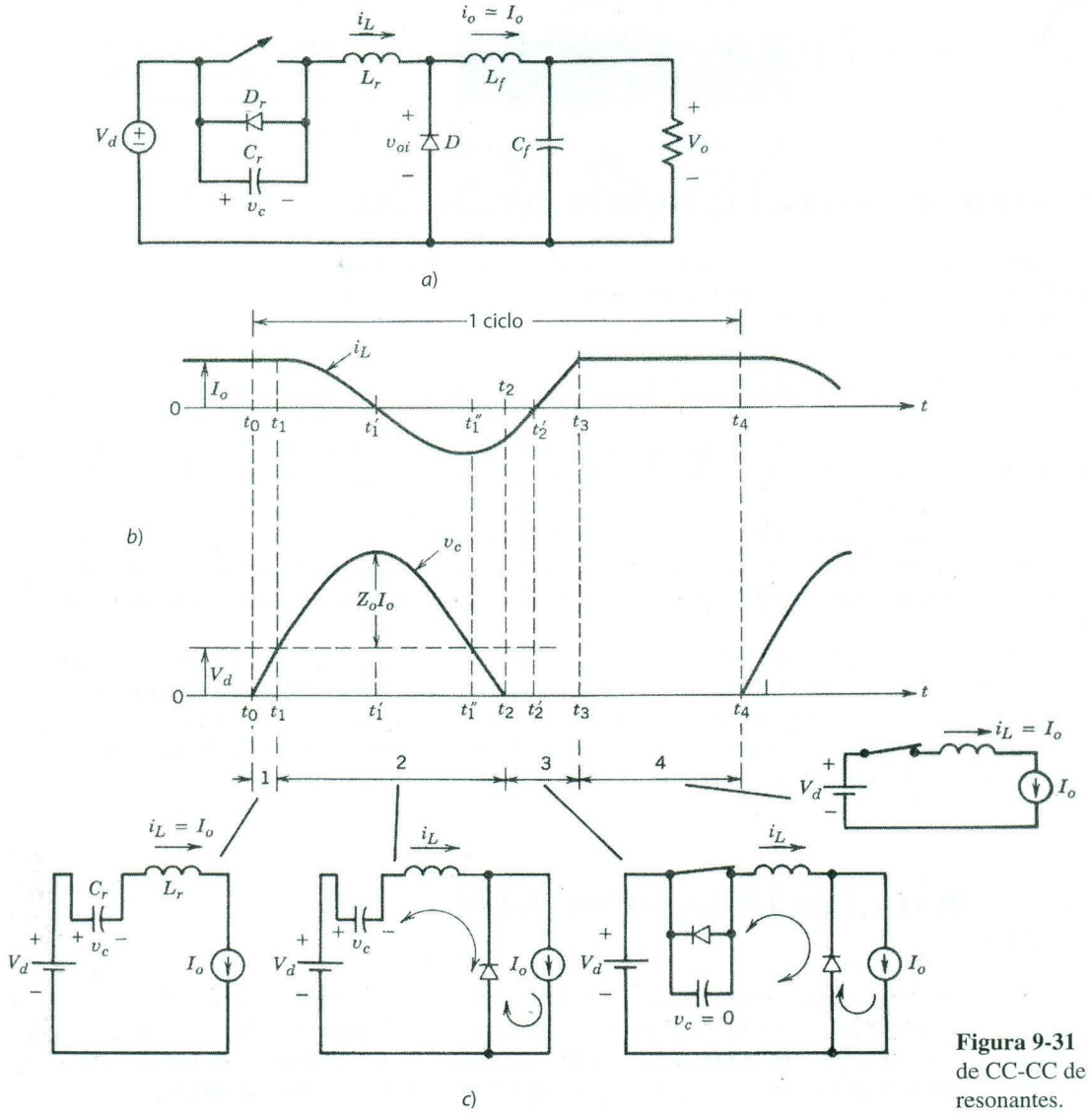


Figura 9-31 Convertidor ZVS de CC-CC de interruptores resonantes.

3. *Intervalo* 3 *(entre* t_2 *y* t_3*)*. Más allá de t_2, el voltaje del condensador se fija a cero por D_r, que conduce el i_L negativo. El mando de compuerta al interruptor se aplica una vez que su diodo en antiparalelo empieza a conducir. Ahora i_L aumenta en forma lineal y pasa por cero en el tiempo t_2', instante en que i_L empieza a fluir a través del interruptor. Por tanto, el interruptor se enciende en un voltaje cero y corriente cero. Aquí i_L aumenta en forma lineal a I_o en t_3.
4. *Intervalo* 4 *(entre* t_3 *y* t_4*)*. Una vez que i_L alcanza I_o en t_3, se apaga el diodo de circulación libre D. Como se asocia una pequeña pendiente negativa a di/dt a través del diodo en el apagado, no hay problemas de recuperación inversa del diodo como los que encontramos en el modo conmutado. El interruptor conduce I_o mientras se mantenga encendido hasta t_4. El intervalo t_4-t_3 puede controlarse. En t_4, se apaga el interruptor y se inicia el siguiente ciclo.

Queda claro, según las formas de onda de la figura 9-31*b*, que la corriente del interruptor está limitada a I_o. El voltaje v_{oi} a través del diodo de salida, como se definió en la figura 9-31*a*, se traza en la figura 9-32. Mediante el control del intervalo t_4-t_3 del interruptor, se controla el valor medio de v_{oi} y, por ende, la potencia media alimentada a la fase de salida. A su vez, esto regula el voltaje de salida V_o para una corriente de carga dada I_o.

Este planteamiento de conmutación por voltaje cero también se aplica a otras topologías de convertidores de CC-CC de interruptor único, como se describe en la referencia 27.

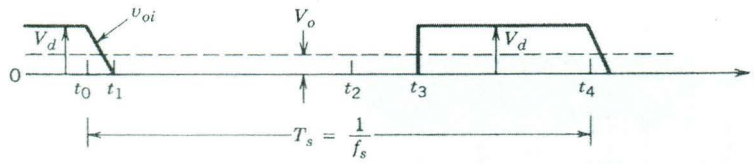


Figura 9-32 Forma de onda v_{oi} en un convertidor ZVS de CC-CC de interruptores resonantes.

9-5-3 COMPARACIÓN DE LAS TOPOLOGÍAS ZCS y ZVS

Ambas técnicas requieren un control de frecuencia variable para regular el voltaje de salida.

En ZCS se requiere que el interruptor conduzca una corriente pico más alta que la corriente de carga I_o por la cantidad de V_d/Z_0. Para el apagado natural del interruptor en corriente cero, la corriente de carga I_o no debe exceder de V_d/Z_0. Por tanto, hay un límite para el descenso de la resistencia de carga. Mediante la colocación de un diodo en antiparalelo con el interruptor, el voltaje de salida se vuelve insensible a las variaciones de carga.

En la topología ZVS que se analiza aquí, se requiere que el interruptor soporte un voltaje directo más alto que V_d por el monto $Z_0 I_o$. Para el encendido del interruptor con voltaje cero (sin pérdidas), la corriente de carga I_o debe ser más alta que V_d/Z_0. Por tanto, si la corriente de carga de salida I_o varía en un rango amplio, las dos condiciones antecedentes producen un voltaje nominal muy grande del interruptor (véase el problema 9-13). Por tanto, esta técnica está limitada a una aplicación de carga esencialmente constante. Para superar esta limitación, se describe una técnica multirresonante de conmutación por voltaje cero en la referencia 29.

Por lo general, ZVS es preferible sobre ZCS con frecuencias de conmutación altas. La razón tiene que ver con las capacitancias internas del interruptor, como se muestra en la figura 9-33. Cuando el interruptor se enciende con corriente cero pero con un voltaje finito, la carga sobre las capacitancias internas se disipa en el interruptor. Como se aprecia en la referencia 30, esta pérdida se vuelve significativa en frecuencias de conmutación muy altas. Sin embargo, ninguna de estas pérdidas ocurre si el interruptor se enciende en voltaje cero.

9-6 CONMUTACIÓN POR VOLTAJE CERO, TOPOLOGÍAS DE VOLTAJE FIJO

En la bibliografía se habla de estas topologías como seudorresonantes y de transición resonante. En estas topologías, los interruptores se encienden y apagan con voltaje cero. Pero, a diferencia de la topología ZVS que se abordó en la sección 9-5-2, el voltaje pico de un interruptor se fija en el voltaje CC de entrada. Estos convertidores consisten en por lo menos una pata o terminal del convertidor con dos interruptores.

9-6-1 CONVERTIDORES ZVS-CV DE CC-CC

El principio básico se muestra por medio del convertidor reductor de CC-CC que aparece en la figura 9-34*a*, que consiste en dos interruptores. El inductor filtrante L_f es muy pequeño en comparación con la topología normal de modo conmutado, así que i_L se vuelve tanto positivo como negativo durante cada ciclo de operación. Si suponemos que C_f es grande, el condensador (o capacitor) de filtrado y la carga pueden sustituirse

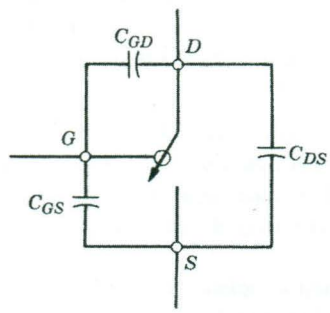


Figura 9-33 Capacitancias internas del interruptor.

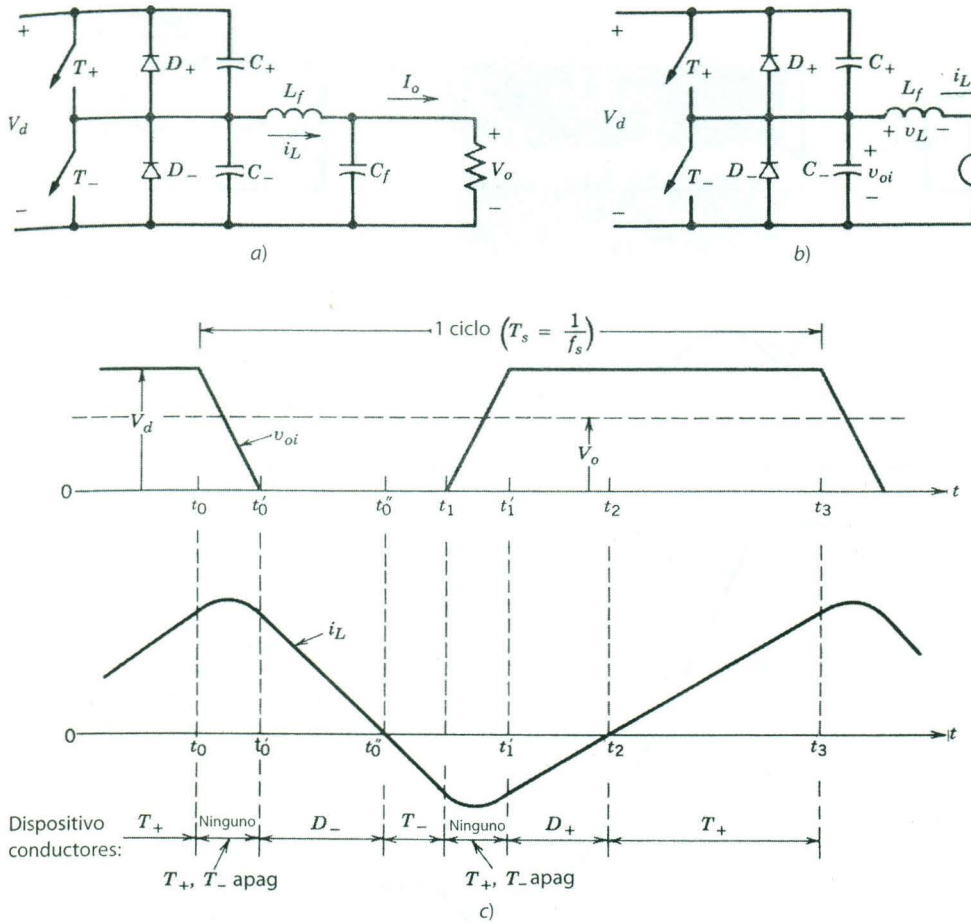


Figura 9-34 Convertidor ZVS-CV de CC-CC.

por un V_o de voltaje CC en estado permanente, como se muestra en el circuito equivalente de la figura 9-34*b*. Las formas de onda se muestran en la figura 9-34*c*.

Al principio, T_+ conduce un i_L positivo y v_L ($=V_d - V_o$) es positivo. En el tiempo t_0, T_+ se apaga con voltaje cero debido a C_+ en la figura 9-34*a*; el voltaje a través de T_+ se incrementa lentamente en comparación con su tiempo de conmutación. Con T_- apagado y T_+ apenas apagado, el subcircuito queda como se muestra en la figura 9-35*a*. Se puede trazar de nuevo como en la figura 9-35*b*, donde el voltaje inicial V_d en C_- se muestra explícitamente por medio de una fuente de voltaje. Como $C_+ = C_- = \frac{1}{2}C$, el equivalente de Thévenin del circuito a la izquierda produce el circuito de la figura 9-35*c*. Puesto que C es muy pequeño, la frecuencia resonante $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_f C})$ es mucho mayor que la frecuencia de conmutación del convertidor. Además, $Z_0 = \sqrt{L_f/C}$ en este circuito es muy grande, lo que genera una pequeña variación en i_L durante el intervalo que se muestra en la figura 9-35*d*. En t_0', v_{oi}, el voltaje a través de C_-, alcanza cero, y más allá de este tiempo este subcircuito se tiene que modificar, pues v_{oi} no se puede volver negativo debido a la presencia de D_- en el circuito original. Durante el intervalo t_0'-t_0, la magnitud de dv/dt a través de ambos condensadores es la misma; por tanto, $\frac{1}{2}i_L$ fluye a través de cada condensador durante este intervalo, pues $C_+ = C_-$.

Este análisis se simplifica si se supone que i_L durante este intervalo es esencialmente constante. Esto permite la suposición de que v_{oi} cambie en forma lineal, como se muestra en la figura 9-34*c* durante el intervalo de supresión en que ambos interruptores están apagados.

Más allá de t_0', i_L disminuye en forma lineal, pues fluye a través de D_-, y por tanto $v_L = -V_o$. Una vez que D_- empieza a conducir, se conecta T_-. En t_0'', i_L invierte el sentido y fluye a través de T_-.

En t_1, T_- se apaga en voltaje cero y después de un intervalo de carga/descarga del condensador t_1'-t_1, parecido a t_0'-t_0, el i_L negativo fluye a través de D_+. Como v_L ($=V_d - V_o$) es positivo más allá de t_1', i_L aumenta. Aquí T_+ se conecta en voltaje cero tan pronto D_+ empieza a conducir. En t_2, i_L se vuelve positivo y fluye a través de T_+.

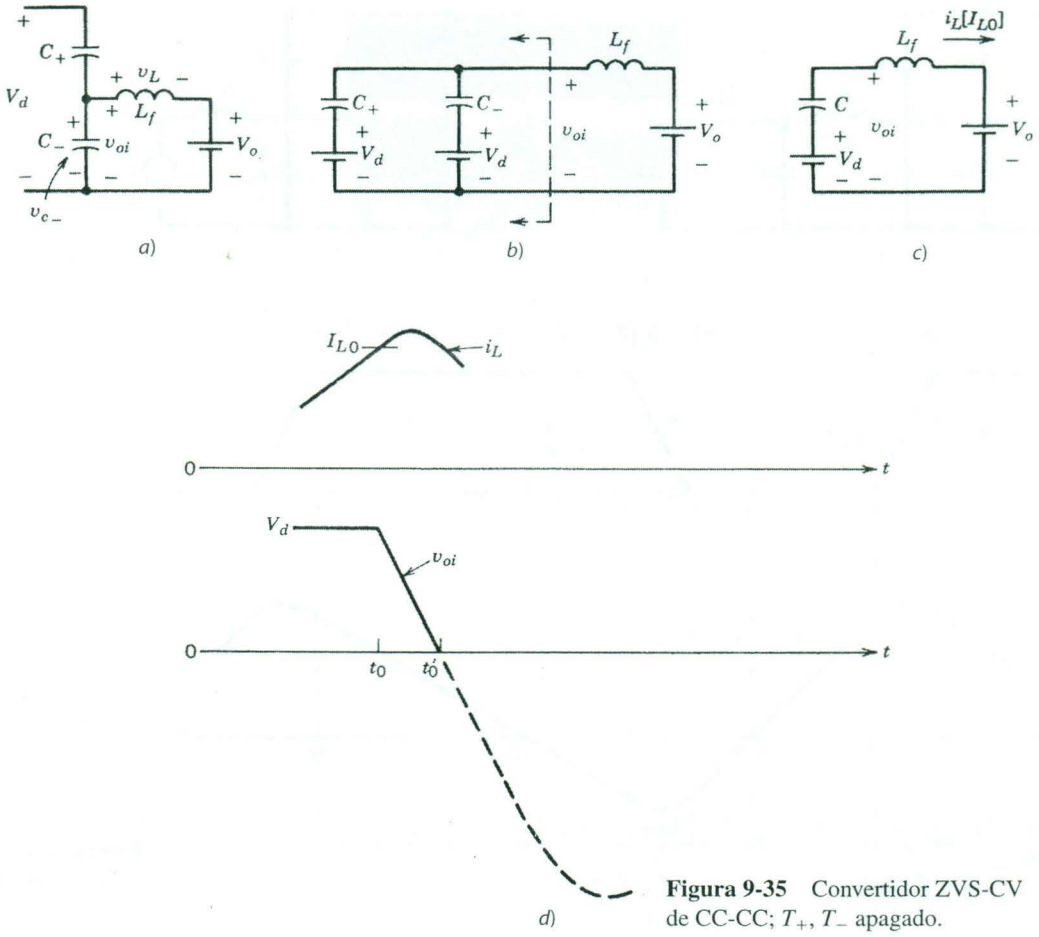


Figura 9-35 Convertidor ZVS-CV de CC-CC; T_+, T_- apagado.

En t_3, se apaga T_+ en voltaje cero, y de esta manera se completa un ciclo con un periodo $T_s = (t_3\text{-}t_0)$.

Como lo muestran las formas de onda en la figura 9-34*c*, el pico del voltaje del interruptor en esta topología se fija en V_d.

Una observación importante es que para el apagado en voltaje cero de un interruptor se conecta un condensador directamente a través del interruptor. Por tanto, el interruptor se tiene que encender solamente con voltaje cero; de lo contrario, la energía almacenada en el condensador se disipará. Así, el diodo en antiparalelo con el interruptor debe conducir antes del cierre del interruptor. Esto requiere que, en el circuito de la figura 9-34*a*, i_L debe fluir en ambos sentidos durante cada ciclo para cumplir con este requerimiento para ambos interruptores.

En este tipo de circuito, el voltaje de salida se regula por medio de un control PVM de frecuencia de conmutación constante. Si suponemos que los intervalos de borrado $t_0'\text{-}t_0$ y $t_1'\text{-}t_1$, durante los cuales ocurre la transición resonante, son mucho más pequeños que el periodo T_s de la frecuencia de conmutación, el voltaje v_{oi} en la figura 9-34*c* presenta una forma de onda rectangular. Como el promedio de voltaje a través de L_f es cero, el valor medio de v_{oi} es igual a V_o. Por tanto, $V_o = DV_d$, donde D es la relación de trabajo del interruptor T_+ y DT_s es el intervalo durante el cual conducen T_+ o D_+. El valor medio de i_L es igual a la corriente de salida I_o.

Si se usa un control PWM de frecuencia constante para regular V_o, L_f se tiene que elegir de modo que incluso debajo del valor mínimo de V_d y la carga más alta (es decir, la resistencia mínima de carga) i_L alcance un valor menor que cero.

La ventaja de este ZVS-CV es que los voltajes de los interruptores están fijos a V_d. La desventaja es que, debido a la mayor ondulación en i_L, los interruptores tienen que cargar corrientes de pico más altas en comparación con el modo de operación conmutado.

9-6-2 INVERSORES ZVS-CV DE CC A CA

Cabe notar que el convertidor de CC-CC que vimos en la sección 9-6-1 es capaz de operar en dos cuadrantes, donde i_o se puede invertir. Por tanto, un convertidor de este tipo se puede modificar como se muestra en la figura 9-36*a*, lo que produce un inversor de CC a CA de ondas cuadradas y semipuente para alimentar una carga inductiva. Las formas de onda resultantes con iguales relaciones de trabajo de los interruptores se muestran en la figura 9-36*b*, y las pérdidas por conmutación se eliminan, pues los interruptores se encienden y apagan con voltaje cero. La corriente de carga debe quedar atrás del voltaje (es decir, la carga debe ser inductiva como una carga de motor) para que ocurran las conmutaciones en voltaje cero.

Es posible operar el inversor de la figura 9-36*a* en un modo regulado por corriente, parecido al inversor que analizamos en el capítulo 8. Sin embargo, para lograr conmutaciones en voltaje cero, ambos interruptores deben conducir en cada ciclo de conmutación, y por ende i_o debe fluir en cada sentido durante cada ciclo de conmutación. Las formas de onda para los modos de ondas cuadradas y PWM se muestran en las figuras 9-36*b* y 9-36*c*, respectivamente. Este concepto se extiende a un inversor trifásico, como se muestra en la figura 9-37.

9-6-3 CONVERTIDOR ZVS-CV DE CC-CC CON CANCELACIÓN DE VOLTAJE

La técnica de ZVS-CV se extiende al inversor monofásico de CC a CA con cancelación de voltaje. El circuito de modo conmutado que se analizó en detalle en el capítulo 8 se muestra en la figura 9-38*a*, y las formas de onda resultantes se muestran en la figura 9-38*b*, donde ambos interruptores en cada pata operan con una relación de trabajo de 50%, pero el retraso de fase ϕ entre las salidas de las dos patas se controla a fin de controlar el v_{AB} de salida del puente completo. El voltaje de salida del puente completo se reduce por medio de un transformador de aislamiento y luego se rectifica para obtener un convertidor general de CC-CC.

El circuito de modo conmutado de la figura 9-38*a* se modifica para proporcionar ZVC-CV al agregar L_A, C_{A+}, C_{A-} a la pata A y L_B, C_{B+}, C_{B-} a la pata B, como se muestra en la figura 9-39*a*. Por motivos de simplicidad, el transformador se reemplaza por su inductancia magnetizadora L_m y se ignora su inductancia de dispersión. La fase de salida se representa por la corriente de salida I_o. Las formas de onda resultantes se muestran en la figura 9-39*c*, donde las formas de ondas idealizadas de modo conmutado de la figura 9-38 están repetidas en la figura 9-39*b* para su comparación. La selección correcta de los valores de inductancia y capacitancia, así como una estrategia de conmutación adecuada, producen una conmutación ZVS-CV, como se analiza en la referencia 34.

9-7 INVERSORES DE ENLACE DE CC RESONANTE CON CONMUTACIONES POR VOLTAJE CERO

En los inversores convencionales PWM de modo conmutado del tipo que se analizó en el capítulo 8, la entrada es un voltaje CC. Para evitar las pérdidas por conmutación en el inversor, hace poco se propuso una nueva topología en la referencia 35, según la cual se introduce un circuito resonante entre el voltaje CC de entrada y el inversor PWM. Como resultado, el voltaje de entrada al inversor en la configuración básica oscila entre cero y un poco más del doble del voltaje CC de entrada. Los interruptores del inversor se encienden y apagan en voltaje cero.

El concepto básico se ilustra por medio del circuito de la figura 9-40*a*. El circuito resonante consiste en L_r, C_r y un interruptor con un diodo antiparalelo. La carga del circuito se representa por una corriente I_o, que representa, por ejemplo, la corriente alimentada por el inversor a una carga de motor. Debido a la inductancia interna de la carga, es razonable suponer que I_o es constante en magnitud durante un ciclo de frecuencia resonante.

Como primer paso, se supone que R_l es cero. Al principio, el interruptor está cerrado y la diferencia de i_L e I_o fluye a través de la combinación de diodo/interruptor. La corriente i_L se acumula en forma lineal. En el tiempo t_0, con $i_L = I_{L0}$, el interruptor se apaga en voltaje cero. Las ecuaciones del circuito resonante son las siguientes para $t > t_0$:

$$i_L(t) = I_o + \left[\frac{V_d'}{\omega_0 L_r}\operatorname{sen}\omega_0(t-t_0) + (I_{L0} - I_o)\cos\omega_0(t-t_0)\right] \tag{9-34}$$

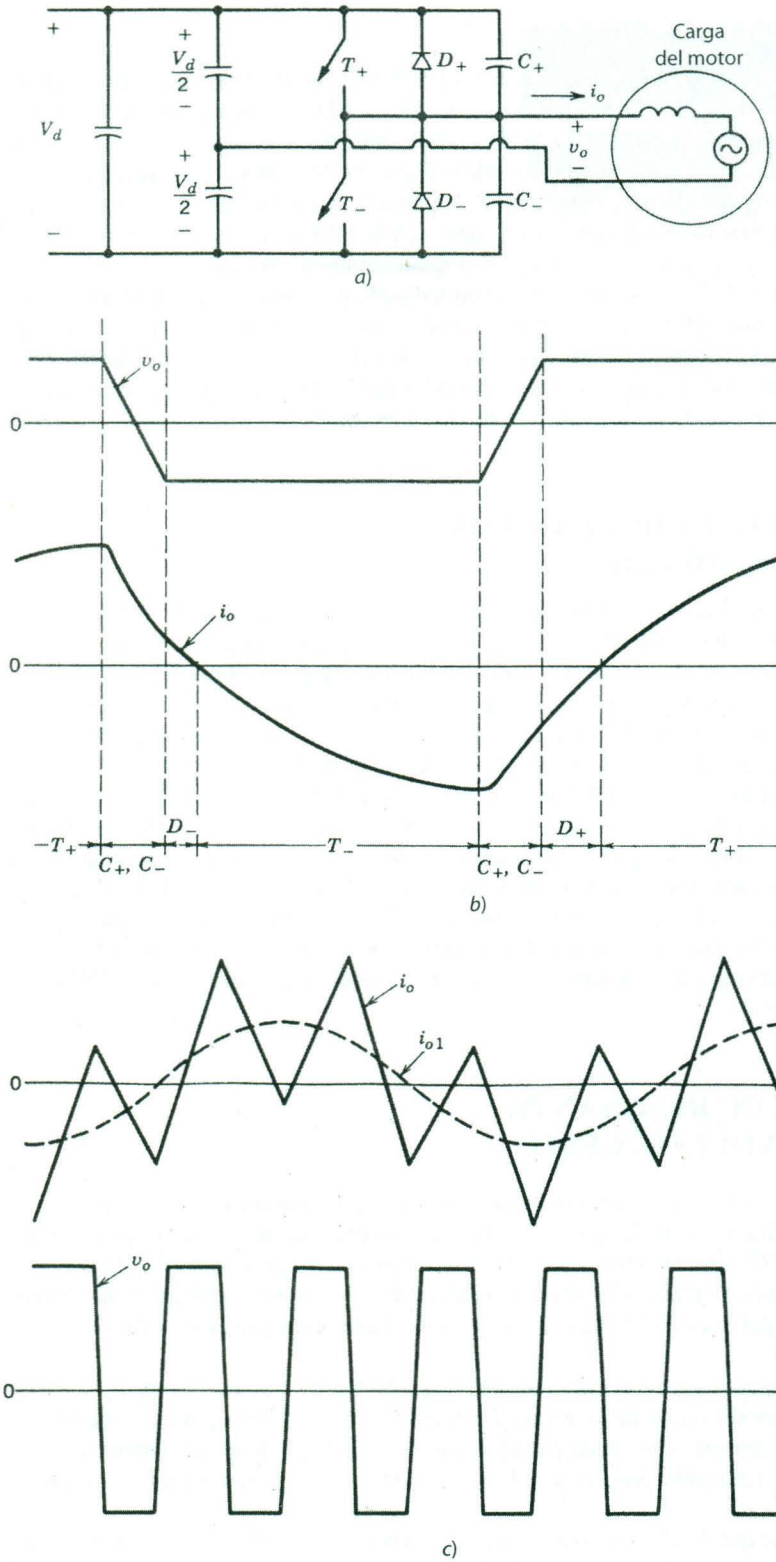


Figura 9-36 Inversor ZVS-CV de CC a CA: *a*) semipuente; *b*) modo de ondas cuadradas; *c*) modo de corriente regulada.

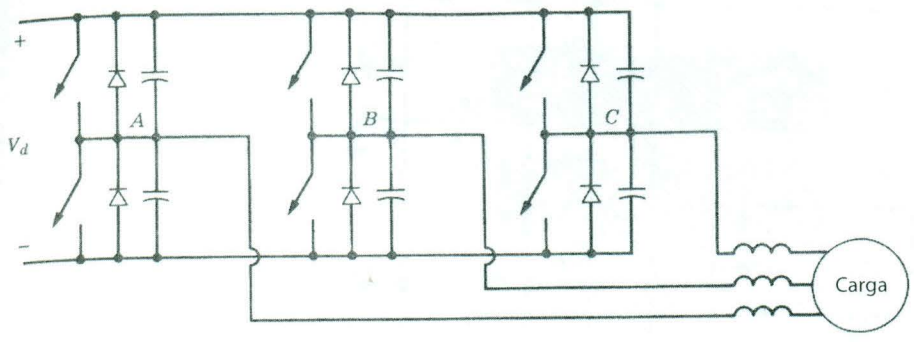


Figura 9-37 Inversor ZVS-CV trifásico de CC a CA.

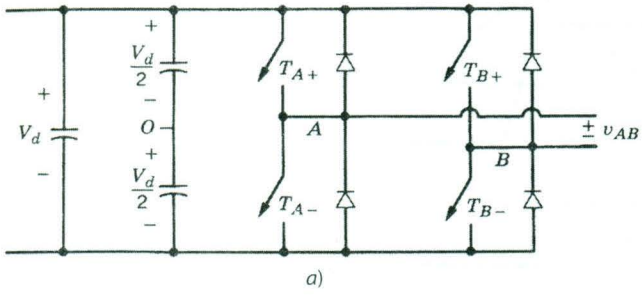
y

$$v_d(t) = V_d' + [\omega_0 L_r (I_{L0} - I_o)\text{sen}\,\omega_o t - V_d' \cos \omega_0 t] \tag{9-35}$$

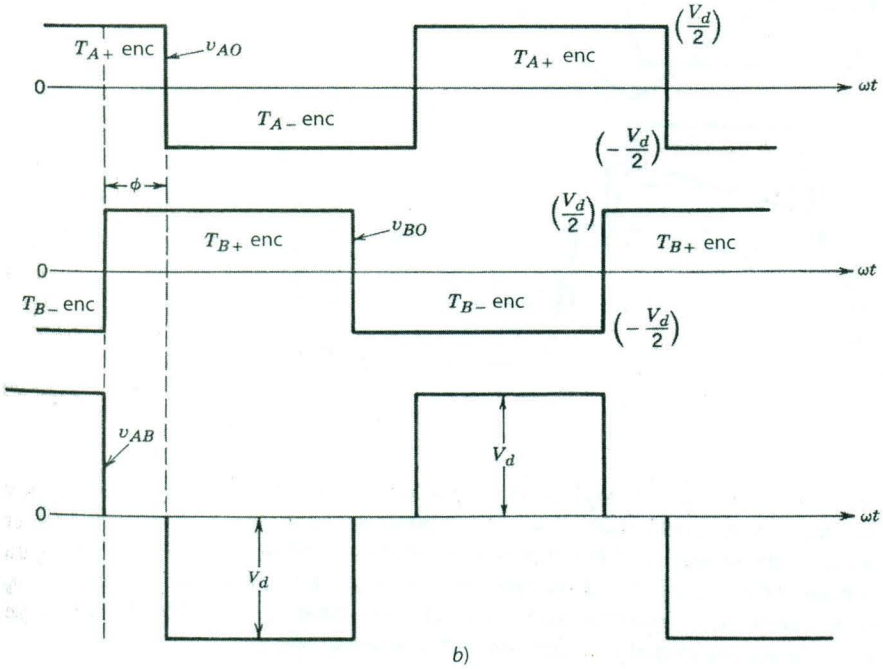
donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \tag{9-36}$$

Las formas de onda en la figura 9-40*b* para $I_{L0} = I_o$ demuestran que v_d regresa a cero e i_L regresa a I_o después de un ciclo resonante a partir de la apertura del interruptor. Por tanto, en este circuito idealizado sin ninguna pérdida, el interruptor T y el diodo D se pueden retirar una vez que inicien las oscilaciones.



a)



b)

Figura 9-38 Control de voltaje por cancelación de voltaje: convertidor convencional de modo conmutado.

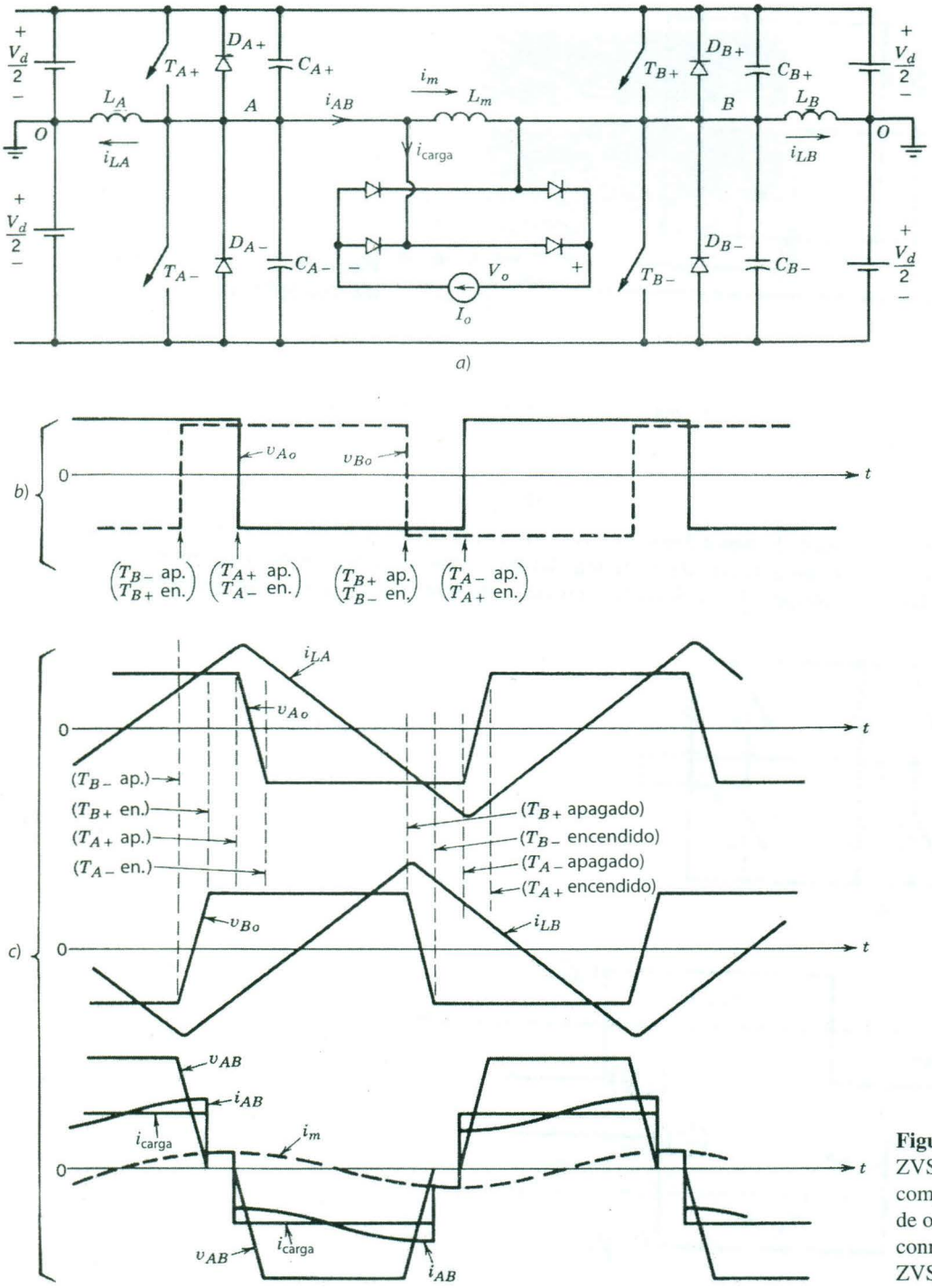


Figura 9-39 Convertidor ZVS-CV de CC-CC de puente completo: *a*) circuito; *b*) formas de onda idealizadas de modo conmutado; *c*) formas de onda ZVS-CV.

En el circuito básico de la figura 9-40*a*, R_l representa las pérdidas. Para que ocurra el encendido y apagado en voltaje cero del interruptor, v_d debe regresar a cero. En presencia de pérdidas en R_l, I_{L0} debe ser más grande que I_o en el instante que se apague el interruptor. Las formas de onda se muestran en la figura 9-40*c*. Si el interruptor se mantiene encendido por demasiado tiempo e I_{L0} es mucho más grande que I_o, v_d llegará a su pico en un valor considerablemente más grande que $2V'_d$. Por tanto, $I_{L0} - I_o$ debe controlarse mediante el control del intervalo durante el cual el interruptor permanece cerrado.

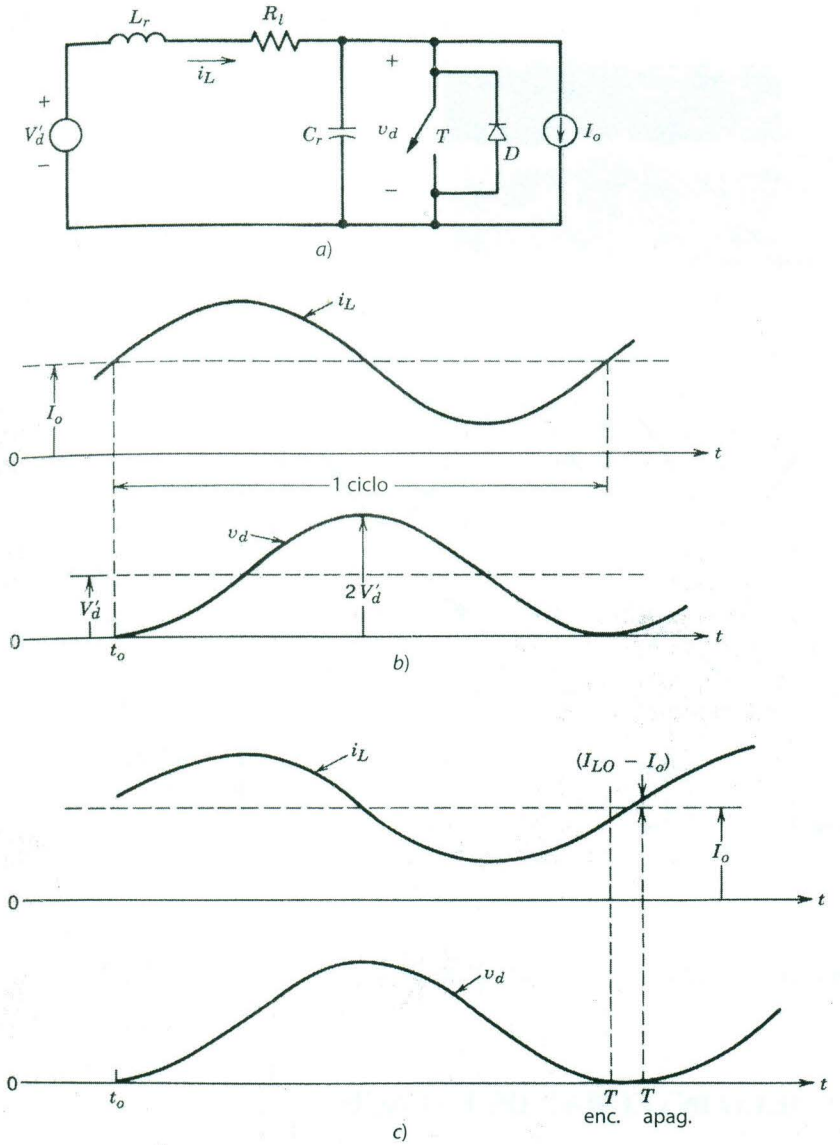


Figura 9-40 Inversor de enlace resonante de CC, concepto básico: *a*) circuito básico; *b*) R_l sin pérdidas = 0; *c*) hay pérdidas.

Este concepto se aplica al inversor PWM trifásico de la figura 9-41. El interruptor resonante T y D de la figura 9-40*a* no se necesita, pues cualquiera de los dos interruptores que comprenden una pata o terminal del inversor puede cumplir su función. Los interruptores en cualquiera de las tres patas del inversor se pueden encender y apagar en voltaje cero cuando v_d alcanza cero.

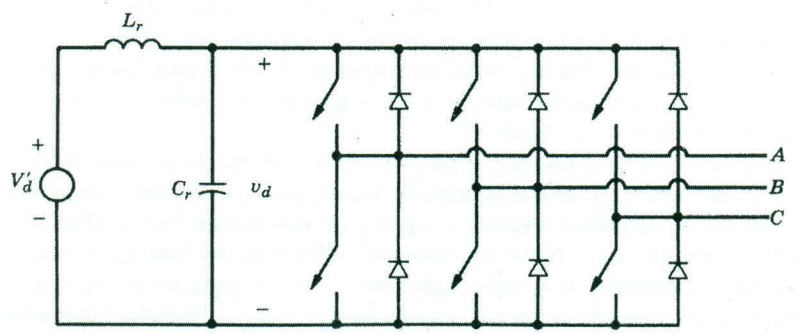


Figura 9-41 Inversor trifásico de enlace resonante CC.

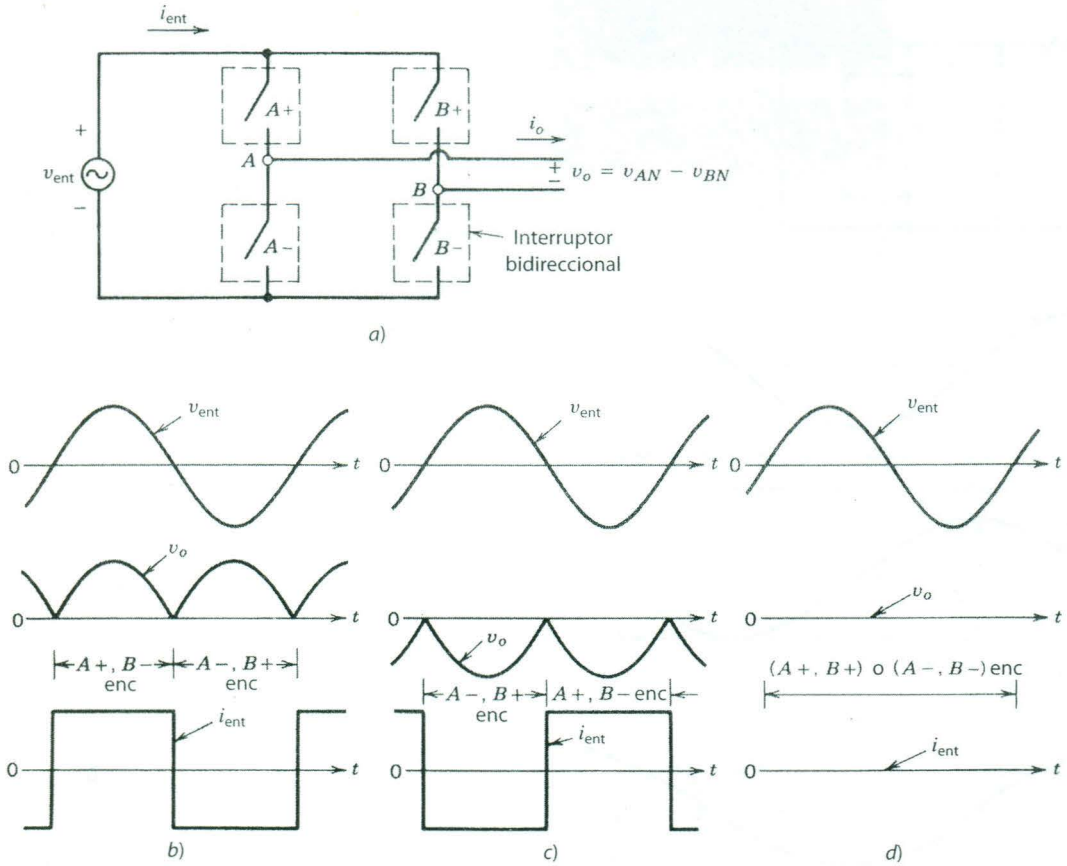


Figura 9-42
Inversor de semiciclo integral de enlace de alta frecuencia.

En la bibliografía se abordan otras modificaciones para fijar el voltaje pico a través de los interruptores a menos del doble del voltaje CC de entrada.

9-8 CONVERTIDORES DE SEMICICLO INTEGRAL DE ENLACE DE ALTA FRECUENCIA

A diferencia de los convertidores de enlace CC resonante, donde la entrada al convertidor monofásico o trifásico oscila entre cero y un valor más alto que el voltaje medio de CC de entrada, en los convertidores de enlace de alta frecuencia la entrada al convertidor monofásico o trifásico es una CA sinusoidal monofásica de alta frecuencia, como se muestra en la figura 9-42*a*. Como se analiza en la referencia 38, mediante el encendido o apagado de los interruptores cuando el voltaje pasa por cero se minimizan las pérdidas por conmutación.

La figura 9-42*a* muestra un convertidor monofásico de este tipo con un voltaje de entrada sinusoidal de alta frecuencia v_{ent}. La salida se sintetiza para ser una CA de baja frecuencia, por ejemplo, para alimentar una carga de motor. Esto requiere que los cuatro interruptores sean bidireccionales. Cada interruptor bidireccional en la figura 9-42*a* se obtiene mediante la conexión de dos interruptores unidimensionales con capacidad de bloqueo inverso en antiparalelo.

Para describir el principio de operación, se supone que la corriente de carga de salida es un I_o constante durante un ciclo de entrada de CA de alta frecuencia. Aquí I_o puede ser positivo o negativo. Para cualquier sentido de I_o, v_{AB} puede consistir en dos semiciclos positivos, dos semiciclos negativos o cero (o cualquier combinación de estas tres opciones). Estas tres opciones y el correspondiente i_{ent} se muestran en la figura 9-42*b* a 9-42*d* para un I_o positivo, por ejemplo. Este control sobre v_o para ser positivo, negativo o cero durante cada semiciclo de alta frecuencia permite que se sintetice una salida de baja frecuencia para que sea

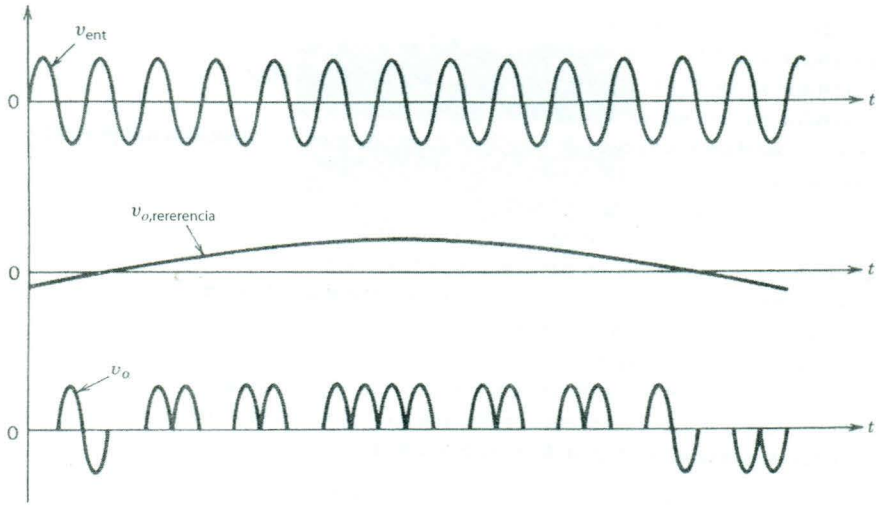


Figura 9-43 Síntesis de la salida CA de baja frecuencia.

de la frecuencia y magnitud deseadas, como se muestra en la figura 9-43. Este control se analiza en detalle en la referencia 38. Como la salida de baja frecuencia consiste en un número integral de semiciclos de la entrada de alta frecuencia, estos convertidores se llaman convertidores de semiciclo integral de enlace de alta frecuencia.

Este concepto también se extiende para generar una salida de CA trifásica por medio del circuito de la figura 9-44. Cabe notar que tanto en los convertidores monofásicos como en los trifásicos se debe usar un filtro paralelo-resonante del tipo que se muestra en la figura 9-44. Está modulado para ser paralelo-resonante con la frecuencia de voltaje de entrada f_{entrada}. Por tanto, no consume corriente alguna de la entrada CA de alta frecuencia. Sin embargo, el capacitor C_f proporciona una ruta de baja impedancia a todos los demás componentes de frecuencia en i_{entrada}, de modo que no tengan que alimentarse por v_{entrada} a través de la inductancia parásita L_{aislado}.

De hecho, la salida de baja frecuencia puede ser de CC en el circuito de la figura 9-42*a*. Además, la potencia puede fluir en ambos sentidos en estos convertidores.

Estos convertidores de enlace de alta frecuencia son una forma de cicloconvertidores por los que la potencia se transfiere entre dos sistemas de CA que operen en dos diferentes frecuencias sin enlace de CC intermedio. A diferencia de los cicloconvertidores de frecuencia de línea controlados por fases que usan tiristores que se describen en el capítulo 15, los interruptores controlables bidireccionales en estos convertidores de enlace de alta frecuencia se encienden y apagan cuando la CA de alta frecuencia de entrada pasa por cero.

RESUMEN

En este capítulo se analizan varias técnicas para eliminar o disminuir los esfuerzos y pérdidas por conmutación en los dispositivos de semiconductores. Se describen los siguientes convertidores:

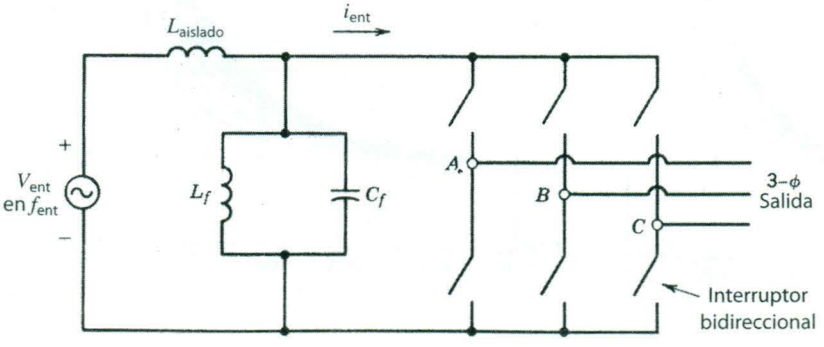


Figura 9-44 CA de alta frecuencia a un convertidor CA trifásico de baja frecuencia.

1. Convertidores de carga resonante
   a) Convertidores de CC-CC resonantes cargados en serie (SLR)
   b) Convertidores de CC-CC resonantes cargados en paralelo (PLR)
   c) Convertidores resonantes híbridos de CC
   d) Inversores paralelo-resonantes de fuente de corriente para el calentamiento por inducción
   e) Convertidores de clase E
2. Convertidores de interruptores resonantes
   a) Convertidores de conmutación por voltaje cero (ZCS)
   b) Convertidores de conmutación por corriente cero (ZVS)
   c) Convertidores de voltaje empalmado de conmutación por voltaje cero (ZVS-CV)
      i) Convertidores ZVS-CV de CC-CC
      ii) Inversores ZVS-CV de CC-CA
      iii) Convertidores ZVS-CV de CC-CC con cancelación de voltaje cero
3. Inversores de enlace de CC resonante con conmutación por voltaje cero
4. Convertidores de semiciclo integral de enlace de alta frecuencia

En la referencia 41 hay una panorámica de estos convertidores.

PROBLEMAS

CONVERTIDORES SLR DE CC-CC

9-1 El convertidor SLR de CC-CC de la figura 9-10*a* opera en el modo de conducción discontinuo con $\omega_s < 0.5\ \omega_0$. En las formas de onda de la figura 9-11 (con $t_0 = 0$), las condiciones iniciales en términos de cantidades normalizadas siempre son como sigue: $V_{c0} = -2V_o$ e $I_{L0} = 0$. Demuestre que, en términos de cantidades normalizadas, $V_{c,\text{pico}} = 2$ e $I_{L,\text{pico}} = 1 + V_o$.

9-2 Diseñe un convertidor SLR de CC-CC de la figura 9-10*a* con un transformador de aislamiento de una relación de vueltas n: 1, donde $V_d = 155$ V y la frecuencia operativa $f_s = 100$ kHz. La salida está en 5 V y 20 A.

a) El convertidor anterior va a operar en el modo de conducción discontinuo con $\omega_s < 0.5\ \omega_0$. El voltaje normalizado de salida V_o se selecciona en 0.9, y la frecuencia normalizada, 0.45. Con las curvas de la figura 9-15, obtenga la relación de vueltas n, L_r y C_r.

b) Obtenga el valor numérico de la suma de las energías pico almacenadas en L_r y C_r:

$$S = \tfrac{1}{2} L_r I_{L,\text{pico}}^2 + \tfrac{1}{2} C_r V_{c,\text{pico}}^2$$

9-3 Repita el problema 9-2 si el convertidor SLR está diseñado para operar en el modo de conducción continua y debajo de la frecuencia resonante.

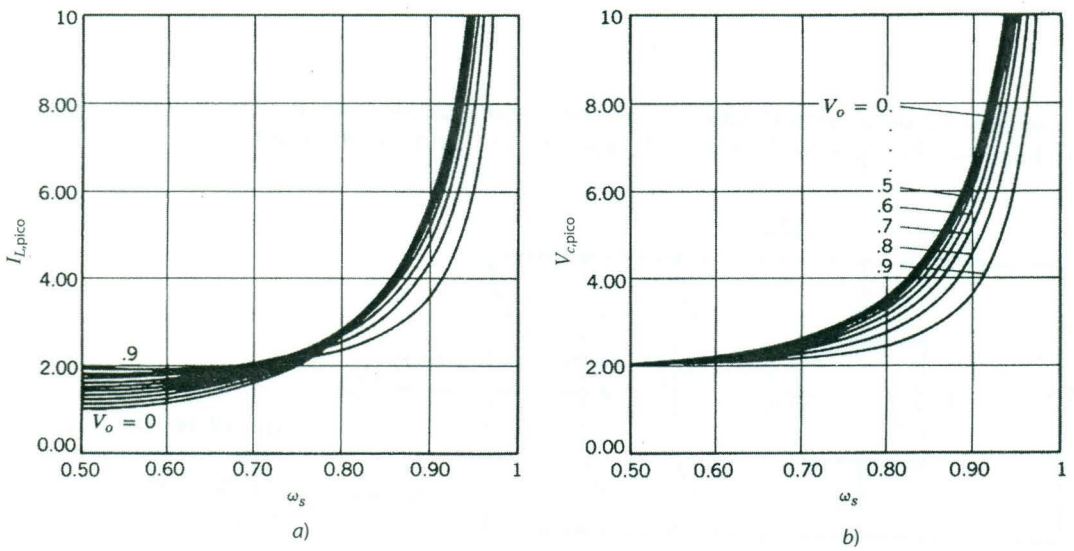


Figura P9-3
Características de un convertidor SLR de CC-CC; todas las cantidades están normalizadas. (Fuente: Ramesh Oruganti, tesis doctoral, VPI, 1987.)

a) Elija el voltaje de salida normalizado como 0.9 y la corriente de salida normalizada como 1.4. Utilice las curvas de diseño de la figura 9-15. Obtenga n, L_r y C_r.

b) Obtenga S como se define en el problema 9-2*b* por medio de las curvas de diseño de la figura P9-3.

9-4 Repita el problema 9-3 para una operación superior a la frecuencia resonante ($\omega_s > \omega_0$), pero con un voltaje de salida normalizado de 0.9 y una corriente de salida normalizada de 0.4. Utilice las curvas de diseño de la figura 9-15 y la figura P9-4.

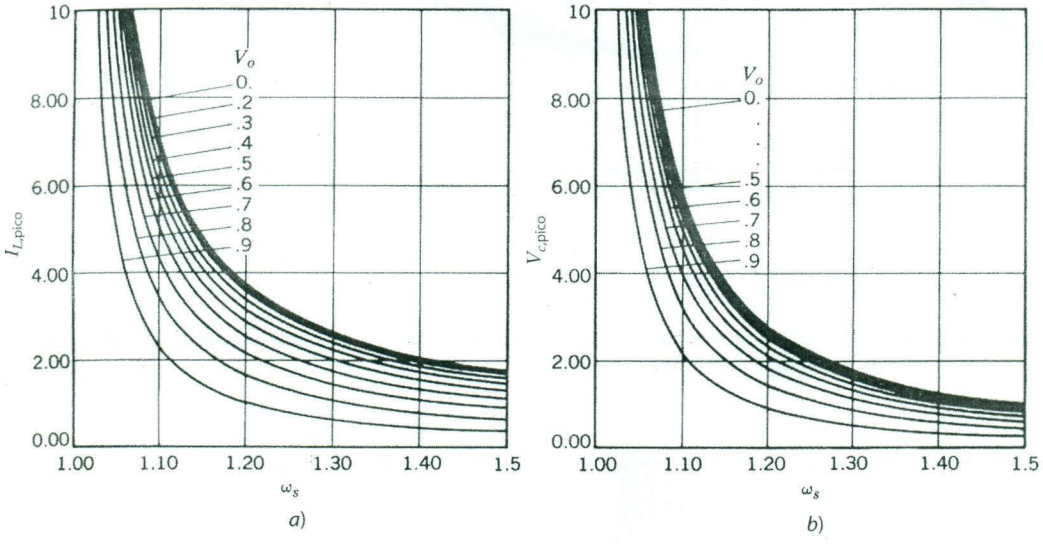


Figura P9-4
Características de un convertidor SLR de CC-CC; todas las cantidades están normalizadas. (Fuente: Ramesh Oruganti, tesis doctoral, VPI, 1987.)

9-5 Compare los valores de S en los problemas 9-2 a 9-4.

CONVERTIDORES PLR DE CC-CC

9-6 El convertidor PLR de CC-CC de la figura 9-17*a* con un transformador de aislamiento de la relación de vueltas n: 1 trabaja en el modo discontinuo y las formas de ondas de voltaje y corriente se muestran en la figura 9-18.

Demuestre que, en modo discontinuo,

$$V_{c,\text{pico}} = V_d$$

e

$$I_{L,\text{pico}} = \frac{I_o}{n} + \omega_0 c_r \frac{V_d}{2}$$

9-7 Diseñe un convertidor PLR de CC-CC de semipuente aislado por un transformador. El voltaje CC de entrada V_d = 155 V y la frecuencia operativa f_s = 300 kHz. La salida está en 5 V y 20 A. Obtenga la relación de vueltas del transformador n, L_r y C_r, suponiendo un modo de operación discontinuo, una frecuencia operativa normalizada de 0.45, C_r normalizado = 1.2 por unidad y L_r = 0.833 por unidad, donde

$$(C_r)_{\text{base}} = \frac{I_o/n}{\omega_0 V_d/2} \quad \text{y} \quad (L_r)_{\text{base}} = \frac{V_d/2}{\omega_0 I_o/n}$$

Con las curvas de diseño de la figura 9-21 y el problema 9-6, obtenga los valores pico de v_c e i_L. Calcule S, que se definió en el problema 9-2.

9-8 Diseñe el convertidor del problema 9-7, suponiendo un modo continuo inferior a la frecuencia resonante. La frecuencia operativa normalizada es 0.8, y los valores de C_r y L_r normalizados, como en el problema 9-7. El I_o normalizado es 0.8.

a) Calcule n, L_r y C_r.

b) Con las curvas de diseño de las figuras 9-21 y P9-8, obtenga los valores pico de v_c e i_L. Calcule S, como se define en el problema 9-2.

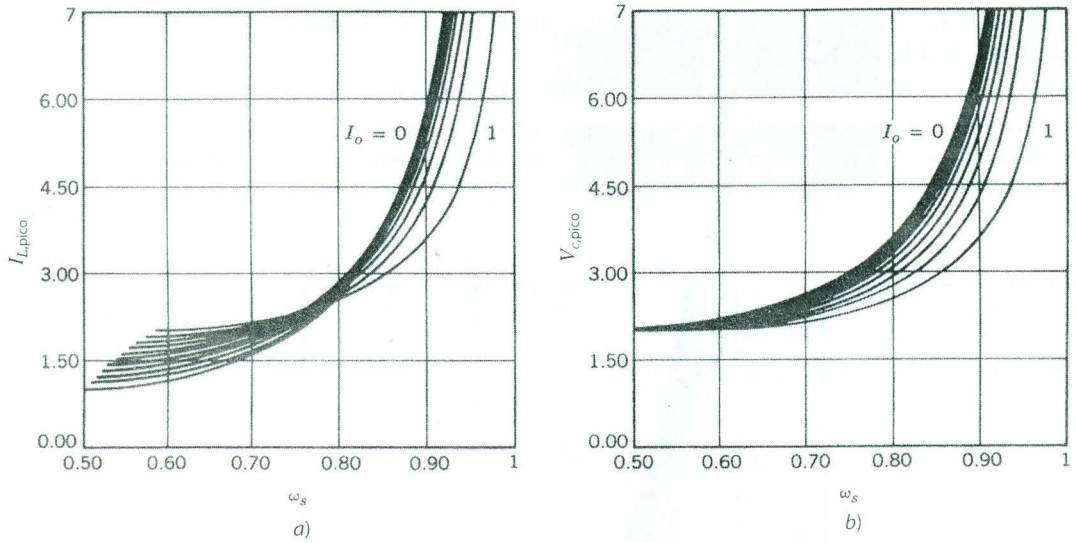


Figura P9-8
Características de un convertidor PLR de CC-CC; todas las cantidades están normalizadas. (Fuente: Ramesh Oruganti, tesis doctoral, VPI, 1987.)

9-9 Repita el problema 9-8 para la operación superior a la frecuencia resonante con la frecuencia normalizada de 1.1. Use las curvas de diseño de las figuras 9-21 y P9-9.

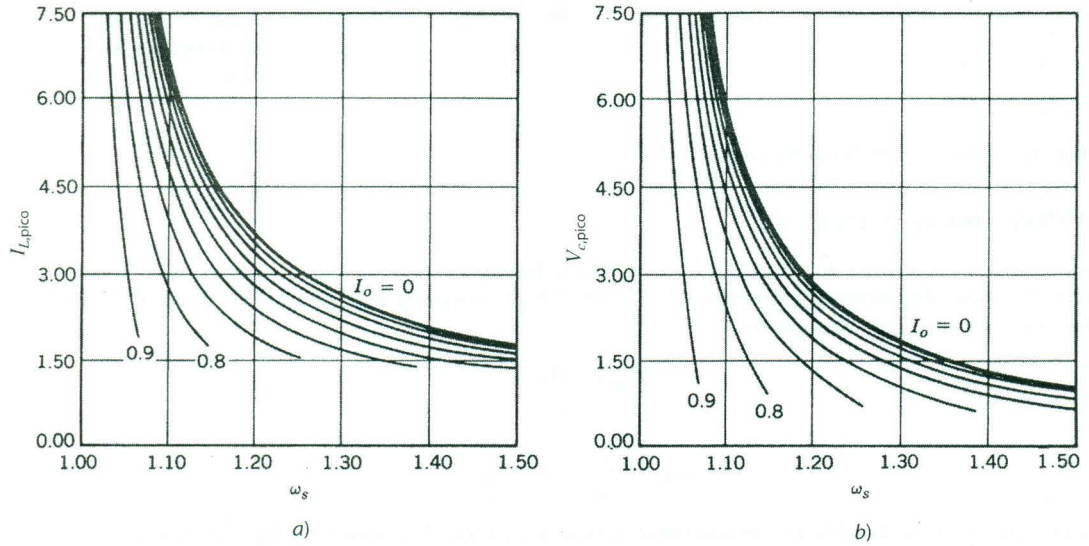


Figura P9-9
Características de un convertidor PLR de CC-CC; todas las cantidades están normalizadas. (Fuente: Ramesh Oruganti, tesis doctoral, VPI, 1987.)

9-10 Compare los valores de S calculados en los problemas 9-7 a 9-9.

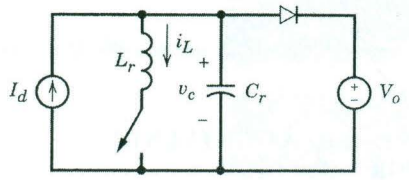
CONVERTIDORES ZCS DE INTERRUPTORES RESONANTES

9-11 En el circuito ZCS de interruptores resonantes de la figura 9-30*a*, $f_0 = 1$ MHz, $Z_0 = 10\ \Omega$, $P_{\text{carga}} = 10$ W, $V_d = 15$ V y $V_o = 10$ V. Suponga que L_2 es muy grande y todos los componentes son ideales.

Calcule las formas de onda i_L y v_c como función del tiempo. Trace las formas de onda para i_L y v_c, y marque los puntos de transición importantes. También marque los valores pico de I_L y v_c, y los instantes de tiempo cuando ocurren.

9-12 Repita el problema 9-11 suponiendo que un diodo está conectado en antiparalelo con el interruptor en la figura 9-30*a*.

9-13 Con PSpice, simule el convertidor boost cuasi-resonante de conmutación por corriente cero que se muestra en la figura P9-13. Obtenga las formas de onda de v_c, i_L e i_{diodo}.



Valores nominales: $I_d = 26.667$ A, $V_o = 450$ V
$L_r = 5.37\mu$H, $C_r = 117.9$ nF
$f_s = 100$ kHz

Figura P9-13 Fuente: Referencia 5 del capítulo 4, "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis, and Education Using PSpice (evaluation, classroom version)", en un disquete con un manual. Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.

CONVERTIDORES ZVS DE INTERRUPTORES RESONANTES

9-14 En el convertidor ZVS de CC-CC de interruptores resonantes de la figura 9-31*a*, $V_d = 40$ V; I_o varía en el rango de 4 a 20 A. Calcule el valor mínimo teórico del voltaje nominal de los interruptores.

REFERENCIAS

CONVERTIDORES DE CC-CC RESONANTES CARGADOS EN SERIE

1. R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters", tesis doctoral, Virginia Polytechnic Institute, 1987; disponible en University Microfilms International, Ann Arbor, Michigan.
2. R. J. King y T. A. Stuart, "A Normalized Model for the Half-Bridge Series Resonant Converters", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. AES-17, núm. 2, marzo de 1981, pp. 190-198.
3. R. J. King y T. A. Stuart, "Modeling the Full-Bridge Series-Resonant Power Converter", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. AES-18, núm. 4, julio de 1982, pp. 449-459.
4. R. J. King y T. A. Stuart, "Inherent Over-Load Protection for the Series-Resonant Converters", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. AES-19, núm. 6, noviembre de 1983, pp. 820-830.
5. R. Oruganti y F. C. Lee, "Resonant Power Processors: Part I—State Plane Analysis", *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Records*, 1984, pp. 860-867.
6. A. F. Witulski y R. W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. AES-22, núm. 4, julio de 1986, pp. 356-363.
7. J. G. Hayes, N. Mohan y C. P. Henze, "Zero-Voltage Switching in a Digitally Controlled Resonant DC-DC Power Converter", *Proceedings of the 1988 IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 360-367.

CONVERTIDORES DE CC-CC RESONANTES CARGADOS EN PARALELO

8. N. Mapham, "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output", *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-3, marzo/abril de 1967, pp. 176-187.
9. V. T. Ranganathan, P. D. Ziogas y V. R. Stefanovic, "A Regulated DC-DC Voltage Source Converter Using a High-Frequency Link", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-18, núm. 3, mayo/junio de 1982, pp. 279-287.
10. R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters", tesis doctoral, Virginia Polytechnic Institute, 1987.
11. M. C. W. Lindmark, "Switch-Mode Power Supply", U.S. Patent 4,097,773, 27 de junio de 1978.
12. I. J. Pitel, "Phase-modulated Resonant Power Conversion Techniques for High Frequency Inverters", *IEEE-IAS Annual Meeting Proceedings*, 1985.
13. Y. G. Kang y A. K. Upadhay, "Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel-Resonant Converter", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 231-243.
14. F. S. Tasi, P. Materu y F. C. Lee, "Constant-Frequency, Clamped-Mode Resonant Converters", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 557-566.

CONVERTIDORES DE CC-CC HÍBRIDO-RESONANTES

15. D. V. Jones, "A New Resonant-Converter Topology", *Proceedings of the 1987 High Frequency Power Conversion Conference*, 1987, pp. 48-52.

INVERSORES DE CC A CA RESONANTES EN PARALELO DE FUENTE DE CORRIENTE PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

16. K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice-Hall International, Londres, 1988.

CONVERTIDORES DE CLASE E

17. N. O. Sokal y A. D. Sokal, "Class-E, A New Class of High Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. SC-10, junio de 1975, pp. 168-176.
18. F. H. Raab, "Idealized Operation of Class-E Tuned Power Amplifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-24, núm. 12, diciembre de 1977, pp. 725-735.
19. K. Löhn, "On the Overall Efficiency of the Class-E Power Converters", *1986 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 351-358.
20. M. Kazimierczuk y K. Puczko, "Control Circuit for Class-E Resonant DC/DC Converter", *Proceedings of the National Aerospace Electronics Conference 1987*, vol. 2, 1987, pp. 416-423.
21. G. Lutteke y H. C. Raets, "220 V Mains kHz Class-E Converter", *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1985, pp. 127-135.
22. H. Omori, T. Iwai *et al.*, "Comparative Studies between Regenerative and Non-Regenerative Topologies of Single-Ended Resonant Inverters", *Proceedings of the 1987 High Frequency Power Conversion Conference.*

CONVERTIDORES ZCS Y ZVS DE INTERRUPTORES RESONANTES

23. P. Vinciarelli, "Forward Converter Switching at Zero Current", U.S. Patent 4,415,959, noviembre de 1983.
24. R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters", tesis doctoral, Virginia Polytechnic Institute, 1987.
25. K. H. Liu y F. C. Lee, "Resonant Switches—A Unified Approach to Improve Performances of Switching Converters", *IEEE INTELEC Conference Record*, 1984, pp. 344-351.
26. K. H. Liu, R. Oruganti y F. C. Lee, "Resonant Switches—Topologies and Characteristics", *1986 IEEE Power Electronics Conference*, 1986, pp. 106-116.
27. K. H. Liu y F. C. Lee, "Zero Voltage Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 58-70.
28. K. D. T. Ngo, "Generalization of Resonant Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 395-403.
29. W. A. Tabisz y F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching Multi-Resonant Technique—A Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters", *IEEE PESC Record*, 1988.
30. M. F. Schlecht y L. F. Casey, "Comparison of the Square-Wave and Quasi-Resonant Topologies", *Second Annual Applied Power Electronics Conference*, San Diego, 1987, pp. 124-134.

CONVERTIDORES DE VOLTAJE FIJO DE CONMUTACIÓN POR VOLTAJE CERO

31. C. P. Henze, H. C. Martin y D. W. Parsley, "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation", *Proceedings of the 1988 IEEE Applied Power Electronics Conference.*
32. R. Goldfarb, "A New Non-Dissipative Load-Line Shaping Technique Eliminates Switching Stress in Bridge Converters", *Proceedings of Powercon 8*, 1981, pp. D-4-1−D-4-6.
33. T. M. Undeland, "Snubbers for Pulse Width Modulated Bridge Converters with Power Transistors or GTOs", *1983 International Power Electronics Conference*, Tokio, Japón, pp. 313-323.
34. O. D. Patterson y D. M. Divan, "Pseudo-Resonant Full-Bridge DC/DC Converter", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 424-430.

CONVERTIDORES DE ENLACE CC RESONANTE

35. D. M. Divan, "The Resonant DC Link Converter—A New Concept in Static Power Conversion", *1986 IEEE-IAS Annual Meeting Record*, 1986, pp. 648-656.
36. M. Kheraluwala y D. M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 271-278.
37. K. S. Rajashekara *et al.*, "Resonant DC Link Inverter-Fed AC Machines Control", *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 491-496.

CONVERTIDORES DE ENLACE DE ALTA FRECUENCIA

38. P. K. Sood, T. A. Lipo e I. G. Hansen, "A Versatile Power Converter for High Frequency Link Systems", *1987 IEEE Applied Power Electronics Conference*, 1987, pp. 249-256.
39. L. Gyugyi y F. Cibulka, "The High-Frequency Base Converter—A New Approach to Static High Frequency Conversion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-15, núm. 4, julio/agosto de 1979, pp. 420-429.
40. P. M. Espelage y B. K. Bose, "High Frequency Link Power Conversion", *1975 IEEE-IAS Annual Meeting Record*, 1975, pp. 802-808.

RESUMEN

41. N. Mohan, "Power Electronics Circuits: An Overview", *1988 IEEE Industrial Electronics Society Conference*, 1988, pp. 522-527.

PARTE 3

APLICACIONES DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN

CAPÍTULO 10

FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE CC CONMUTADAS

10-1 INTRODUCCIÓN

Las fuentes de alimentación de CC reguladas son necesarias para la mayoría de los sistemas electrónicos analógicos y digitales. En su mayor parte, las fuentes de alimentación están diseñadas para cumplir con algunos o todos los requisitos siguientes:

- **Salida regulada.** La tensión de salida se debe mantener constante dentro de una tolerancia especificada para cambios dentro de un rango especificado en la tensión de entrada y la carga de salida.
- **Aislamiento.** Es posible que se requiera que la salida esté eléctricamente aislada de la entrada.
- **Salidas múltiples.** Puede haber salidas múltiples (positivas y negativas) con distintas tensiones y corrientes nominales. Estas salidas se pueden aislar entre sí.

Además de estos requisitos, las metas comunes son la reducción del tamaño y peso, así como la mejora de su eficiencia. Antes se usaban fuentes de alimentación lineales. Sin embargo, los avances en la tecnología de semiconductores permitieron fuentes de alimentación de conmutación más pequeñas y mucho más eficaces respecto de las fuentes de alimentación lineales. La comparación de costos entre fuentes de alimentación lineales y de conmutación depende de su potencia nominal.

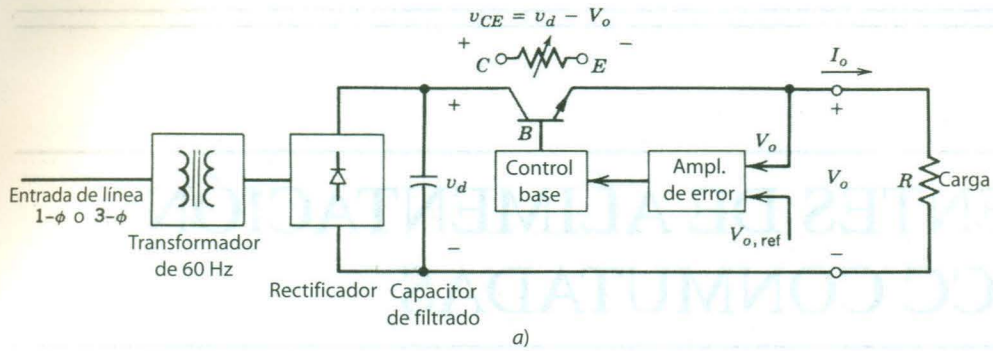
10-2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES

Para apreciar las ventajas de las fuentes de alimentación de conmutación hay que considerar primero las fuentes de alimentación lineales. La figura 10-1*a* muestra el esquema de una fuente de alimentación lineal. A fin de proveer el aislamiento eléctrico entre entrada y salida, y de entregar la salida en el rango de tensión deseado, se necesita un transformador de 60 Hz. Se conecta un transistor en serie que opera en su región activa.

Cuando se compara V_o con un voltaje de referencia V_{ref}, el circuito de control en la figura 10-1*a* ajusta la corriente de base del transistor, de modo que V_o ($=v_d - v_{CE}$) es igual a $V_{o,\text{ref}}$. El transistor en la alimentación lineal actúa como resistencia ajustable, donde la diferencia de voltaje $v_d - V_o$ entre la entrada y el voltaje de salida deseado aparece a través del transistor y causa pérdidas de potencia en él. Con un rango dado de 60 Hz CA de voltaje de entrada, la salida rectificada y filtrada $v_d(t)$ puede ser como se muestra en la figura 10-1*b*. Para minimizar las pérdidas de potencia en el transistor se debe seleccionar con cuidado la relación de vueltas del transformador, de modo que $V_{d,\text{mín}}$ en la figura 10-1*b* sea mayor que V_o, pero no exceda de V_o por un margen grande.

Este análisis indica dos desventajas importantes de una fuente de alimentación lineal:

1. Se requiere un transformador de baja frecuencia (60 Hz). Estos transformadores son más grandes y pesados en comparación con los transformadores de alta frecuencia.



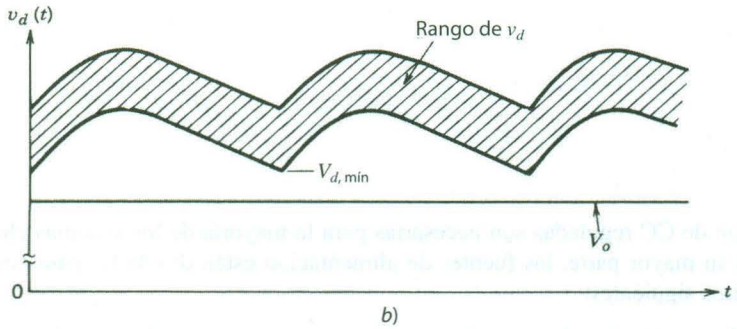


Figura 10-1 Fuente de alimentación lineal: *a*) esquema; *b*) selección de la relación de vueltas del transformador para que $V_{d,\text{mín}} > V_o$ por un margen pequeño.

2. El transistor opera en su región activa, con lo que incurre en una cantidad considerable de pérdida de potencia. Por tanto, las eficiencias generales de fuentes de alimentación lineales van por lo regular de 30 a 60%.

Sus principales ventajas son que estas fuentes utilizan circuitos sencillos y por ende cuestan menos en especificaciones de potencia pequeñas (<25 W). Además, estas fuentes no producen grandes EMI con otros equipos.

10-3 VISTA GENERAL DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

A diferencia de las fuentes de alimentación lineales, la transformación del voltaje CC de un nivel a otro se logra en las fuentes de alimentación conmutadas por medio de circuitos de convertidores de CC-CC (o los que de ellos se deriven), que analizamos en los capítulos 7 y 9. Estos circuitos utilizan dispositivos de estado sólido (transistores, MOSFET, etc.) que operan como interruptores: o completamente apagados o completamente encendidos. Como no se requiere que los dispositivos de potencia operen en su región activa, este modo de operación permite una disipación de potencia más baja. Con velocidades mayores de conmutación, tensiones y corrientes nominales más altas y un costo relativamente más bajo, estos dispositivos han contribuido al surgimiento de las fuentes de alimentación conmutadas.

La figura 10-2 muestra una fuente conmutada con aislamiento eléctrico en un diagrama de bloques simplificado. El voltaje CA de entrada se rectifica para ser un voltaje CC no regulado por medio de un rectificador de diodos del tipo que vimos en el capítulo 5. Cabe notar que en la entrada se usa un filtro EMI, como se menciona en el capítulo 18, a fin de prevenir el EMI conducido. El bloque del convertidor en la figura 10-2 convierte el voltaje CC de entrada de un nivel a otro nivel de CC. Esto se logra mediante la conmutación por alta frecuencia, que produce una CA de alta frecuencia a través del transformador de aislamiento. La salida secundaria del transformador se rectifica y filtra para producir V_o. La salida de la fuente de CC en la figura 10-2 se regula por medio de un control de realimentación que utiliza un controlador PWM, como se vio en el capítulo 7, donde el voltaje de control se compara con una forma de onda de dientes de sierra en la frecuencia de conmutación. El aislamiento eléctrico en el bucle de realimentación se proporciona mediante un transformador de aislamiento, como se muestra, o por medio de un optoacoplador.

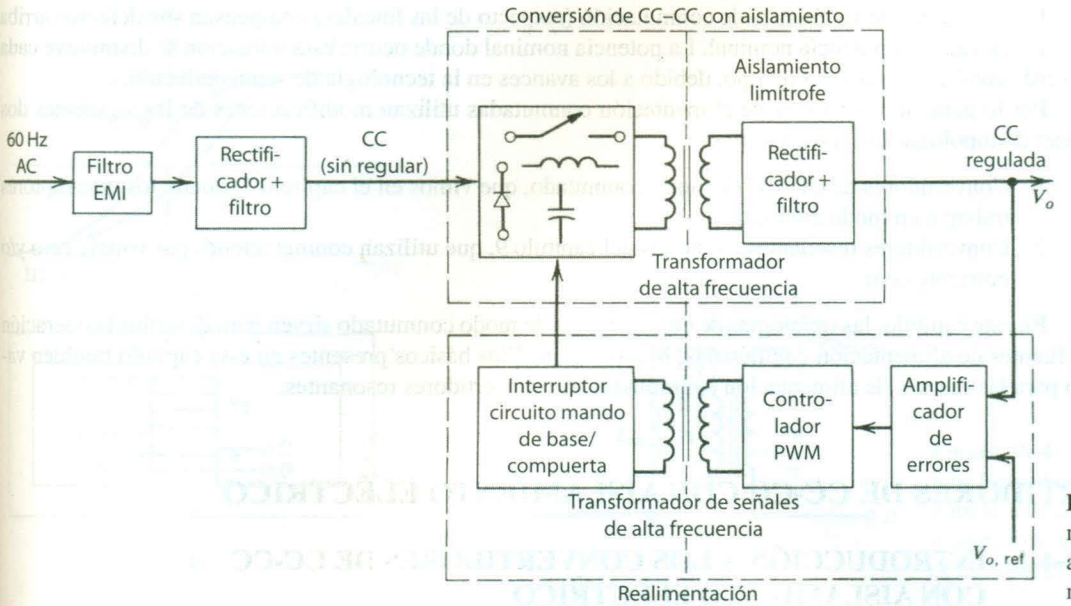


Figura 10-2 Esquema de una fuente de alimentación CC de modo conmutado.

En muchas aplicaciones se requieren múltiples salidas (positivas y negativas). Según la aplicación, puede ser necesario que estas salidas estén eléctricamente aisladas entre sí. La figura 10-3 muestra el diagrama de bloques de una fuente de conmutación donde sólo se regula la salida V_{o1} y las otras dos no. Si es necesario que se regulen V_{o2} y/o V_{o3}, se usa uno o más reguladores lineales para la(s) otra(s) salida(s).

Ahora se aprecian dos ventajas importantes de las fuentes de alimentación conmutadas ante las fuentes de alimentación lineales:

- Los elementos de conmutación (transistores de potencia o MOSFET) operan como interruptores: o completamente apagados o completamente encendidos. Al evitar su operación en su región activa se logra una reducción significativa de pérdidas de potencia. Esto permite una mayor eficiencia de energía en el rango de 70 a 90%. Además, un transistor que trabaja en el modo de encendido/apagado tiene una capacidad de manejo de potencia mucho más grande en comparación con su modo lineal.
- Como se usa un transformador de aislamiento de alta frecuencia (en comparación con un transformador de 50 o 60 Hz en una fuente de alimentación lineal), el tamaño y peso de las fuentes son mucho menores.

La principal desventaja es que las fuentes de conmutación son mucho más complejas, y se tienen que tomar las medidas adecuadas para prevenir EMI debido a conmutaciones de alta frecuencia.

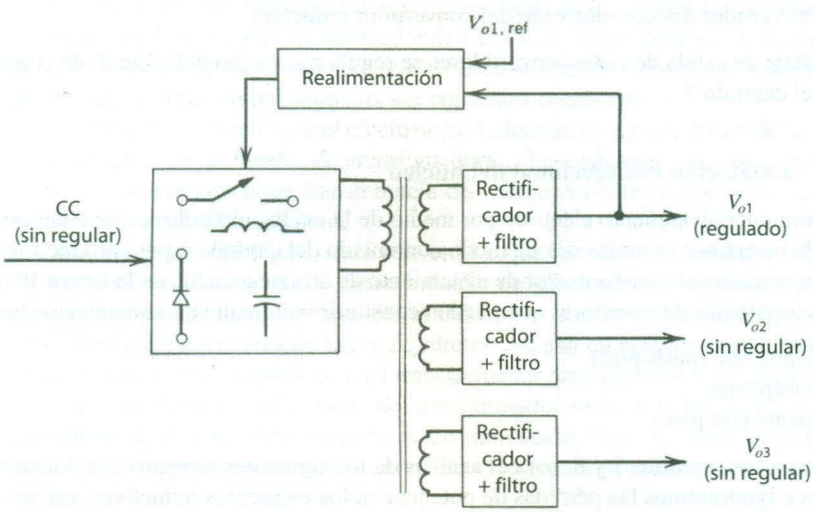


Figura 10-3 Salidas múltiples.

Estas ventajas de las fuentes de conmutación (respecto de las lineales) compensan sus defectos arriba de una determinada potencia nominal. La potencia nominal donde ocurre esta transición se disminuye cada vez más conforme avanza el tiempo, debido a los avances en la tecnología de semiconductores.

Por lo general, las fuentes de alimentación conmutadas utilizan modificaciones de las siguientes dos clases de topologías de convertidores:

1. Convertidores de CC-CC de modo conmutado, que vimos en el capítulo 7, donde los interruptores trabajan en modo conmutado.
2. Convertidores resonantes, como los del capítulo 9, que utilizan conmutaciones por voltaje cero y/o corriente cero.

En este capítulo, las topologías de convertidores de modo conmutado sirven para describir la operación de fuentes de alimentación conmutadas. Muchos principios básicos presentes en este capítulo también valen para las fuentes de alimentación conmutadas con convertidores resonantes.

10-4 CONVERTIDORES DE CC-CC CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO

10-4-1 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES DE CC-CC CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Como se ve en el diagrama de bloques de la figura 10-2, el aislamiento eléctrico en fuentes de alimentación conmutadas de CC proviene de un transformador de aislamiento de alta frecuencia. La figura 10-4*a* muestra una característica normal del núcleo del transformador en términos de su bucle o lazo *B-H* (de histéresis). Aquí, B_m es la máxima densidad de flujo, más allá de la cual ocurre saturación, y B_r es la densidad de flujo remanente. Varios tipos de convertidores de CC-CC (con aislamiento) se dividen en dos categorías básicas, según su manera de utilizar el núcleo del transformador:

1. Excitación unidireccional del núcleo, donde sólo se usa la parte positiva (cuadrante 1) del bucle *B-H*.
2. Excitación bidireccional del núcleo, donde se utiliza tanto la parte positiva (cuadrante 1) como la negativa (cuadrante 3) del bucle *B-H* en forma alterna.

10-4-1-1 Excitación unidireccional del núcleo

Algunos convertidores de CC-CC (sin aislamiento) que se mencionan en el capítulo 7 se pueden modificar para proporcionar el aislamiento eléctrico por medio de la excitación unidireccional del núcleo. Dos de estas modificaciones son las siguientes:

- Convertidor flyback (derivado del convertidor elevador/reductor)
- Convertidor directo (derivado del convertidor reductor)

El voltaje de salida de estos convertidores se regula por medio del método de conmutación PWM que vimos en el capítulo 7.

10-4-1-2 Excitación bidireccional del núcleo

Para proporcionar aislamiento eléctrico por medio de la excitación bidireccional del núcleo se usan las topologías de inversores monofásicos de modo conmutado del capítulo 8 para producir una CA de onda cuadrada en la entrada del transformador de aislamiento de alta frecuencia, en la figura 10-2. Abordaremos las siguientes topologías de inversores que pueden constituir una fuente de alimentación conmutada de CC:

- Contrafase (push-pull)
- Semipuente
- Puente completo

Como en los capítulos 7 y 8, para el análisis de los siguientes circuitos consideraremos ideales los interruptores e ignoraremos las pérdidas de potencia en los elementos inductivos, capacitivos y del transfor-

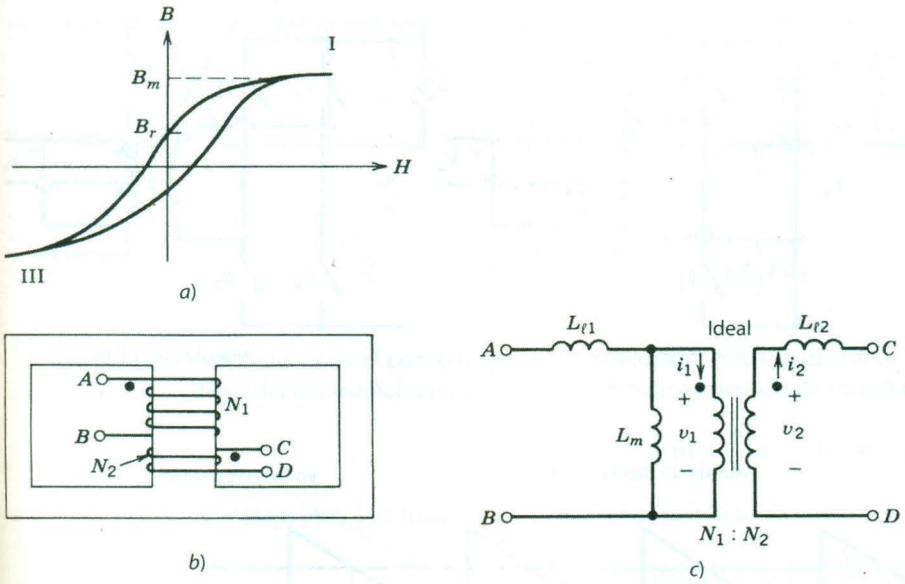


Figura 10-4 Representación de transformadores: *a*) bucle o lazo normal *B-H* del núcleo del transformador; *b*) transformador de dos devanados; *c*) circuito equivalente.

mador. Algunas de estas pérdidas limitan las capacidades operacionales de estos circuitos, y las veremos por separado.

Todos estos circuitos se analizan en condiciones operativas de estado permanente, y se supone que el condensador de filtrado en la salida es lo bastante grande (como en el capítulo 7) para permitir la premisa de que el voltaje de salida $v_o(t) \simeq V_o$ (es decir, esencialmente una CC pura). El análisis se presenta sólo para el modo de conducción continua y el análisis del modo de conducción discontinua se deja como ejercicio.

10-4-1-3 Representación del transformador de aislamiento

Un transformador de alta frecuencia tiene que proveer aislamiento eléctrico. Sin atender las pérdidas en el transformador de la figura 10-4*b* se traza de nuevo un circuito equivalente aproximado para un transformador de dos devanados en la figura 10-4*c*, donde N_1: N_2 es la relación de vueltas del devanado del transformador, L_m es la inductancia magnetizadora referida al lado primario, y L_{l1} y L_{l2} son las inductancias de dispersión. En el transformador ideal, $v_1/v_2 = N_1/N_2$ y $N_1 i_1 = N_2 i_2$.

En un convertidor de CC-CC de modo conmutado es deseable minimizar las inductancias de dispersión L_{l1} y L_{l2} mediante un acoplamiento magnético hermético entre los dos devanados. Los elementos de conmutación y sus circuitos de amortiguadores tienen que absorber la energía asociada a las inductancias de dispersión, lo que claramente indica la necesidad de minimizar las inductancias de dispersión. Del mismo modo, es deseable en un convertidor de CC-CC de modo conmutado hacer la inductancia magnetizadora L_m en la figura 10-4*c* lo más alta posible para minimizar la corriente magnetizadora i_m que fluye a través de los interruptores, lo que aumenta sus corrientes nominales.

Es importante considerar el efecto de las inductancias de dispersión del transformador para la selección de interruptores y el diseño de amortiguadores. Sin embargo, estas inductancias tienen un efecto menor sobre las características de transferencia de voltaje del convertidor, y por tanto se dejaron de lado en el análisis del convertidor siguiente.

En una de las topologías de un convertidor que veremos más adelante, el convertidor flyback, el transformador en realidad se planeó como inductor de dos devanados con las funciones duales de proporcionar almacenamiento de energía, como en un inductor, y aislamiento eléctrico, como en un transformador. Así, los comentarios anteriores de hacer L_m alto no aplican en esta topología. No obstante, sí se puede usar el circuito equivalente simplificado del transformador para propósitos de análisis.

Las consideraciones de diseño del transformador en fuentes de energía resonantes son diferentes de las que vimos para fuentes de energía de modo conmutado. En esos casos, las inductancias de dispersión y/o la inductancia magnetizadora puede servir en efecto para proporcionar conmutaciones de voltaje cero y/o corriente cero.

Estas ventajas de las fuentes de conmutación (respecto de las lineales) compensan sus defectos arriba de una determinada potencia nominal. La potencia nominal donde ocurre esta transición se disminuye cada vez más conforme avanza el tiempo, debido a los avances en la tecnología de semiconductores.

Por lo general, las fuentes de alimentación conmutadas utilizan modificaciones de las siguientes dos clases de topologías de convertidores:

1. Convertidores de CC-CC de modo conmutado, que vimos en el capítulo 7, donde los interruptores trabajan en modo conmutado.
2. Convertidores resonantes, como los del capítulo 9, que utilizan conmutaciones por voltaje cero y/o corriente cero.

En este capítulo, las topologías de convertidores de modo conmutado sirven para describir la operación de fuentes de alimentación conmutadas. Muchos principios básicos presentes en este capítulo también valen para las fuentes de alimentación conmutadas con convertidores resonantes.

10-4 CONVERTIDORES DE CC-CC CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO

10-4-1 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES DE CC-CC CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Como se ve en el diagrama de bloques de la figura 10-2, el aislamiento eléctrico en fuentes de alimentación conmutadas de CC proviene de un transformador de aislamiento de alta frecuencia. La figura 10-4*a* muestra una característica normal del núcleo del transformador en términos de su bucle o lazo *B-H* (de histéresis). Aquí, B_m es la máxima densidad de flujo, más allá de la cual ocurre saturación, y B_r es la densidad de flujo remanente. Varios tipos de convertidores de CC-CC (con aislamiento) se dividen en dos categorías básicas, según su manera de utilizar el núcleo del transformador:

1. Excitación unidireccional del núcleo, donde sólo se usa la parte positiva (cuadrante 1) del bucle *B-H*.
2. Excitación bidireccional del núcleo, donde se utiliza tanto la parte positiva (cuadrante 1) como la negativa (cuadrante 3) del bucle *B-H* en forma alterna.

10-4-1-1 Excitación unidireccional del núcleo

Algunos convertidores de CC-CC (sin aislamiento) que se mencionan en el capítulo 7 se pueden modificar para proporcionar el aislamiento eléctrico por medio de la excitación unidireccional del núcleo. Dos de estas modificaciones son las siguientes:

- Convertidor flyback (derivado del convertidor elevador/reductor)
- Convertidor directo (derivado del convertidor reductor)

El voltaje de salida de estos convertidores se regula por medio del método de conmutación PWM que vimos en el capítulo 7.

10-4-1-2 Excitación bidireccional del núcleo

Para proporcionar aislamiento eléctrico por medio de la excitación bidireccional del núcleo se usan las topologías de inversores monofásicos de modo conmutado del capítulo 8 para producir una CA de onda cuadrada en la entrada del transformador de aislamiento de alta frecuencia, en la figura 10-2. Abordaremos las siguientes topologías de inversores que pueden constituir una fuente de alimentación conmutada de CC:

- Contrafase (push-pull)
- Semipuente
- Puente completo

Como en los capítulos 7 y 8, para el análisis de los siguientes circuitos consideraremos ideales los interruptores e ignoraremos las pérdidas de potencia en los elementos inductivos, capacitivos y del transfor-

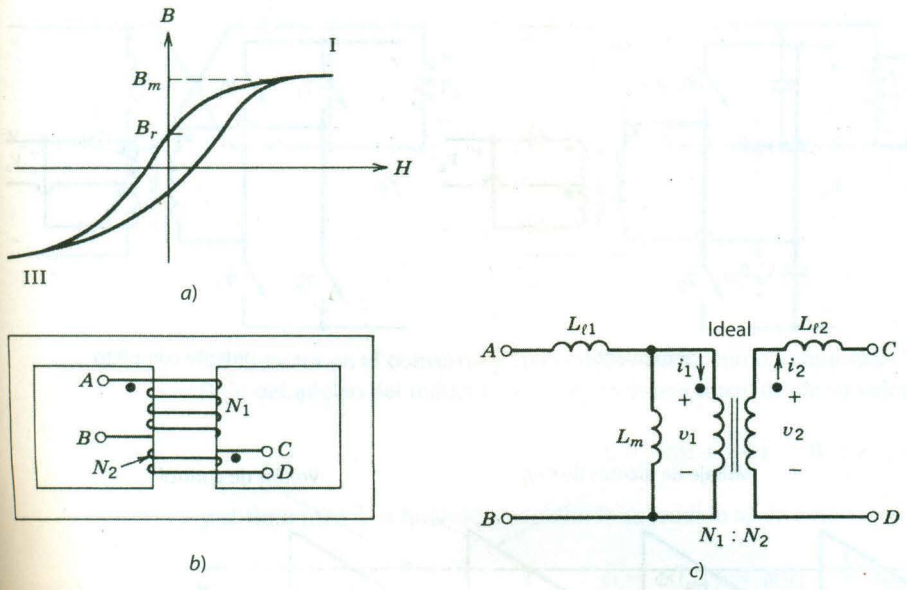


Figura 10-4 Representación de transformadores: *a*) bucle o lazo normal *B-H* del núcleo del transformador; *b*) transformador de dos devanados; *c*) circuito equivalente.

mador. Algunas de estas pérdidas limitan las capacidades operacionales de estos circuitos, y las veremos por separado.

Todos estos circuitos se analizan en condiciones operativas de estado permanente, y se supone que el condensador de filtrado en la salida es lo bastante grande (como en el capítulo 7) para permitir la premisa de que el voltaje de salida $v_o(t) \simeq V_o$ (es decir, esencialmente una CC pura). El análisis se presenta sólo para el modo de conducción continua y el análisis del modo de conducción discontinua se deja como ejercicio.

10-4-1-3 Representación del transformador de aislamiento

Un transformador de alta frecuencia tiene que proveer aislamiento eléctrico. Sin atender las pérdidas en el transformador de la figura 10-4*b* se traza de nuevo un circuito equivalente aproximado para un transformador de dos devanados en la figura 10-4*c*, donde N_1: N_2 es la relación de vueltas del devanado del transformador, L_m es la inductancia magnetizadora referida al lado primario, y L_{l1} y L_{l2} son las inductancias de dispersión. En el transformador ideal, $v_1/v_2 = N_1/N_2$ y $N_1 i_1 = N_2 i_2$.

En un convertidor de CC-CC de modo conmutado es deseable minimizar las inductancias de dispersión L_{l1} y L_{l2} mediante un acoplamiento magnético hermético entre los dos devanados. Los elementos de conmutación y sus circuitos de amortiguadores tienen que absorber la energía asociada a las inductancias de dispersión, lo que claramente indica la necesidad de minimizar las inductancias de dispersión. Del mismo modo, es deseable en un convertidor de CC-CC de modo conmutado hacer la inductancia magnetizadora L_m en la figura 10-4*c* lo más alta posible para minimizar la corriente magnetizadora i_m que fluye a través de los interruptores, lo que aumenta sus corrientes nominales.

Es importante considerar el efecto de las inductancias de dispersión del transformador para la selección de interruptores y el diseño de amortiguadores. Sin embargo, estas inductancias tienen un efecto menor sobre las características de transferencia de voltaje del convertidor, y por tanto se dejaron de lado en el análisis del convertidor siguiente.

En una de las topologías de un convertidor que veremos más adelante, el convertidor flyback, el transformador en realidad se planeó como inductor de dos devanados con las funciones duales de proporcionar almacenamiento de energía, como en un inductor, y aislamiento eléctrico, como en un transformador. Así, los comentarios anteriores de hacer L_m alto no aplican en esta topología. No obstante, sí se puede usar el circuito equivalente simplificado del transformador para propósitos de análisis.

Las consideraciones de diseño del transformador en fuentes de energía resonantes son diferentes de las que vimos para fuentes de energía de modo conmutado. En esos casos, las inductancias de dispersión y/o la inductancia magnetizadora puede servir en efecto para proporcionar conmutaciones de voltaje cero y/o corriente cero.

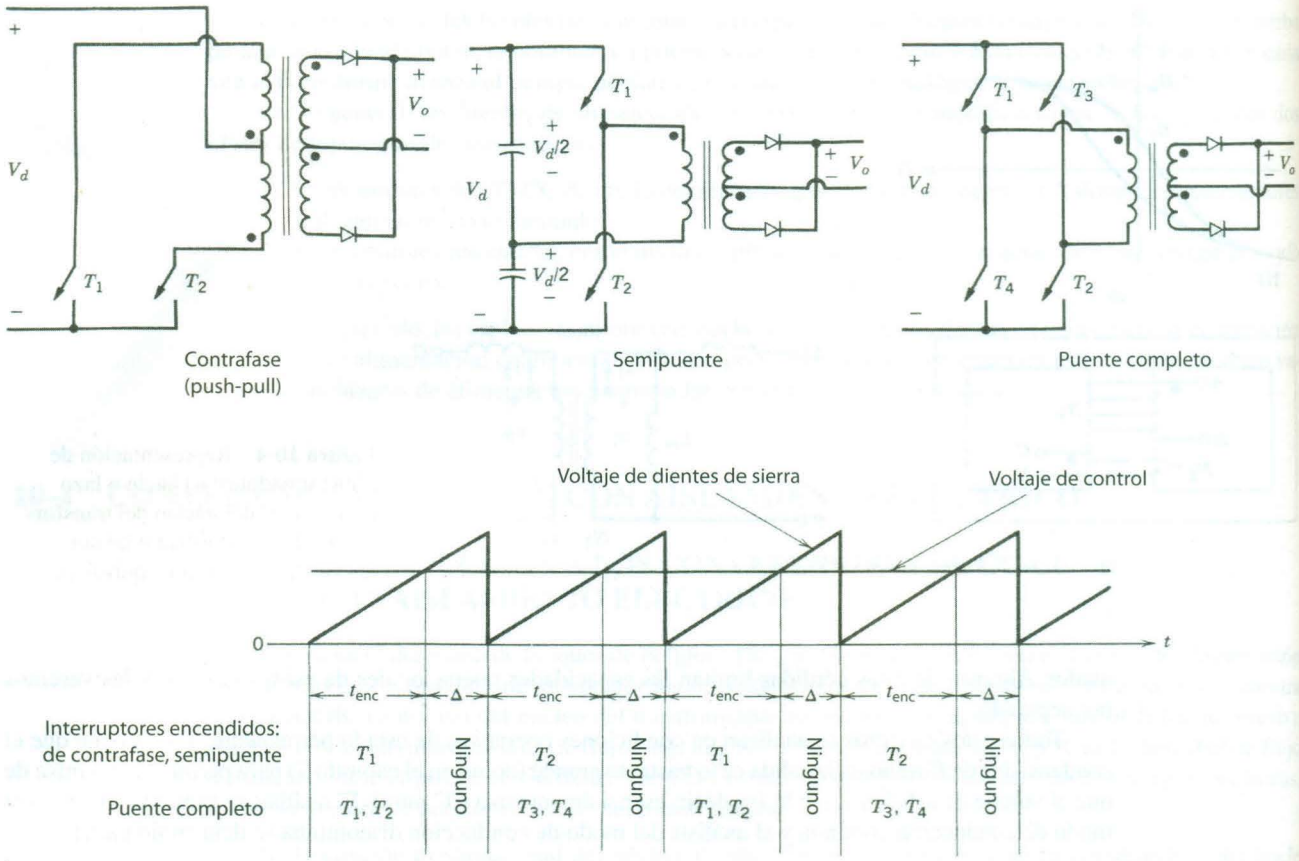


Figura 10-5 Método PWM en convertidores de CC-CC, donde la salida del convertidor se rectifica para producir una salida de CC.

10-4-1-4 Control de convertidores de CC-CC con aislamiento

En las topologías de un solo interruptor, como los convertidores flyback y directo, el voltaje de salida V_o para una entrada dada V_d se controla con PWM de manera parecida a la que se usa para sus contrapartes no aisladas del capítulo 7.

En los convertidores de CC de contratase (push-pull), semipuente y puente completo, donde la salida del convertidor se rectifica para producir una salida de CC, el voltaje de salida de CC V_o se controla mediante el método PWM, en la figura 10-5, que controla el Δ interno durante el cual todos los interruptores están apagados al mismo tiempo. Esto se distingue de los métodos PWM del capítulo 7 para controlar convertidores de CC-CC de puente completo, y del capítulo 8 para controlar inversores monofásicos de CC a CA.

10-4-2 CONVERTIDORES FLYBACK (DERIVADOS DE LOS CONVERTIDORES REDUCTORES/ELEVADORES)

Los convertidores flyback se derivan del convertidor reductor/elevador del capítulo 7, trazado de nuevo en la figura 10-6*a*. La colocación de un segundo devanado en el inductor permite el aislamiento eléctrico, como se muestra en la figura 10-6*b*.

La figura 10-7*a* muestra el circuito del convertidor donde el inductor de dos devanados se representa por su circuito equivalente aproximado. Cuando el interruptor está encendido, debido a las polaridades del devanado, el diodo D en la figura 10-7*a* adquiere la polaridad inversa. El modo de conducción de corriente continua en un convertidor reductor/elevador corresponde a una desmagnetización incompleta del núcleo

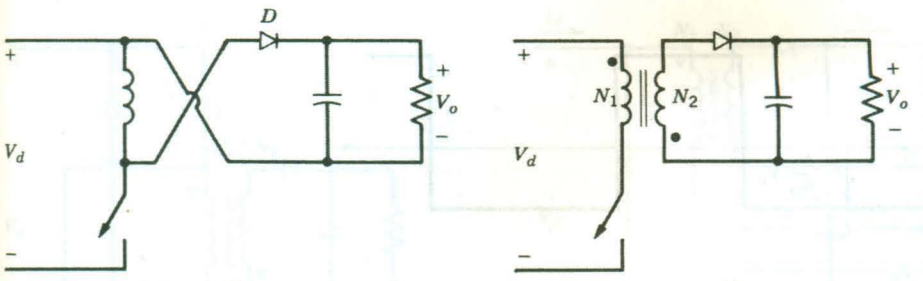


Figura 10-6 Convertidor flyback.

del inductor en el convertidor flyback. Por tanto, como lo muestran las formas de onda en la figura 10-8, el flujo del núcleo del inductor aumenta en forma lineal desde su valor inicial $\phi(0)$, que es finito y positivo:

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t \qquad 0 < t < t_{\text{enc}} \tag{10-1}$$

y el flujo pico $\hat{\phi}$ al final del intervalo de encendido se da como

$$\hat{\phi} = \phi(t_{\text{enc}}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t_{\text{enc}} \tag{10-2}$$

Después de t_{enc}, se apaga el interruptor, y la energía almacenada en el núcleo causa que la corriente fluya en el devanado secundario a través del diodo D, como lo muestra la figura 10-7*b*. El voltaje a través del devanado secundario $v_2 = -V_0$, y por ende el flujo disminuye en forma lineal durante t_{apag}:

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(t - t_{\text{enc}}) \qquad t_{\text{enc}} < t < T_s \tag{10-3}$$

y

$$\phi(T_s) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{\text{enc}}) \tag{10-4}$$

$$= \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t_{\text{enc}} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{\text{enc}}) \quad \text{(con la ecuación 10-2)} \tag{10-5}$$

Como el cambio neto del flujo a través del núcleo a lo largo de un periodo debe ser cero en estado permanente,

$$\phi(T_s) = \phi(0) \tag{10-6}$$

Así, según las ecuaciones 10-5 y 10-6,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1}\frac{D}{1-D} \tag{10-7}$$

donde $D = t_{\text{enc}}/T_s$ es la relación de trabajo del interruptor. La ecuación 10-7 muestra que la relación de transferencia de voltaje en un convertidor flyback depende de D en forma idéntica al convertidor reductor/elevador.

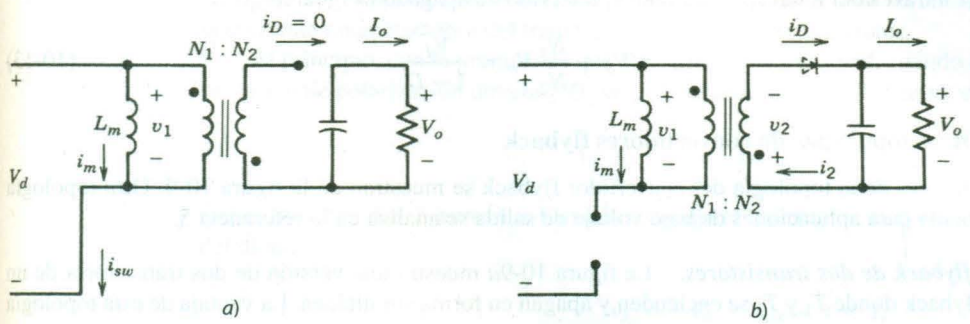


Figura 10-7 Estados de circuito del convertidor flyback: *a*) interruptor encendido; *b*) interruptor apagado.

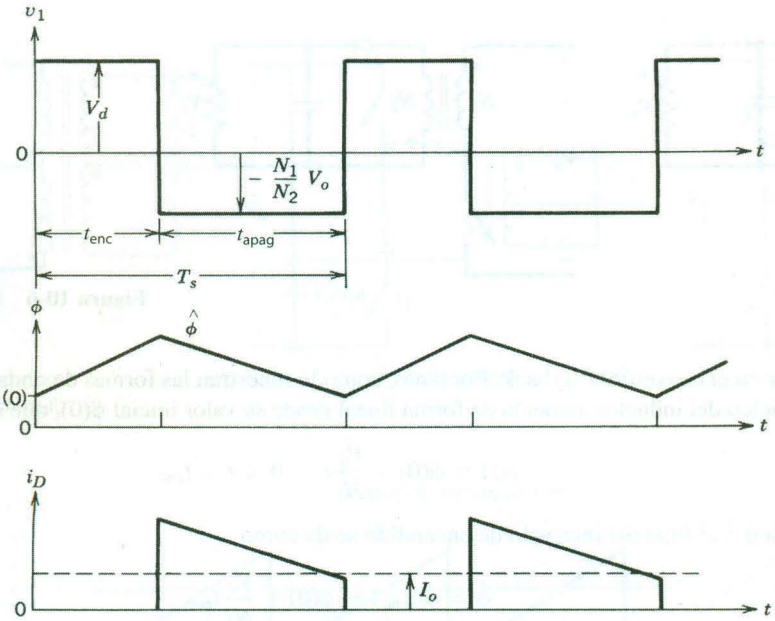


Figura 10-8 Formas de onda del convertidor flyback.

Las formas de onda de tensión y corriente en la figura 10-8 se obtienen de las ecuaciones que siguen. Durante el intervalo de encendido, el voltaje primario del transformador $v_1 = V_d$. Por tanto, la corriente del inductor aumenta en forma lineal desde su valor inicial $I_m(0)$:

$$i_m(t) = i_{sw}(t) = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t \qquad 0 < t < t_{enc} \tag{10-8}$$

e

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{sw} = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t_{enc} \tag{10-9}$$

Durante el intervalo de apagado, la corriente del interruptor se va a cero y $v_1 = -(N_1/N_2)V_o$. Así, i_m y la corriente del diodo i_D se expresan durante $t_{enc} < t < T$ como

$$i_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_o(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{enc}) \tag{10-10}$$

e

$$i_D(t) = \frac{N_1}{N_2}i_m(t) = \frac{N_1}{N_2}\left[\hat{I}_m - \frac{V_o(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{enc})\right] \tag{10-11}$$

Como la corriente media del diodo es igual a I_o, según la ecuación 10-11

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{sw} = \frac{N_2}{N_1}\frac{1}{1-D}I_o + \frac{N_2}{N_1}\frac{(1-D)T_s}{2L_m}V_o \tag{10-12}$$

El voltaje a través del interruptor durante el intervalo de apagado es igual a

$$v_{sw} = V_d + \frac{N_1}{N_2}V_o = \frac{V_d}{1-D} \tag{10-13}$$

10-4-2-1 Otras topologías de convertidores flyback

Dos modificaciones de la topología del convertidor flyback se muestran en la figura 10-9. Otra topología flyback apropiada para aplicaciones de bajo voltaje de salida se analiza en la referencia 5.

Convertidor flyback de dos transistores. La figura 10-9*a* muestra una versión de dos transistores de un convertidor flyback donde T_1 y T_2 se encienden y apagan en forma simultánea. La ventaja de esta topología

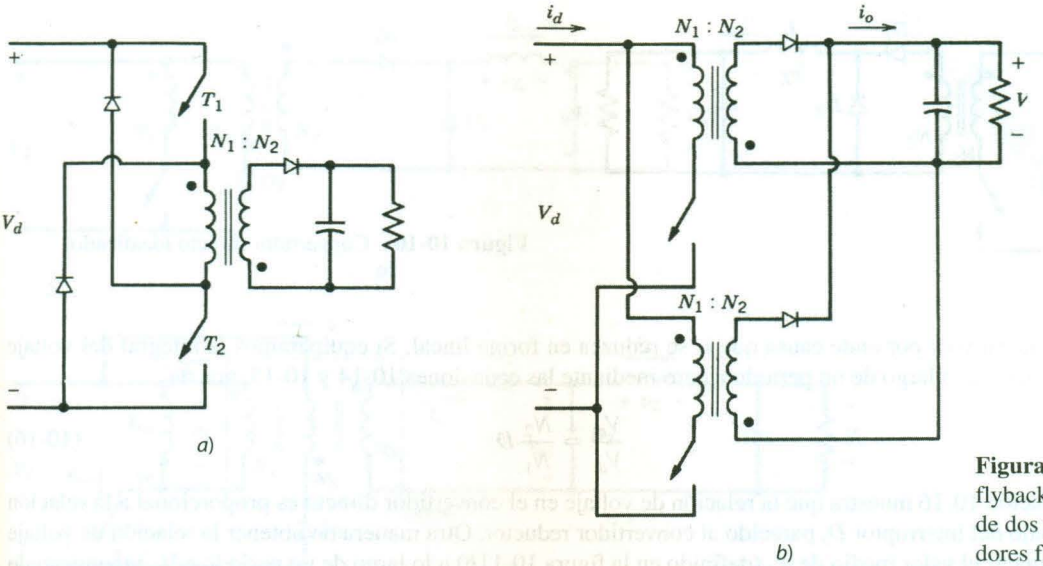


Figura 10-9 Otras topologías flyback: *a*) convertidor flyback de dos transistores; *b*) convertidores flyback en paralelo.

respecto de un convertidor flyback de un solo transistor, como ya vimos, es que el voltaje nominal de los interruptores es la mitad de la versión de un solo transistor. Además, como existe una ruta de corriente a través de los diodos conectados al devanado primario, no se necesita un amortiguador disipador a través del devanado primario para disipar la energía asociada a la inductancia de dispersión del devanado primario del transformador (véase la referencia 17).

Convertidores flyback en paralelo. Para altos niveles de potencia puede ser beneficioso poner dos o más convertidores flyback en paralelo en lugar de una sola unidad de potencia más grande. Algunas ventajas de la colocación en paralelo, que no se limitan al convertidor flyback, son *a*) que proporciona una mayor confiabilidad del sistema debido a la redundancia; *b*) que incrementa la frecuencia de conmutación efectiva y por ende reduce las pulsaciones de corriente en la entrada y/o salida, y *c*) que permite que los módulos de baja potencia puedan estar estandarizados, y se pueden colocar más en paralelo para proporcionar una mayor capacidad.

El problema de compartir corriente entre los convertidores en paralelo se remedia por medio del control de modo de corriente, que se abordará más adelante en este capítulo.

La figura 10-9*b* muestra dos convertidores flyback en paralelo; trabajan con la misma frecuencia de conmutación, pero los interruptores en los dos convertidores están secuenciados para encenderse con un medio periodo de diferencia entre sí. Esto genera mejores formas de onda de corriente de entrada y salida (véase el problema 10-4).

10-4-3 CONVERTIDOR DIRECTO (DERIVADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR)

La figura 10-10 muestra un convertidor directo idealizado. Como veremos pronto se debe tomar en cuenta la corriente magnetizadora del transformador en estos convertidores.

Al principio, con la premisa de que el transformador es ideal, cuando el interruptor está encendido, D_1 se vuelve de polarización directa y D_2 de polarización inversa. Por tanto, en la figura 10-10,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \qquad 0 < t < t_{\text{enc}} \tag{10-14}$$

que es positivo. Así, i_L aumenta. Cuando se apaga el interruptor, la corriente del inductor i_L circula a través del diodo D_2, y

$$v_L = -V_o \qquad t_{\text{enc}} < t < T_s \tag{10-15}$$

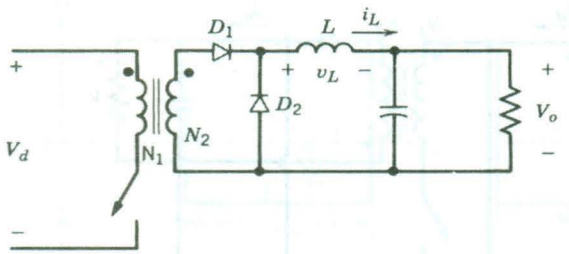


Figura 10-10 Convertidor directo idealizado.

que es negativo y por ende causa que i_L se reduzca en forma lineal. Si equiparamos la integral del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero mediante las ecuaciones 10-14 y 10-15, nos da

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \tag{10-16}$$

La ecuación 10-16 muestra que la relación de voltaje en el convertidor directo es proporcional a la relación de trabajo del interruptor D, parecido al convertidor reductor. Otra manera de obtener la relación de voltaje es equiparar el valor medio de v_{oi} (definido en la figura 10-11*b*) a lo largo de un periodo a V_o, reconociendo que el valor medio de v_L es cero.

En un convertidor directo práctico se debe tomar en cuenta la corriente magnetizadora del transformador para una correcta operación del convertidor. De lo contrario, la energía almacenada en el núcleo del transformador provocaría una falla del convertidor. Un enfoque que permite la recuperación de la energía magnética del transformador y la realimentación a la fuente de entrada se muestra en la figura 10-11*a*. Esto requiere un tercer devanado desmagnetizador. La figura 10-11*b* muestra el transformador en términos de su circuito equivalente, donde se ignoran las inductancias de dispersión. Cuando el interruptor está encendido,

$$v_1 = V_d \qquad 0 < t < t_{\text{enc}} \tag{10-17}$$

e i_m aumenta en forma lineal de cero a $\hat{I}_m$, como se muestra en la figura 10-11*c*. Cuando se apaga el interruptor, $i_1 = -i_m$. Con los sentidos de la corriente de la figura 10-11*b*, $N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2$. Debido a D_1, $i_2 = 0$ y por tanto

$$i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m \tag{10-18}$$

que fluye a través de D_3 a la fuente de CC de entrada. Durante el intervalo t_m en la figura 10-11*c* cuando fluye i_3, el voltaje a través de la primaria del transformador así como de L_m es

$$v_1 = \frac{N_1}{N_3} V_d \qquad t_{\text{enc}} < t < t_{\text{enc}} + t_m \tag{10-19}$$

Una vez que el transformador se desmagnetiza, $i_m = 0$ y $v_1 = 0$. El intervalo t_m se obtiene al reconocer que la integral de tiempo del voltaje v_1 a través de L_m debe ser cero a lo largo de un periodo. Mediante las ecuaciones 10-17 y 10-19,

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} D \tag{10-20}$$

Si el transformador se va a desmagnetizar por completo antes del inicio del siguiente ciclo, el valor máximo que t_m/T_s puede alcanzar es $1 - D$. Por tanto, con la ecuación 10-20, la máxima relación de trabajo $D_{\text{máx}}$ con una relación de vueltas dada N_3/N_1 es

$$(1 - D_{\text{máx}}) = \frac{N_3}{N_1} D_{\text{máx}}$$

o

$$D_{\text{máx}} = \frac{1}{1 + N_3/N_1} \tag{10-21}$$

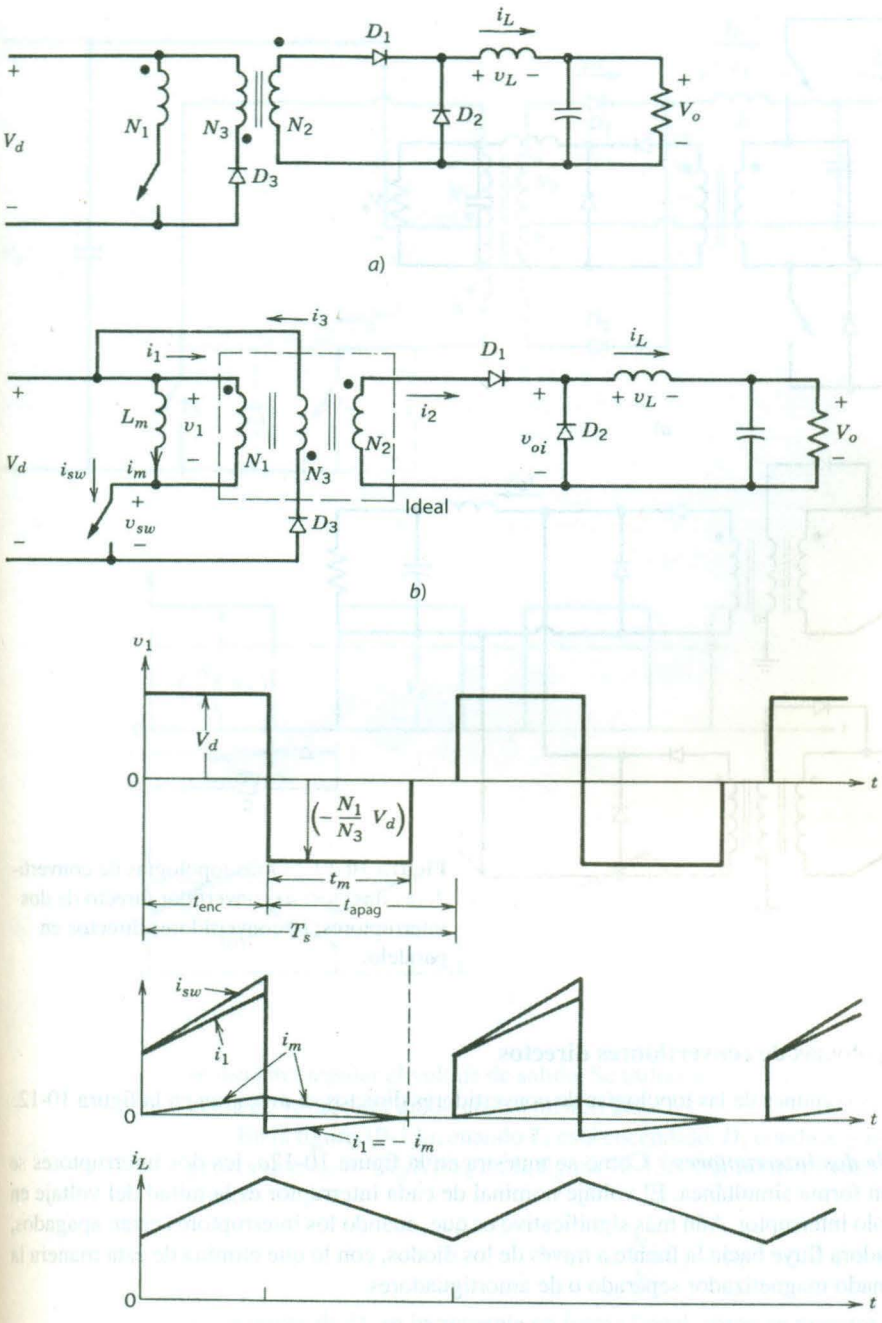


Figura 10-11 Convertidor directo práctico.

Este análisis muestra que, con un número igual de vueltas para el primario y los devanados desmagnetizadores ($N_1 = N_3$, una práctica común), la máxima relación de trabajo en estos tipos de convertidores está limitada a 0.5.

Observe que, debido a que no existe un requisito de aislamiento de voltaje grande entre el devanado primario y los devanados desmagnetizadores, estos dos se pueden devanar en forma bifilar, a fin de minimizar la inductancia de dispersión entre los dos devanados. El devanado desmagnetizador requiere un tamaño de alambre mucho menor, pues sólo tiene que llevar la corriente desmagnetizadora. Cabe notar que, cuando se incluye la inductancia magnetizadora del transformador, la relación de transformación de voltaje V_o/V_d permanece igual a la que se da en la ecuación 10-16, que se derivó con la suposición de un transformador ideal. En lugar de usar un tercer devanado desmagnetizador, la energía en el núcleo se disipa en el diodo zener conectado a través del interruptor.

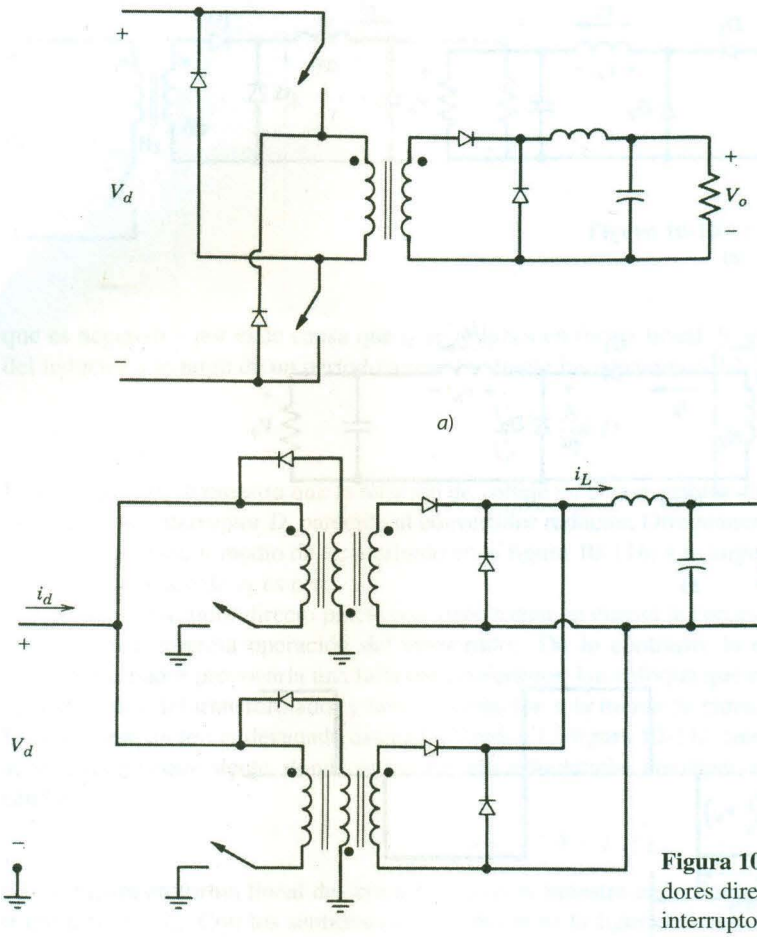


Figura 10-12 Otras topologías de convertidores directos: *a*) convertidor directo de dos interruptores; *b*) convertidores directos en paralelo.

10-4-3-1 Otras topologías de convertidores directos

Algunas modificaciones comunes de las topologías de convertidores directos se muestran en la figura 10-12.

Convertidor directo de dos interruptores Como se muestra en la figura 10-12*a*, los dos interruptores se encienden y apagan en forma simultánea. El voltaje nominal de cada interruptor es la mitad del voltaje en una topología de un solo interruptor. Aún más significativo es que, cuando los interruptores están apagados, la corriente magnetizadora fluye hacia la fuente a través de los diodos, con lo que elimina de esta manera la necesidad de un devanado magnetizador separado o de amortiguadores.

Convertidores directos en paralelo Las mismas ventajas se obtienen mediante la conexión en paralelo de dos o más convertidores como los que se analizan en la sección sobre convertidores flyback. La figura 10-12*b* muestra dos convertidores directos en paralelo cuyos interruptores están secuenciados para encenderse con una diferencia de medio periodo entre sí. En la salida se emplea un filtro común, y así se reduce en forma considerable el tamaño del condensador de filtrado e inductor de salida (véase el problema 10-7).

10-4-4 CONVERTIDOR DE CONTRAFASE (PUSH-PULL) (DERIVADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR)

La figura 10-13*a* muestra el arreglo del circuito para un convertidor de CC-CC de contratase (push-pull), donde el inversor de contrafase del capítulo 8 se usa para producir una CA de ondas cuadradas en la entrada del transformador de alta frecuencia. El método de conmutación PWM que se describe en la figura 10-5

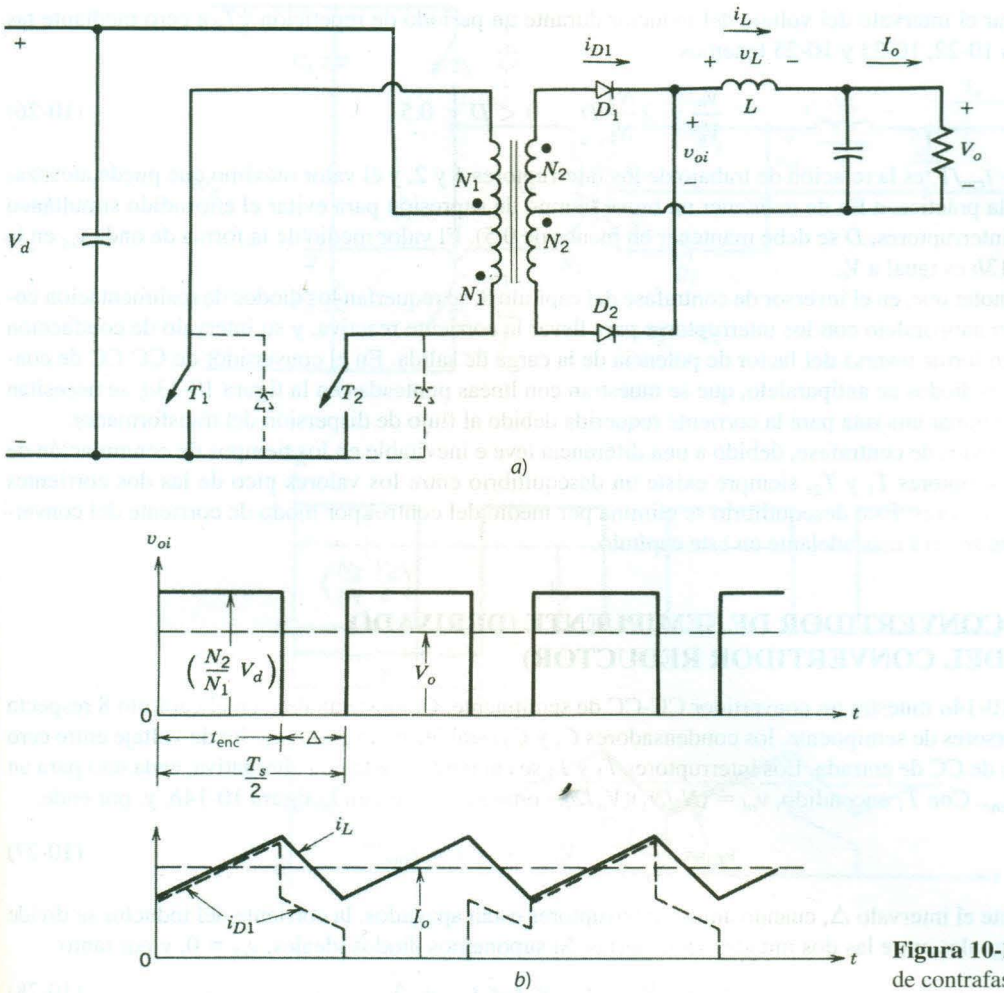


Figura 10-13 Convertidor de contrafase.

se usa para regular el voltaje de salida. Se utiliza uno secundario con derivación central que genera sólo una caída de voltaje del diodo en ese mismo lado.

En la figura 10-13*a*, cuando T_1 está encendido, D_1 conduce y D_2 se vuelve de polarización inversa. Esto genera que $v_{oi} = (N_2/N_1)V_d$ en la figura 10-13*b*. Por tanto, el voltaje a través del inductor de filtrado se da como

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \qquad 0 < t < t_{\text{enc}} \tag{10-22}$$

e i_L a través de D_1 se incrementa en forma lineal, como se muestra en la figura 10-13*b*.

Durante el intervalo Δ cuando ambos interruptores están apagados, la corriente del inductor se divide en partes iguales entre los dos semidevanados secundarios y $v_{oi} = 0$. Por consiguiente, durante $t_{\text{enc}} < t < t_{\text{enc}} + \Delta$,

$$v_L = -V_o \tag{10-23}$$

y

$$i_{D1} = i_{D2} = \tfrac{1}{2} i_L \tag{10-24}$$

El siguiente semiciclo consiste en t_{enc} (durante el cual T_2 está encendido) y el intervalo Δ. Las formas de onda se repiten con un periodo $\frac{1}{2}T_s$ y

$$t_{\text{enc}} + \Delta = \tfrac{1}{2} T_s \tag{10-25}$$

Al equiparar el intervalo del voltaje del inductor durante un periodo de repetición $\frac{1}{2}T_s$ a cero mediante las ecuaciones 10-22, 10-23 y 10-25 tenemos

$$\frac{V_o}{V_d} = 2\frac{N_2}{N_1}D \qquad 0 < D < 0.5 \tag{10-26}$$

donde $D = t_{enc}/T_s$ es la relación de trabajo de los interruptores 1 y 2, y el valor máximo que puede alcanzar es 0.5 (en la práctica, a fin de mantener un breve tiempo de supresión para evitar el encendido simultáneo de ambos interruptores, D se debe mantener en menos de 0.5). El valor medio de la forma de onda v_{oi} en la figura 10-13*b* es igual a V_o.

Cabe notar que, en el inversor de contrafase del capítulo 8, se requerían los diodos de realimentación conectados en antiparalelo con los interruptores para llevar la corriente reactiva, y su intervalo de conducción dependía en forma inversa del factor de potencia de la carga de salida. En el convertidor de CC-CC de contrafase, estos diodos en antiparalelo, que se muestran con líneas punteadas en la figura 10-13*a*, se necesitan para proporcionar una ruta para la corriente requerida debido al flujo de dispersión del transformador.

En circuitos de contrafase, debido a una diferencia leve e inevitable en los tiempos de conmutación de los dos interruptores T_1 y T_2, siempre existe un desequilibrio entre los valores pico de las dos corrientes de los interruptores. Este desequilibrio se elimina por medio del control por modo de corriente del convertidor, lo que se verá más adelante en este capítulo.

10-4-5 CONVERTIDOR DE SEMIPUENTE (DERIVADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR)

La figura 10-14*a* muestra un convertidor CC-CC de semipuente. Como se analizó en el capítulo 8 respecto de los inversores de semipuente, los condensadores C_1 y C_2 establecen un punto medio de voltaje entre cero y el voltaje de CC de entrada. Los interruptores T_1 y T_2 se encienden en forma alternativa, cada uno para un intervalo t_{enc}. Con T_1 encendido, $v_{oi} = (N_2/N_1)(V_d/2)$, como se muestra en la figura 10-14*b*, y, por ende,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1}\frac{V_d}{2} - V_o \qquad 0 < t < t_{enc} \tag{10-27}$$

Durante el intervalo Δ, cuando ambos interruptores están apagados, la corriente del inductor se divide en partes iguales entre las dos mitades secundarias. Si suponemos diodos ideales, $v_{oi} = 0$, y por tanto

$$v_L = -V_o \qquad t_{enc} < t < t_{enc} + \Delta \tag{10-28}$$

En estado permanente, las formas de onda se repiten con un periodo $\frac{1}{2}T_s$, y

$$t_{enc} + \Delta = \tfrac{1}{2}T_s \tag{10-29}$$

Si equiparamos la integral de tiempo del voltaje del inductor durante un periodo de repetición a cero mediante las ecuaciones 10-27 a 10-29, tenemos

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1}D \tag{10-30}$$

donde $D = t_{enc}/T_s$ y $0 < D < 0.5$. El valor medio de v_{oi} en la figura 10-14*b* es igual a V_o.

Los diodos en antiparalelo con los interruptores T_1 y T_2 se usan para la protección de los interruptores, como en un convertidor de contrafase.

10-4-6 CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO (DERIVADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR)

La figura 10-15*a* muestra un convertidor de puente completo donde (T_1, T_2) y (T_3, T_4) se conmutan como pares alternativamente con la frecuencia de conmutación seleccionada. Cuando (T_1, T_2) o (T_3, T_4) están encendidos, $v_{oi} = (N_2/N_1)V_d$, como se muestra en la figura 10-15*b*, y por ende

$$v_L = \frac{N_2}{N_1}V_d - V_o \qquad 0 < t < t_{enc} \tag{10-31}$$

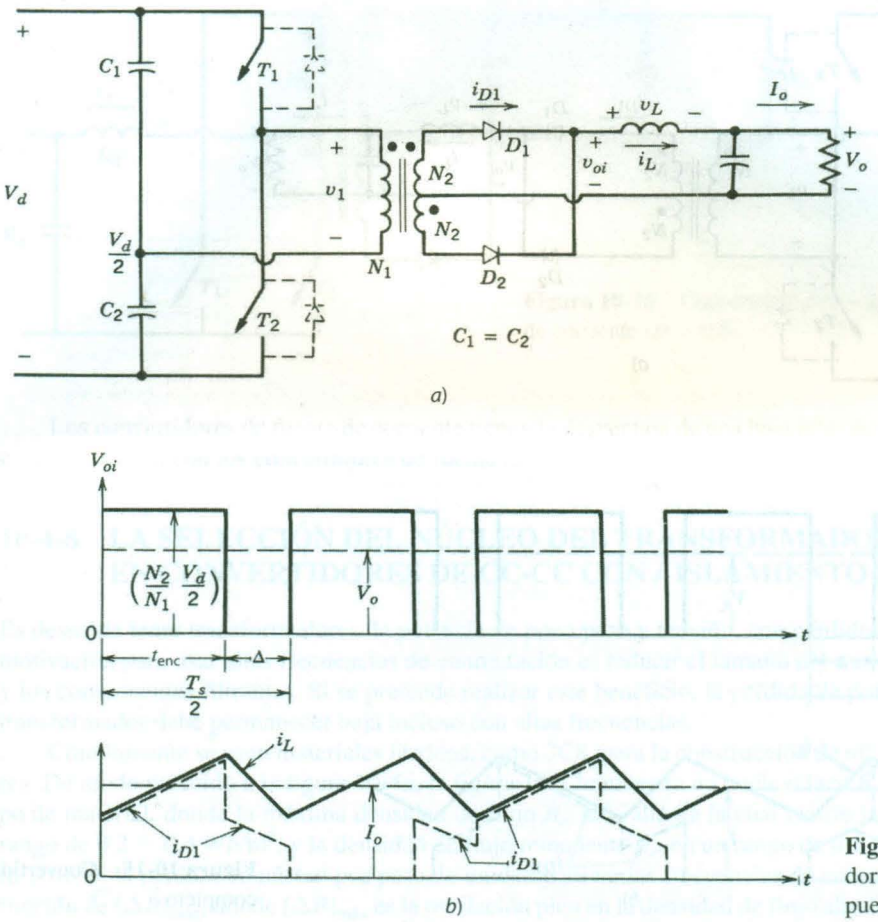


Figura 10-14 Convertidor de CC-CC de semipuente.

Cuando ambos pares de interruptores están apagados, la corriente del inductor se divide en partes iguales entre las dos mitades del secundario del transformador. Si suponemos diodos ideales, $v_{oi} = 0$ y por tanto

$$v_L = -V_o \qquad t_{\text{enc}} < t < t_{\text{enc}} + \Delta \tag{10-32}$$

Si equiparamos la integral de tiempo del voltaje del inductor a lo largo de un periodo a cero en estado permanente y reconocemos que $t_{\text{enc}} + \Delta = \frac{1}{2} T_s$, nos da

$$\frac{V_o}{V_d} = 2\frac{N_2}{N_1} D \tag{10-33}$$

donde $D = t_{\text{enc}}/T_s$ y $0 < D < 0.5$. En la figura 10-15*b*, el valor medio de v_{oi} es igual a V_o.

Los diodos conectados en antiparalelo a los interruptores (representados con líneas punteadas) proporcionan una ruta a la corriente debido a la energía asociada a la inductancia de dispersión del devanado primario.

La comparación del convertidor de puente completo (FB) con el convertidor de semipuente *half bridge* (HB) para voltajes y potencias nominales idénticas de entrada y salida requiere la siguiente relación de vueltas:

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{HB} = 2\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{FB} \tag{10-34}$$

Si dejamos de lado la ondulación en la corriente a través del inductor filtrante en la salida y suponemos que la corriente magnetizadora del transformador es insignificante en ambos circuitos, las corrientes de conmutación I_{sw} están dadas por

$$(I_{\text{sw}})_{HB} = 2(I_{\text{sw}})_{FB} \tag{10-35}$$

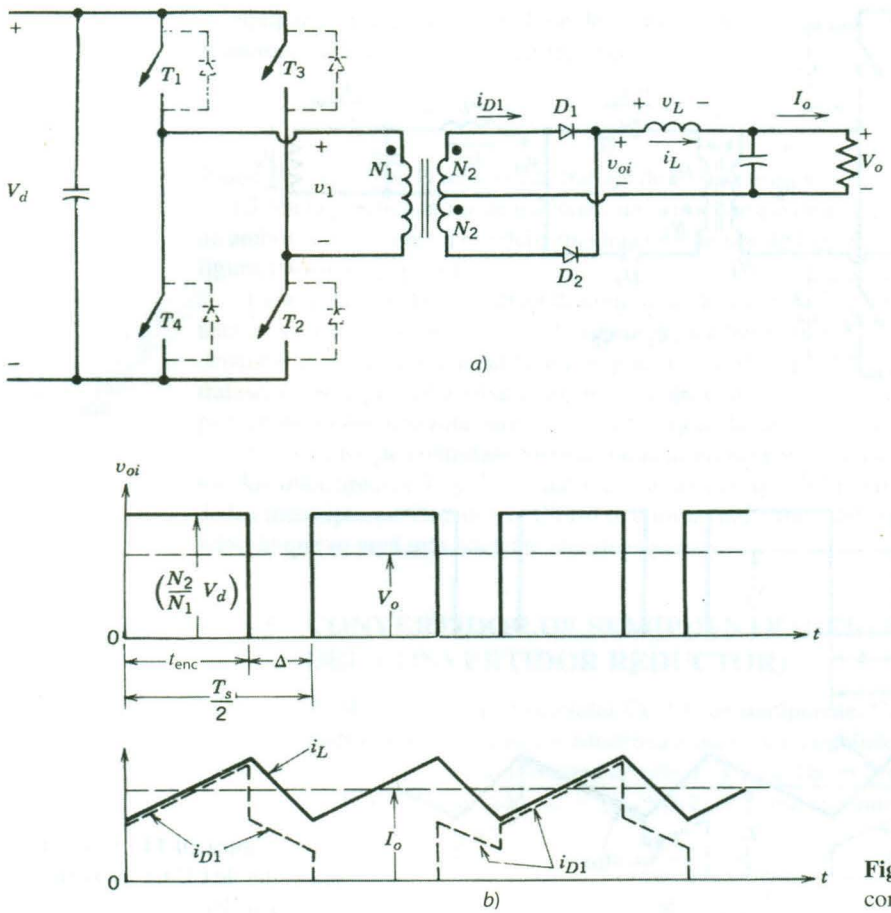


Figura 10-15 Convertidor de puente completo.

En ambos convertidores, la entrada V_d aparece a través de los interruptores; sin embargo, se requiere que lleven el doble de corriente en el semipuente en comparación con el convertidor de puente completo. Por tanto, en potencias nominales grandes puede preferirse un convertidor de puente completo en vez de uno de semipuente para reducir el número de dispositivos conectados en paralelo en el interruptor.

10-4-7 CONVERTIDORES DE FUENTE DE CORRIENTE CC-CC

Los convertidores de CC-CC (derivados de la topología del convertidor reductor) en las secciones previas se alimentan por un voltaje en su entrada y, por ende, son convertidores de fuente de voltaje. Mediante la inserción de un inductor en la entrada de un circuito de contrafase, como se muestra en la figura 10-16, y la operación de los interruptores con una relación de trabajo D de más de 0.5, el convertidor se alimenta por medio de una fuente de corriente. Aquí D mayor que 0.5 implica la conducción simultánea de los interruptores superiores, lo que se tenía que evitar del todo en el convertidor normal de contrafase de fuente de voltaje.

Cuando ambos interruptores están encendidos, el voltaje a través de cada medio devanado primario se vuelve cero. La corriente de entrada i_d se acumula en forma lineal y la energía se almacena en el inductor de entrada. Cuando sólo uno de los dos interruptores está conduciendo, el voltaje de entrada y la energía almacenada en el inductor de entrada alimentan la etapa de salida. Por tanto, este circuito opera de manera parecida al convertidor elevador del capítulo 7.

En el modo de conducción de corriente continua, su relación de transferencia de voltaje se deduce de esta manera (véase el problema 10-9):

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1}\frac{1}{2(1-D)} \qquad D > 0.5 \tag{10-36}$$

que se asemeja a la relación de transferencia de voltaje de un convertidor elevador.

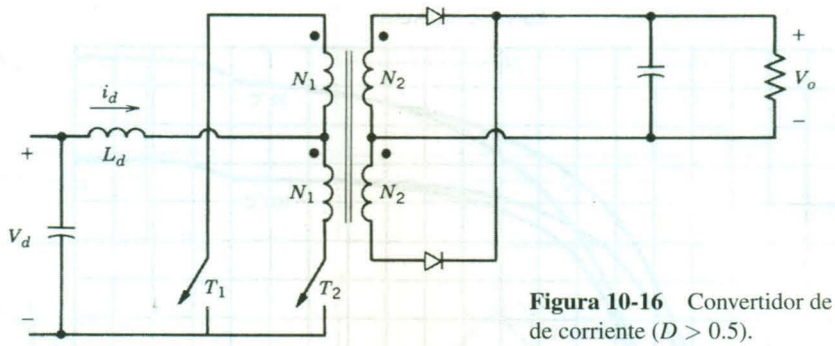


Figura 10-16 Convertidor de fuente de corriente ($D > 0.5$).

Los convertidores de fuente de corriente tienen la desventaja de una baja relación entre potencia y peso en comparación con los convertidores de fuente de voltaje.

10-4-8 LA SELECCIÓN DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR EN CONVERTIDORES DE CC-CC CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Es deseable tener transformadores de potencia de poco peso y tamaño, con pérdidas de potencia bajas. La motivación para usar altas frecuencias de conmutación es reducir el tamaño del transformador de potencia y los componentes filtrantes. Si se pretende realizar este beneficio, la pérdida de potencia en el núcleo del transformador debe permanecer baja incluso con altas frecuencias.

Comúnmente se usan materiales férricos, como 3C8, para la construcción de núcleos de transformadores. De modo parecido a la figura 10-4*a*, la figura 10-17*a* muestra un bucle o lazo *B-H* normal para este tipo de material, donde la máxima densidad de flujo B_m más allá de la cual ocurre la saturación está en un rango de 0.2 – 0.4 Wb/m^2, y la densidad de flujo remanente B_r, en un rango de 0.1-0.2 Wb/m^2. En la figura 10-17*b*, la pérdida de núcleo por peso de unidad para varias frecuencias de conmutación se traza como función de $(\Delta B)_{\text{máx}}$, donde $(\Delta B)_{\text{máx}}$ es la oscilación pico en la densidad de flujo alrededor de su valor medio durante cada ciclo de la frecuencia de conmutación f_s. En general, la expresión para la pérdida del núcleo por peso de unidad o por volumen de unidad se da como

$$\text{Pérdida de densidad del núcleo} = kf_s^a[\Delta B)_{\text{máx}}]^b \tag{10-37}$$

donde los exponentes a y b, así como el coeficiente k, dependen del tipo de material.

Un convertidor directo (con $N_1 = N_3$ en la figura 10-11*a*) se elige como ejemplo para la excitación unidireccional del núcleo, y un convertidor de puente completo se elige para representar la excitación bidireccional del núcleo. Con una relación de trabajo del interruptor de 0.5, las excursiones de la densidad pico del flujo se calculan con las formas de onda que se muestran en las figuras 10-18*a* y 10-18*b*, donde v_1 es el voltaje a través del devanado primario. En ambos convertidores

$$(\Delta B)_{\text{máx}} = \frac{V_d}{4N_1A_cf_s} \quad (\text{para } D = 0.5) \tag{10-38}$$

donde A_c es el área de sección transversal del núcleo y N_1 es el número de vueltas en el devanado primario. En el convertidor directo con una excitación unidireccional del núcleo, las formas de onda de la figura 10-18*a* y el bucle *B-H* en la figura 10-4*a* dictan que

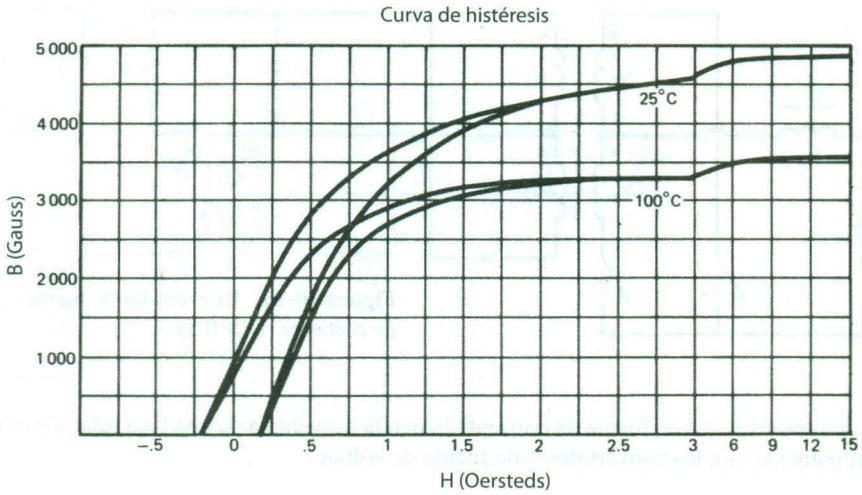
$$(\Delta B)_{\text{máx}} < \tfrac{1}{2}(B_m - B_r) \tag{10-39a}$$

En el convertidor de puente completo con una excitación bidireccional del núcleo

$$(\Delta B)_{\text{máx}} < B_m \tag{10-39b}$$

A partir de este análisis se llega a las siguientes conclusiones respecto de las propiedades de núcleo deseadas:

1. Un valor grande de la densidad máxima de flujo B_m permite que $(\Delta B)_{\text{máx}}$ sea grande y genera un A_c pequeño en la ecuación 10-38, y por ende en un menor tamaño del núcleo.



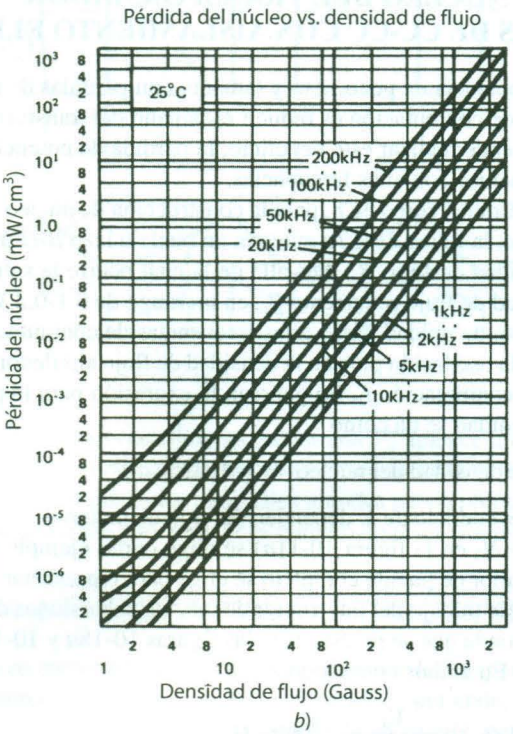


Figura 10-17 Curvas características de 3C8 férrico: *a*) bucle o lazo B-H; *b*) curvas de pérdidas del núcleo. (*Cortesía de Ferroxcube Division of Amperex Electronic Corporation.*)

2. Con frecuencias de conmutación por debajo de 100 kHz, por ejemplo, $(\Delta B)_{máx}$ está limitado por B_m. Por tanto, una mayor frecuencia de conmutación en la ecuación 10-38 genera un área del núcleo más pequeña. Sin embargo, con frecuencias de conmutación por arriba de 100 kHz, se elige un valor más pequeño de $(\Delta B)_{máx}$ para limitar las pérdidas del núcleo dadas en la figura 10-17*b*.
3. En una topología de convertidores directos, donde el núcleo se excita sólo en un sentido, $(\Delta B)_{máx}$ está limitado por $B_m - B_r$. Por tanto, es importante usar un núcleo con baja densidad de flujo remanente B_r en este tipo de topología, a menos que se use un mecanismo de reposición de núcleo complejo. En la práctica se introduce un pequeño entrehierro en el núcleo que coloca en línea la característica del núcleo y baja considerablemente B_r (véase el problema 10-11).

En los convertidores con topologías de excitación bidireccional del núcleo, la presencia de un entrehierro previene la saturación del núcleo en condiciones de arranque y transitorias, pero no impide la saturación

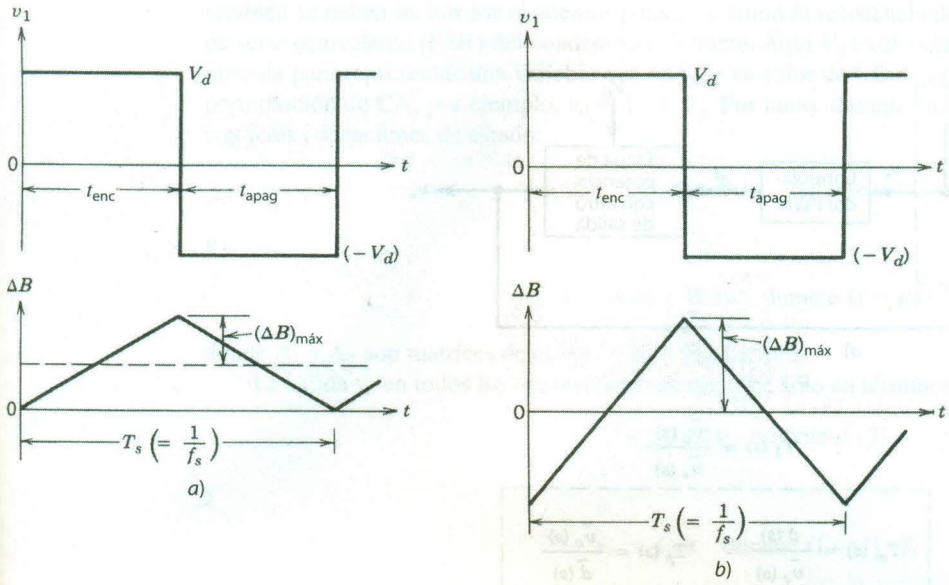


Figura 10-18 Excitación del núcleo: *a*) convertidor directo, $D = 0.5$; *b*) convertidor de puente completo, $D = 0.5$.

del núcleo si existe un desequilibrio de voltios-segundos durante los dos semiciclos de operación (un desequilibrio de volts-segundos implica que se aplica un componente de voltaje CC al núcleo del transformador). En la práctica existen varias causas para tal desequilibrio de voltios-segundos, como caídas de voltaje por conducción desigual y tiempos de conmutación desiguales de los interruptores. La manera preferible para evitar las saturaciones debidas a estas limitaciones prácticas es supervisar las corrientes de los interruptores, como en el control por modo de corriente que se analizará en una sección posterior de este capítulo. El uso de un adecuado circuito integral de control (IC) también elimina la saturación en condiciones de arranque y transitorias. La otra manera de impedir la saturación del núcleo debido al desequilibrio de voltaje es un condensador de bloqueo en serie con el devanado primario de los inversores de semipuente y puente completo. El condensador de bloqueo se debe seleccionar de manera que no sea demasiado grande y por tanto ineficaz en condiciones operativas de estado permanente y no demasiado pequeño para causar una caída grande de voltaje CA en condiciones operativas de estado permanente. En los convertidores de contrafase se usa el control por modo de corriente para impedir que las corrientes de los interruptores se vuelvan desiguales.

Un entrehierro debe estar presente en el núcleo de un inductor de dos devanados de un convertidor flyback para ofrecer la capacidad de almacenamiento de energía. En la presencia de este entrehierro, más grande que en las topologías anteriores, la densidad de flujo remanente B_r es esencialmente cero y la característica *B-H* se vuelve esencialmente lineal.

La cantidad de inductancia que se necesita para operar sólo en modo discontinuo (modo de desmagnetización completa) se calcula a partir de los voltajes dados del convertidor y la frecuencia de conmutación (véanse los problemas al final del capítulo).

10-5 CONTROL DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN CC DE MODO CONMUTADO

Los voltajes de salida de fuentes de alimentación CC se regulan para estar dentro de una banda de tolerancia especificada (por ejemplo, ± 1% alrededor de su valor nominal) en respuesta a cambios en la carga de salida y los voltajes de la línea de entrada. Esto se logra mediante un sistema de control por realimentación negativa que se muestra en la figura 10-19*a* y donde la salida del convertidor v_o se compara con su valor de referencia $V_{o,ref}$. El amplificador de errores produce el voltaje de control v_c con que se ajusta la relación de trabajo d del interruptor o de los interruptores en el convertidor.

Si la etapa de potencia del convertidor de modo conmutado en la figura 10-19*a* se puede hacer lineal, se aplica el criterio de estabilidad de Nyquist y los trazados de Bode para determinar la compensación correspondiente en el bucle o lazo de realimentación para las respuestas deseadas del estado permanente y

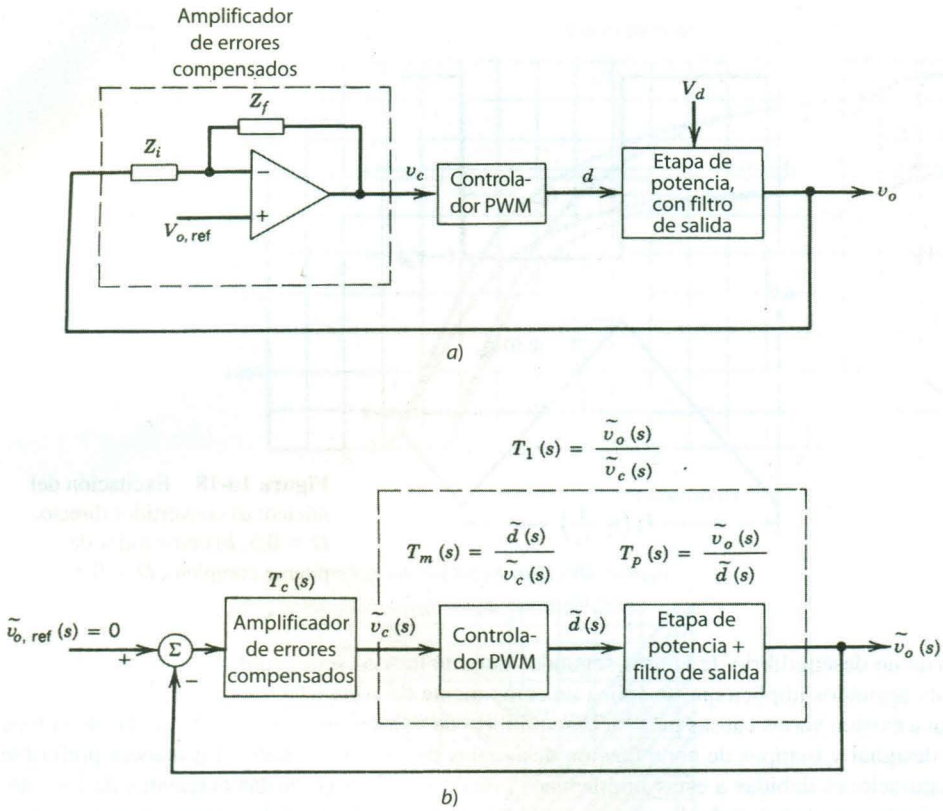


Figura 10-19 Regulación de voltaje: *a*) sistema de control por realimentación; *b*) sistema de control por realimentación linealizada.

transitorias. Middlebrook, Cúk y sus colegas en el California Institute of Technology [10] elaboraron una técnica de promediado en el espacio de estados que genera un modelo lineal de la etapa de potencia con filtro de salida de la figura 10-19*a* para señales pequeñas de CA, linealizadas alrededor de un punto operativo de CC de estado permanente. De manera similar, el controlador PWM en la figura 10-19*a* se linealiza alrededor de un punto de operación de CC de estado permanente. Por tanto, cada bloque en la figura 10-19*a* se representa por una función de transferencia como la que se muestra en la figura 10-19*b*, donde las pequeñas señales de CA se representan por "~".

Otro método para linealizar el circuito es utilizando un modelo de promedio del interruptor PWM [véanse las referencias 11 y 12].

10-5-1 LINEALIZACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA CON FILTRO DE SALIDA MEDIANTE EL PROMEDIADO DEL ESPACIO DE ESTADOS PARA OBTENER $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$

El objetivo del siguiente análisis es obtener una función de transferencia de señales pequeñas $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$, donde $\tilde{v}_o$ y $\tilde{d}$ son pequeñas perturbaciones en el voltaje de salida v_o y la relación de trabajo del interruptor d, respectivamente, alrededor de sus valores operativos de CC de estado permanente V_o y D. Sólo se analiza un convertidor que opere en modo de conducción continua. El proceso es como sigue:

Paso 1 Descripción de variables de estado para cada estado de circuito. En un convertidor que opera en un modo de conducción continua existen dos estados: uno corresponde a la situación en que el interruptor está encendido y el otro en que está apagado. Existe un tercer estado durante el intervalo discontinuo, el cual no se considera en el siguiente análisis debido a la suposición de un modo de operación de conducción continua.

Durante cada estado de circuito, se describe el circuito lineal por medio del vector de variables de estado **x** que consiste en la corriente del inductor y el voltaje del condensador. En la descripción del circuito

también se deben incluir los elementos parásitos, como la resistencia del inductor filtrante y la resistencia de serie equivalente (ESR) del condensador filtrante. Aquí V_d es el voltaje de entrada. Se usa una letra minúscula para representar una variable que incluye su valor de CC de estado permanente más una pequeña perturbación de CA, por ejemplo, $v_o = V_o + \tilde{v}_o$. Por tanto, durante cada estado de circuito escribimos las siguientes ecuaciones de estado:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_d \quad \text{durante } d \cdot T_s \tag{10-40}$$

y

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_d \quad \text{durante } (1 - d) \cdot T_s \tag{10-41}$$

donde $\mathbf{A}_1$ y $\mathbf{A}_2$ son matrices de estado, y $\mathbf{B}_1$ y $\mathbf{B}_2$, vectores.

La salida v_o en todos los convertidores se describe sólo en términos de sus variables de estado como

$$v_o = \mathbf{C}_1\mathbf{x} \quad \text{durante } d \cdot T_s \tag{10-42}$$

y

$$v_o = \mathbf{C}_2\mathbf{x} \quad \text{durante } (1 - d) \cdot T_s \tag{10-43}$$

donde $\mathbf{C}_1$ y $\mathbf{C}_2$ son vectores traspuestos.

Paso 2 Promediado de la descripción de variables de estado mediante la relación de trabajo *d*. Para producir una descripción media del circuito a lo largo de un periodo de conmutación, se ponderan y promedian por tiempo las ecuaciones correspondientes a los dos estados antecedentes, lo que da por resultado las siguientes ecuaciones:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1 - d)]\mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2(1 - d)]v_d \tag{10-44}$$

y

$$v_o = [\mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2(1 - d)]\mathbf{x} \tag{10-45}$$

Paso 3 Introducción de pequeñas perturbaciones de CA y separación en componentes de CA y CC. Se introducen pequeñas perturbaciones de CA, representadas por "~", en las cantidades del estado permanente de CC (representadas con letras mayúsculas). Por tanto,

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \tag{10-46}$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \tag{10-47}$$

y

$$d = D + \tilde{d} \tag{10-48}$$

En general, $v_d = V_d + \tilde{v}_d$. Sin embargo, en vista de nuestro objetivo de obtener la función de transferencia entre el voltaje $\tilde{v}_o$ y la relación de trabajo $\tilde{d}$, se supone que la perturbación $\tilde{v}_d$ es cero en el voltaje de entrada para simplificar nuestro análisis. Por consiguiente,

$$v_d = V_d \tag{10-49}$$

Con las ecuaciones 10-46 a 10-49 en la ecuación 10-44 y el reconocimiento de que en estado permanente $\dot{\mathbf{X}} = 0$,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}V_d + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\tilde{d}$$
$$+ \text{ términos que contienen productos de } \tilde{\mathbf{x}} \text{ y } \tilde{d} \text{ (se ignoran)} \tag{10-50}$$

donde

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2(1 - D) \tag{10-51}$$

y

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2(1 - D) \tag{10-52}$$

La ecuación del estado permanente se obtiene de la ecuación 10-50 poniendo todos los términos de perturbación y sus derivadas de tiempo a cero. Así, la ecuación del estado permanente es

$$\mathbf{AX} + \mathbf{B}V_d = 0 \tag{10-53}$$

y por ende, en la ecuación 10-50,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\tilde{d} \tag{10-54}$$

De manera similar, con las ecuaciones 10-46 a 10-49 en la ecuación 10-45 tenemos

$$V_o + \tilde{v}_o = \mathbf{CX} + \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}]\tilde{d} \tag{10-55}$$

donde

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D) \tag{10-56}$$

En la ecuación 10-55, el voltaje CC de salida de estado permanente se da como

$$V_o = \mathbf{CX} \tag{10-57}$$

y, por tanto,

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}]\tilde{d} \tag{10-58}$$

Con las ecuaciones 10-53 y 10-57, la función de transferencia de voltaje CC de estado permanente es

$$\frac{V_o}{V_d} = -\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} \tag{10-59}$$

Paso 4 Transformación de las ecuaciones de CA al dominio *s* para resolver la función de transferencia. Las ecuaciones 10-54 y 10-58 consisten en perturbaciones de CA. Mediante la transformación de Laplace en la ecuación 10-54,

$$s\tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\tilde{d}(s) \tag{10-60}$$

o

$$\tilde{\mathbf{x}}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\tilde{d}(s) \tag{10-61}$$

donde **I** es una matriz de identidad. Con una transformación de Laplace en la ecuación 10-58 y al expresar $\tilde{\mathbf{x}}(s)$ en términos de $\tilde{d}(s)$ según la ecuación 10-61 tenemos la función de transferencia deseada T_p(s) de las etapas de potencia:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} \tag{10-62}$$

■ ***Ejemplo 10-1*** Obtenga la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)\tilde{d}(s)$ en un convertidor directo que opera en modo de conducción continua. Suponga $N_1/N_2 = 1$ por simplicidad.

Solución En la figura 10-20*a* se trazó de nuevo un convertidor directo, y los estados del circuito con el interruptor encendido y el interruptor apagado se muestra en las figuras 10-20*b* y 10-20*c*, respectivamente. Aquí, r_L es la resistencia del inductor, r_c es la resistencia de serie equivalente del condensador y R es la resistencia de la carga.

Sean x_1 y x_2 como en la figura 10-20. Entonces, en el circuito de la figura 10-20*b* con el interruptor encendido,

$$-V_d + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \tag{10-63}$$

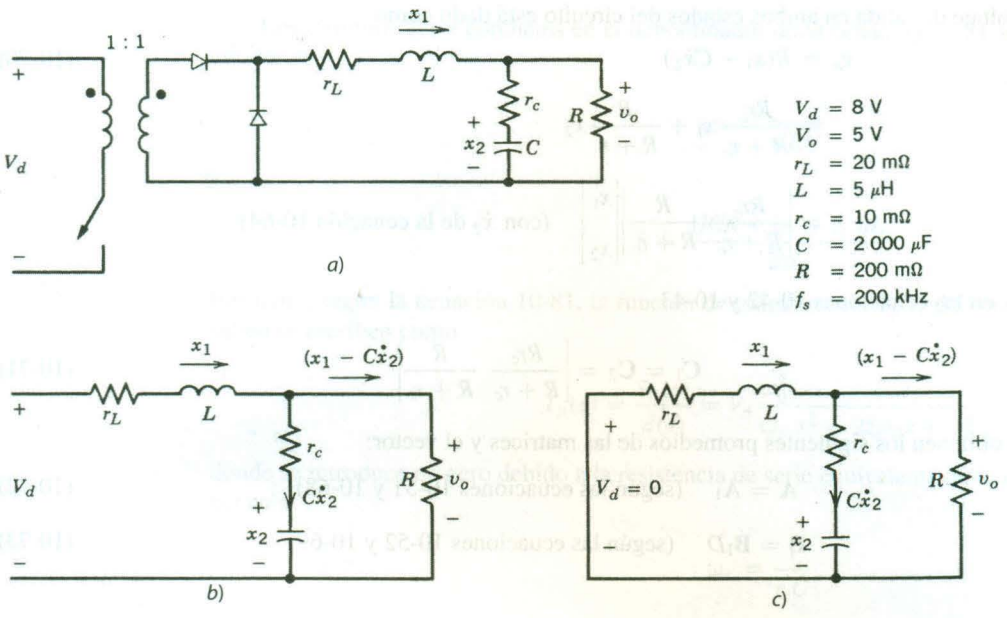


Figura 10-20 Convertidor directo: *a*) circuito; *b*) interruptor encendido; *c*) interruptor apagado.

y

$$-x_2 - Cr_c\dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \tag{10-64}$$

En forma de matriz, estas dos ecuaciones se escriben como

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R + r_c)} & -\dfrac{R}{L(R + r_c)} \\ \dfrac{R}{C(R + r_c)} & -\dfrac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \tag{10-65}$$

Al comparar esta ecuación con la 10-40 tenemos

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\dfrac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R + r_c)} & -\dfrac{R}{L(R + r_c)} \\ \dfrac{R}{C(R + r_c)} & -\dfrac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} \tag{10-66}$$

y

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{10-67}$$

La ecuación de estado para el circuito de la figura 10-20*c* con el interruptor apagado se puede escribir por observación, sin olvidar que el circuito de la figura 10-20*c* es exactamente el mismo que el circuito de la figura 10-20*b* con V_d puesto a cero. Por tanto, en la ecuación 10-41,

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \tag{10-68}$$

y

$$\mathbf{B}_2 = 0 \tag{10-69}$$

El voltaje de salida en ambos estados del circuito está dado como

$$v_o = R(x_1 - C\dot{x}_2) \tag{10-70}$$

$$= \frac{Rr_c}{R + r_c}x_1 + \frac{R}{R + r_c}x_2$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad \text{(con } \dot{x}_2 \text{ de la ecuación 10-64)}$$

Por tanto, en las ecuaciones 10-42 y 10-43

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} \tag{10-71}$$

Ahora se obtienen los siguientes promedios de las matrices y el vector:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \quad \text{(según las ecuaciones 10-51 y 10-68)} \tag{10-72}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D \quad \text{(según las ecuaciones 10-52 y 10-69)} \tag{10-73}$$

y

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \quad \text{(según las ecuaciones 10-56 y 10-71)} \tag{10-74}$$

Simplificación del modelo

En todos los circuitos prácticos

$$R \gg (r_c + r_L) \tag{10-75}$$

Por tanto, **A** y **C** se simplifican como

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \tag{10-76}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \simeq [r_c \; 1] \tag{10-77}$$

y **B** permanece intacto como

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} D \tag{10-78}$$

donde $\mathbf{B}_2 = 0$. Según la ecuación 10-76,

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{LC}{1 + (r_c + r_L)/R} \begin{bmatrix} -\frac{1}{CR} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \tag{10-79}$$

Con las ecuaciones 10-76 a 10-79 en la 10-59, la función de transferencia de voltaje CC en estado permanente es

$$\frac{V_o}{V_d} = D\frac{R + r_c}{R + (r_c + r_L)} \simeq D \tag{10-80}$$

En forma similar, con las ecuaciones 10-76 a 10-79 en la 10-62 nos da

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \simeq V_d \frac{1 + sr_cC}{LC\left\{s^2 + s[1/CR + (r_c + r_L)/L] + 1/LC\right\}} \tag{10-81}$$

Los términos entre corchetes en el denominador de la ecuación 10-81 son de la forma $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$, donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{10-82}$$

y

$$\xi = \frac{1/CR + (r_c + r_L)/L}{2\omega_0} \tag{10-83}$$

Por tanto, según la ecuación 10-81, la función de transferencia $T_p(s)$ de la etapa de potencia y el filtro de salida se escriben como

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = V_d \frac{\omega_0^2}{\omega_z} \frac{s + \omega_z}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{10-84}$$

donde se introduce un cero debido a la resistencia de serie equivalente del condensador de salida en la frecuencia

$$\omega_z = \frac{1}{r_c C} \tag{10-85}$$

La figura 10-21 muestra el trazado de Bode para la función de transferencia en la ecuación 10-84 con los valores numéricos de la figura 10-20*a*. Esto muestra que la función de transferencia tiene una ganancia fija y un mínimo desplazamiento de fase en frecuencias bajas. Más allá de la frecuencia resonante $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ del filtro de salida *LC*, la ganancia empieza a caer con una pendiente de −40 dB/década y la fase tiende a −180°. En frecuencias más allá de ω_2, la ganancia cae con una pendiente de −20 dB/década y el ángulo de fase tiende a −90°. El trazado de ganancia se desplaza verticalmente con V_d, pero el trazado de fase no se ve afectado. ■

En el convertidor flyback de modo continuo, la función de transferencia es una función no lineal $f(D)$ de la relación de trabajo D y se da como

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = V_d f(D) \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 - s/\omega_{z2})}{as^2 + bs + c} \tag{10-86}$$

donde el ω_{z2} cero en la función de transparencia aparece en la mitad derecha del plano *s*. La frecuencia del cero del plano de la mitad derecha depende de la resistencia de carga y el valor efectivo de la inductancia filtrante, donde el valor efectivo de la inductancia filtrante es la inductancia filtrante multiplicada con una función no lineal de la relación de trabajo de DC del estado permanente *D*. Un trazado de Bode de una transferencia de este tipo se traza en las figuras 10-22*a* y 10-22*b*. A diferencia de la función de transferencia de los convertidores derivados de convertidores reductores que ya vimos, la ganancia con frecuencias bajas es una función no lineal del punto de operación de CC (es decir, de V_d). Asimismo, la frecuencia en la que la ganancia cae con una pendiente de −40 dB/década depende del punto de operación de CC. La fase asociada a esta pendiente de ganancia tiende a −180°. Si suponemos que $\omega_{z2} > \omega_{z1}$, en frecuencias más allá de la frecuencia ω_{z1} del cero del plano de la mitad derecha causada por la resistencia de la serie equivalente del condensador, la ganancia cae con una pendiente de −20 dB/década y el ángulo de fase tiende a −90°. Con frecuencias más allá de la frecuencia ω_{z2} del cero del plano de la mitad derecha, la curva de ganancia se allana pero el ángulo de fase de nuevo empieza a disminuir. Se debe tomar en cuenta el retraso de fase adicional introducido por el cero del plano de la mitad derecha para el diseño de la compensación de estos sistemas con el fin de proporcionar suficientes márgenes de ganancia y fase.

La presencia del cero de la mitad derecha se explica cuando se observa que, en un convertidor flyback que trabaja en modo continuo, si se aumenta la relación de trabajo *d* en forma instantánea, el voltaje de salida disminuye momentáneamente porque la corriente del inductor no tuvo tiempo de aumentar, pero el intervalo $(1 - d)T_s$ durante el cual el inductor transfiere energía a la etapa de salida disminuyó en forma repentina. Esta disminución inicial en el voltaje de salida con el aumento en *d* es lo opuesto de lo que al final ocurre. Este efecto provoca un cero en el plano de la mitad derecha que introduce un retraso de fase en la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$.

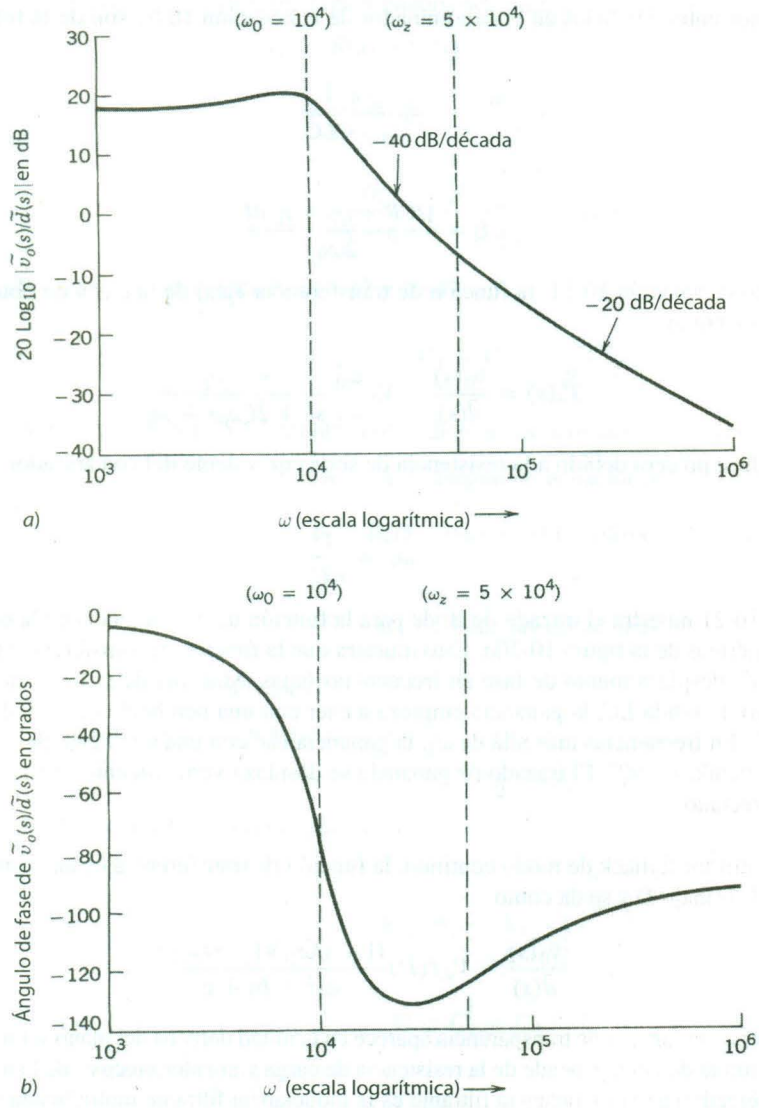


Figura 10-21 *a*) Trazado de ganancia del convertidor directo de la figura 10-20*a*. *b*) Trazado de fase del convertidor directo de la figura 10-20*a*.

En un convertidor flyback que trabaja en modo discontinuo no ocurre el efecto recién descrito, y el voltaje de salida siempre se incrementa en función de la relación de trabajo aumentada. Por tanto, en el modo de operación discontinuo no existe el cero en el plano de la mitad derecha en la función de transferencia de la ecuación 10-86; así, es más sencilla la compensación del bucle o lazo de realimentación para proporcionar suficientes márgenes de ganancia y fase.

10-5-2 LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $\tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSOS DE RELACIÓN DE TRABAJO DIRECTO

En el modulador de ancho de pulsos de relación de trabajo directo, el voltaje de control $v_c(t)$, que es la salida del amplificador de errores, se compara con una forma de onda repetitiva $v_r(t)$ que establece la frecuencia de conmutación f_s, como se muestra en la figura 10-23*a*. El voltaje de control $v_c(t)$ consiste en un componente CC y un componente de perturbación CA pequeña

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \tag{10-87}$$

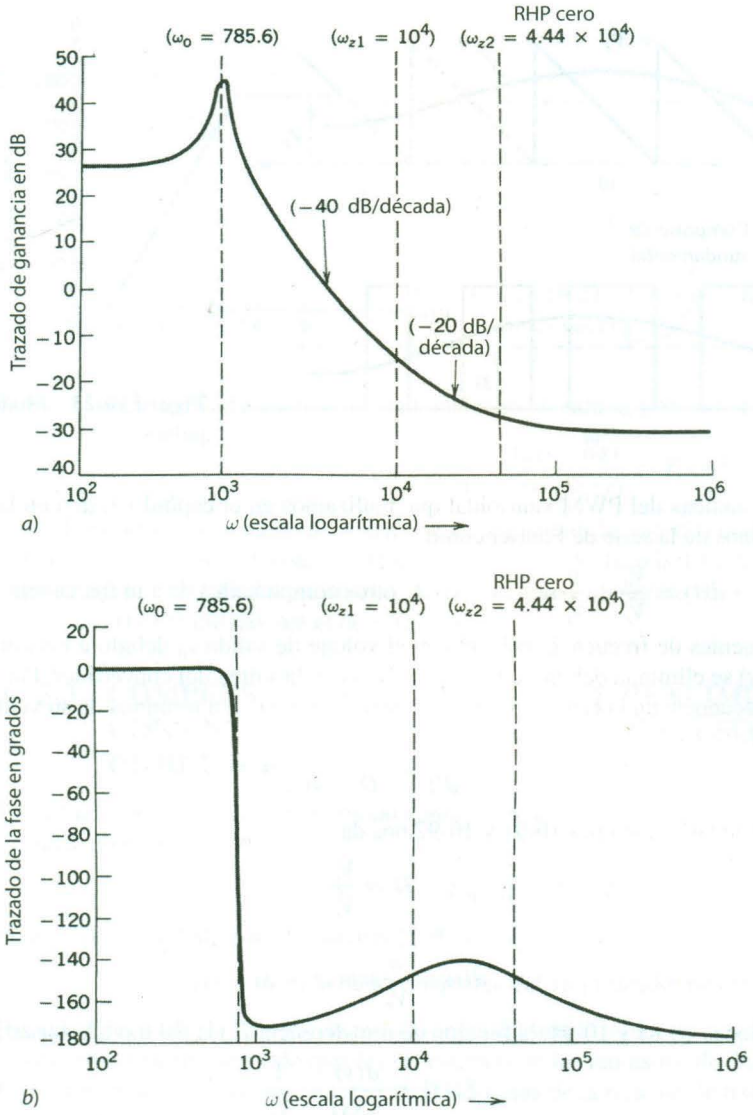


Figura 10-22 *a*) Trazado de ganancia para un convertidor flyback. *b*) Trazado de la fase para un convertidor flyback.

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = 13.33 \times 10^6 \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 - s/\omega_{z2})}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

donde

$$\omega_{z1} = 10^4 \quad \omega_{z2} = 4.44 \times 10^4 \quad \omega_0 = 785.6 \quad \xi = 0.012$$

donde $v_c(t)$ está en un rango entre cero y $\hat{V}_r$, como se muestra en la figura 10-23*a*. Aquí, $\tilde{v}_c(t)$ es una perturbación sinusoidal de CA en el voltaje de control con una frecuencia ω, donde ω es mucho más pequeña que la frecuencia de conmutación ω_s ($=2\pi f_s$). La perturbación de CA en el voltaje de control se expresa como

$$\tilde{v}_c(t) = a \operatorname{sen}(\omega t - \phi) \tag{10-88}$$

por medio de una amplitud a y un ángulo de fase arbitrario ϕ.

En la figura 10-23*b*, la relación de trabajo instantánea del interruptor $d(t)$ es la siguiente:

$$d(t) = \begin{cases} 1.0 & \text{si } v_c(t) \geq v_r(t) \quad (10\text{-}89) \\ 0 & \text{si } v_c(t) < v_r(t) \quad (10\text{-}90) \end{cases}$$

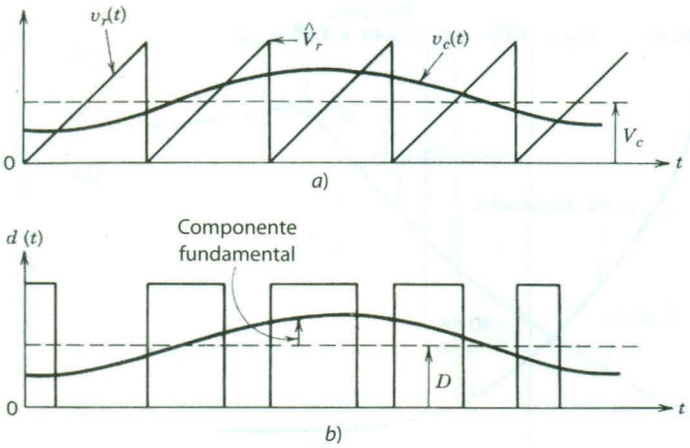


Figura 10-23 Modulador de ancho de pulsos.

Parecido al análisis del PWM sinusoidal que realizamos en el capítulo 8, $d(t)$ en la figura 10-23*b* se expresa en términos de la serie de Fourier como

$$d(t) = \frac{V_c}{\hat{V}_r} + \frac{a}{\hat{V}_r}\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{ otros componentes de alta frecuencia} \tag{10-91}$$

Los componentes de frecuencia más alta en el voltaje de salida v_o debido a los componentes de alta frecuencia en $d(t)$ se eliminan debido al filtro pasa bajas en la salida del convertidor. Por tanto, los componentes de alta frecuencia en la ecuación 10-91 se pueden ignorar. En términos de su valor de CC y su perturbación de CA,

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \tag{10-92}$$

La comparación de las ecuaciones 10-91 y 10-92 nos da

$$D = \frac{V_c}{\hat{V}_r} \tag{10-93}$$

y

$$\tilde{d}(t) = \frac{a}{\hat{V}_r}\text{sen}(\omega t - \phi) \tag{10-94}$$

Según las ecuaciones 10-88 y 10-94, la función de transferencia $T_m(s)$ del modulador está dada por

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{V}_r} \tag{10-95}$$

Así, la función teórica de transferencia del modulador de ancho de pulso es sorprendentemente sencilla, sin ningún retraso. Sin embargo, el retraso asociado al comparador provoca un retraso en la respuesta del modulador.

■ ***Ejemplo 10-2*** En la práctica, es posible que la función de transferencia del modulador posiblemente no se calcule según la ecuación 10-95. La figura 10-24 muestra la función de transferencia aproximada de un circuito integrado PWM de uso común, suministrada como parte de las hojas de datos, en términos de la relación de trabajo d como función del voltaje de control v_c, donde v_c es la salida del amplificador de errores.

Calcule la función de transferencia $\tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ para este circuito integrado de PWM.

Solución Para este modulador particular, la relación de trabajo d aumenta desde 0 (con $v_c = 0.8$ V) hasta 0.95 (con $v_c = 3.6$ V). Por tanto, la pendiente de la función de transferencia en la figura 10-24 es igual a la función de transferencia de este modulador:

$$\frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\Delta d}{\Delta v_c}$$

$$= \frac{0.95 - 0}{3.6 - 0.8} \simeq 0.34 \tag{10-96}$$

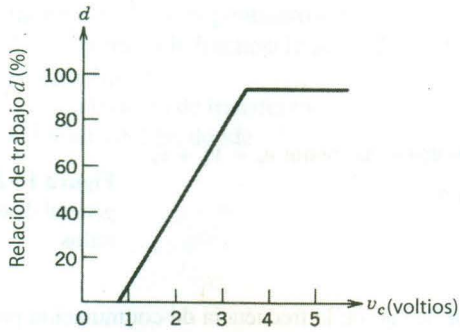


Figura 10-24 Función de transferencia por modulador de ancho de pulso.

Con este modulador, la función de transferencia entre v_o y el voltaje de control v_c se obtiene como

$$T_1(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = T_p(s)T_m(s) \tag{10-97}$$

El trazado de ganancia de la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)\tilde{v}(s)$ se obtiene mediante el ajuste de la curva de ganancia en el trazado de Bode de la figura 10-21*a* o la 10-22*a* para explicar una ganancia constante de 0.34 (= −9.37 dB) del modulador. Si se supone un retraso cero en el modulador, el trazado de fase de $\tilde{v}_o(s)/\tilde{v}(s)$ es el mismo que el de $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$. ■

10-5-3 COMPENSACIÓN DEL SISTEMA DE REALIMENTACIÓN CON UN MODULADOR DE ANCHO DE PULSO DE RELACIÓN DE TRABAJO DIRECTO

En la fuente de alimentación de modo conmutado de la figura 10-19*b*, la función de transferencia general de bucle abierto es

$$T_{OL}(s) = T_1(s)T_c(s) \tag{10-98}$$

donde $T_1(s)$ está dado por la ecuación 10-97 y

$$T_c(s) = \text{función de transferencia del amplificador de errores compensados} \tag{10-99}$$

Para un $T_1(s)$ dado, la función de transferencia del amplificador de errores compensados $T_c(s)$ debe adaptarse correctamente, de modo que $T_{OL}(s)$ cumpla con los requisitos de desempeño que se espera de la fuente de alimentación. Algunas características deseadas de la función de transferencia de bucle abierto $T_{OL}(s)$ son las siguientes:

1. La ganancia en bajas frecuencias debe ser alta a fin de minimizar el error de estado permanente en la salida de la fuente de alimentación.
2. La frecuencia de cruce es la frecuencia en la que la ganancia de $T_{OL}(s)$ cae a 1.0 (0 dB), como se muestra en la figura 10-25. Esta frecuencia de cruce ω_{cruce} debe ser lo más alta posible, pero aproxi-

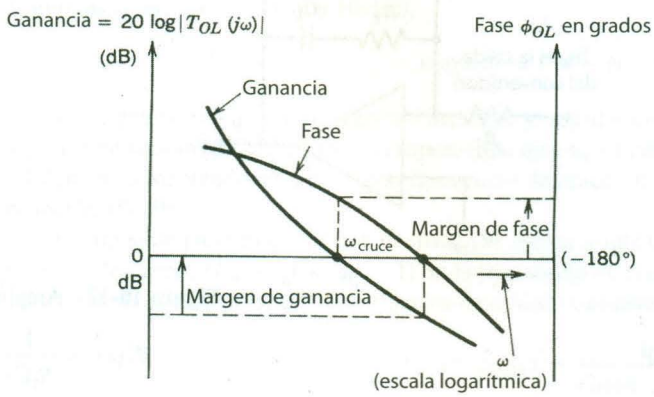


Figura 10-25 Márgenes de ganancia y fase.

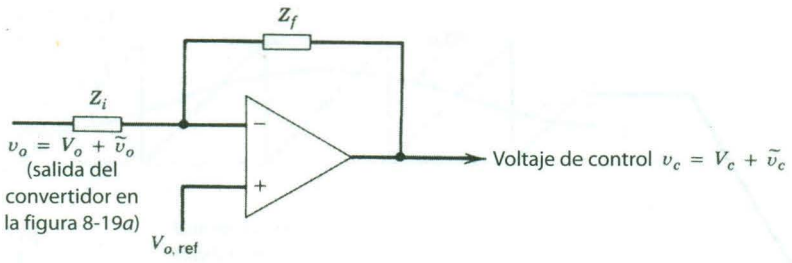


Figura 10-26 Amplificador general de errores compensados.

madamente un orden de magnitud por debajo de la frecuencia de conmutación para permitir que la fuente de alimentación responda rápidamente a los transitorios, como un cambio rápido de la carga.

3. El margen de fase (PM) se define por medio de la figura 10-25 como

$$PM = \phi_{\text{OL}} + 180° \tag{10-100}$$

donde ϕ_{OL} es el ángulo de fase de $T_{\text{OL}}(s)$ en la frecuencia de cruce y es negativo. El margen de fase, que debe ser positivo en la ecuación 10-100, determina la respuesta transitoria del voltaje de salida en respuesta a cambios repentinos en el voltaje de carga y entrada. Es deseable un margen de fase en el rango de 45 a 60°.

A fin de cumplir con estos requisitos en forma simultánea, se muestra un amplificador de errores generales en la figura 10-26, donde se supone un amplificador ideal. Una entrada al amplificador es el voltaje de salida v_o del convertidor; la otra entrada es el valor deseado (de referencia) V_{ref} de v_o. La salida del amplificador de errores es el voltaje de control v_c. En términos de Z_i y Z_f en la figura 10-26, la función de transferencia entre las perturbaciones de entrada y salida se obtiene como

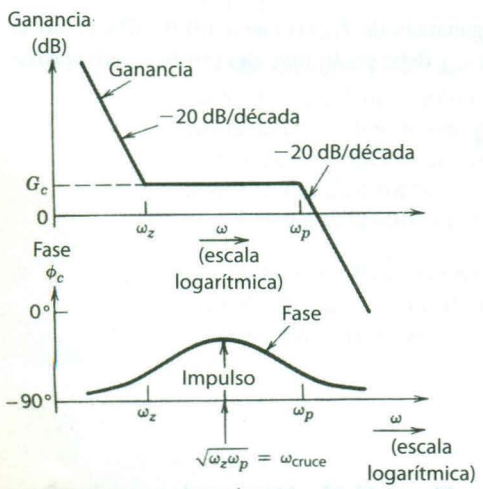
$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}o(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -T_c(s) \tag{10-101}$$

donde $T_c(s)$ es como se define en la figura 10-19*b*.

Una de las opciones en la selección de $T_c(s)$ es la introducción de un par de polos cero en adición a un polo en el origen, de modo que $T_c(s)$ adquiere la forma

$$T_c(s) = \frac{A}{s}\frac{(s+\omega_z)}{(s+\omega_p)} \tag{10-102}$$

donde A es positivo y $\omega_z < \omega_p$. En la ecuación 10-102, debido al polo en el origen, la fase de $T_c(s)$ empieza con $-90°$, como se muestra en la figura 10-27*a*. La presencia del cero causa que el ángulo de fase aumente (o, en otras palabras, que provea un "impulso") para ser un poco mayor que $-90°$. A la larga, debido al polo en ω_p, el ángulo de fase de $T_c(s)$ regresa a menos de $-90°$. El trazado de ganancia también se muestra en la



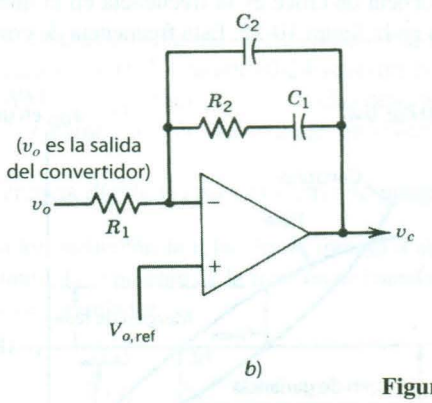


Figura 10-27 Amplificador de errores.

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1C_2}\frac{s+\omega_z}{s(s+\omega_p)}$$

figura 10-27*a*. Los parámetros en la ecuación 10-102 se eligen de modo que el mínimo retraso de fase en $T_c(s)$ ocurra en la frecuencia de cruce especificada (deseada) de la función de transferencia general de lazo abierto $T_{OL}(s)$.

La función de transferencia en la ecuación 10-102 se obtiene por medio de la red de amplificadores de la figura 10-27*b*, donde

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \tag{10-103}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \tag{10-104}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \tag{10-105}$$

Una explicación detallada y fácil de seguir en la selección de estos parámetros se ofrece en la referencia 16, con un planteamiento de factor K. Este procedimiento sugiere como primer paso la selección de la frecuencia de cruce ω_{cruce}, donde $|T_{OL}(s)|$ sería igual a 0 dB. Esta frecuencia de cruce también define la frecuencia en la figura 10-27*a*, donde el mínimo retraso de fase ocurre en la función de transferencia de $T_c(s)$. El factor K se usa de manera que, en la función de transferencia $T_c(s)$ de la ecuación 10-103,

$$\omega_z = \frac{\omega_{cruce}}{K} \tag{10-106}$$

$$\omega_p = K\omega_{cruce} \tag{10-107}$$

Se demuestra en la referencia 16 que K, en las ecuaciones 10-106 y 10-107, se relaciona con el impulso (definido en la figura 10-27*a*) de la siguiente manera:

$$K = \tan\left(45° + \frac{\text{impulso}}{2}\right) \tag{10-108}$$

Por tanto, el siguiente paso es definir el margen de fase (PM) y, por ende, el impulso que se necesita desde el amplificador de errores en la frecuencia de cruce para calcular K en las ecuaciones 10-106 y 10-107. Según la definición del margen de fase en la ecuación 10-100,

$$PM = 180° + \phi_1 + \phi_c \tag{10-109}$$

donde ϕ_c es el ángulo de fase de $T_c(s)$ en la frecuencia de cruce. Según la ecuación 10-97,

$$\phi_1 = \phi_p(s) + \phi_m(s) \tag{10-110}$$

donde ϕ_1 es el ángulo de fase de $T_1(s)$, $\phi_p(s)$ es el ángulo de fase de la etapa de potencia $T_p(s)$, y $\phi_m(s)$ es el ángulo de fase (si acaso) del modulador $T_m(s)$. Según el trazado de fase de la función de transferencia $T_c(s)$ de la figura 10-27*a*,

$$\phi_c = -90° + \text{impulso} \tag{10-111}$$

Según las ecuaciones 10-109 y 10-110,

$$\text{impulso} = \text{PM} - \phi_1 - 90° \tag{10-112}$$

Por tanto, una vez elegido el margen de fase (por lo regular en un rango de 45 a 60°), el impulso se define según la ecuación 10-112, donde ϕ_1 (suponiendo que ϕ_m es cero) se obtiene de la figura 10-21*b* o la figura 10-22*b* en la frecuencia elegida como frecuencia de cruce. Si se conoce el impulso, K se calcula según la ecuación 10-108.

El siguiente paso en el proceso de diseño es asegurar que la ganancia G_{OL} del bucle abierto general sea igual a 1 (es decir, $G_{OL} = |T_{OL}(s)| = 1$) en la frecuencia de cruce elegida. Esto requiere, según la ecuación 10-98, que la ganancia G_c del amplificador de errores compensados en ω_{cruce} sea como sigue:

$$G_c(\text{en } \omega_{cruce}) = \frac{1}{G_1(\text{en } \omega_{cruce})} \tag{10-113}$$

donde G_1 es la magnitud $|T_1(j\omega_{cruce})|$ de la función de transferencia $T_1(s) = T_p(s)T_m(s)$ en ω_{cruce}. Por ende, en $\omega = \omega_{cruce}$, según la ecuación 10-113 y por sustitución de las ecuaciones 10-104 a 10-107 en la ecuación 10-103,

$$G_c = \frac{1}{KC_2R_1\omega_{cruce}} = \frac{1}{G_1} \tag{10-114}$$

En el circuito de la figura 10-27*b*, R_1 se elige en forma arbitraria y el resto de los parámetros de circuito se calcula como sigue, según el procedimiento del factor K ya descrito, antes de usar las ecuaciones 10-104 a 10-107 y la 10-114,

$$C_2 = \frac{G_1}{KR_1\omega_{cruce}} \tag{10-115}$$

$$C_1 = C_2(K^2 - 1) \tag{10-116}$$

$$R_2 = \frac{K}{(C_1\omega_{cruce})} \tag{10-117}$$

Para convertidores como el flyback que operan en modo continuo quizá sea necesario usar un amplificador de errores con dos pares de polos y ceros además del polo en el origen para una correcta compensación.

10-5-4 CONTROL PWM DE ALIMENTACIÓN DIRECTA DE VOLTAJE

En el control PWM de relación de trabajo directo que se analiza en las dos secciones previas, si cambia el voltaje de entrada se produce un error en el voltaje de salida que al final se corrige por el control de realimentación. Esto genera un desempeño dinámico lento en la regulación de la salida en respuesta a los cambios en el voltaje de entrada.

Si se ajustara la relación de trabajo en forma directa para acomodar el cambio en el voltaje de entrada, la salida del convertidor permanecería sin cambios. Esto se logra al alimentar el nivel de voltaje de entrada al IC del PWM. La estrategia de conmutación de PWM es aquí muy parecida a la que se analizó respecto del control PWM de relación de trabajo directo, excepto por una diferencia: la rampa (y, por ende, el pico) de la forma de onda de dientes de sierra no permanece constante, sino varía en proporción directa al voltaje de entrada, como se muestra en la figura 10-28. Esto demuestra cómo un voltaje de entrada incrementado (por tanto, $\hat{V}_r$ incrementado) genera una relación de trabajo disminuida, lo que se muestra mediante las curvas punteadas en la figura 10-28. Este tipo de control en convertidores derivados de los convertidores reductores (por ejemplo, en convertidores directos) da por resultado $\tilde{v}_o(s)/\tilde{v}_d(s)$ igual a cero y por tanto una excelente regulación inherente para los cambios en el voltaje de entrada. Lo mismo sucede con un convertidor flyback que opere en modo de desmagnetización completa.

Si se aplica este voltaje de alimentación directa a una fuente de alimentación de doble extremo (como de contratase [push-pull], semipuente, puente completo), se debe cuidar que se proporcione un equilibrio diná-

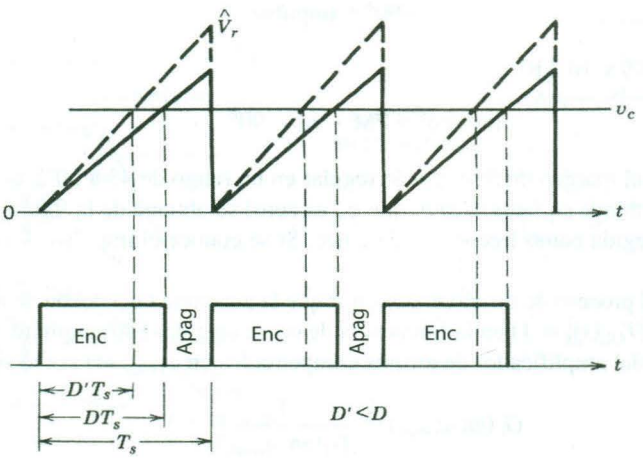


Figura 10-28 Alimentación directa de voltaje: efectos en la relación de trabajo.

mico de voltios-tiempo de modo que los tiempos de encendido de los dos interruptores se mantengan iguales sobre una base dinámica para impedir la saturación del transformador de aislamiento de alta frecuencia.

10-5-5 CONTROL POR MODO DE CORRIENTE

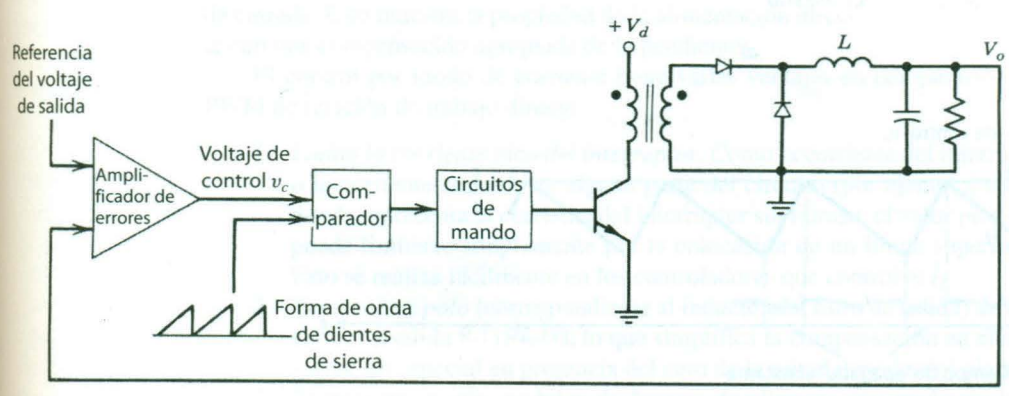
El control PWM de relación de trabajo directo que analizamos hasta ahora se muestra en la figura 10-29*a*, donde el voltaje de control v_c (señal de error amplificada entre la salida real y la referencia) controla la relación de trabajo del interruptor mediante la comparación del voltaje de control con una forma de onda de dientes de sierra de frecuencia fija. Este control de la relación de trabajo del interruptor ajusta el voltaje a través del inductor y por ende la corriente del inductor (que alimenta la etapa de salida), y finalmente lleva al voltaje de salida a su valor de referencia.

En el control por modo de corriente se usa un bucle de control interno adicional, como se muestra en la figura 10-29*b*, donde el voltaje de control v_c controla directamente la corriente del inductor de salida que alimenta la etapa de entrada y por tanto el voltaje de salida. Idealmente, el voltaje de control debe actuar para controlar en forma directa el valor *promedio* de la corriente del inductor para la respuesta más rápida. No obstante, como veremos más adelante, varios tipos de controles de modo de corriente tienden a lograr esto en forma diferente. El hecho de que la corriente que alimenta la etapa de salida se controle directamente en un control por modo de corriente tiene un efecto profundo sobre el comportamiento dinámico del bucle de control de realimentación negativa.

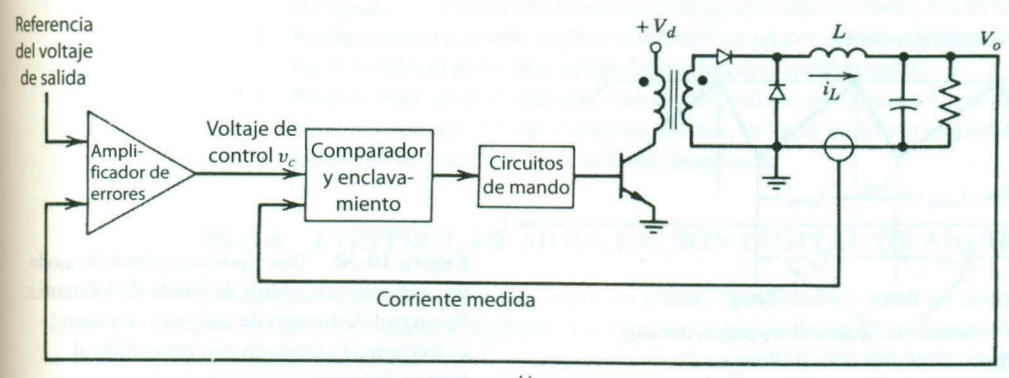
Existen tres tipos básicos de controles por modo de corriente:

1. Control de banda de tolerancia
2. Control de tiempo de "apagado" constante
3. Control por frecuencia constante con encendido al tiempo del reloj

En todos estos tipos de control se mide la corriente del inductor o la corriente del interruptor, que es proporcional a la corriente del inductor de salida, y se compara con el voltaje de control.



a)



b)

Figura 10-29 Relación de trabajo PWM y control por modo de corriente: *a*) control PWM de relación de trabajo; *b*) control por modo de corriente.

En el *control de banda de tolerancia,* el voltaje de control v_c dicta el valor medio de la corriente del inductor, como se muestra en la figura 10-30*a*. El término ΔI_L es un parámetro de diseño. La frecuencia de conmutación depende de ΔI_L, los parámetros del convertidor y las condiciones de operación. Este control directo sobre el valor medio de i_L es una característica muy deseable de este tipo de control. Sin embargo, este método sólo funciona bien en modo de conducción de corriente continua. De lo contrario, en modo de conducción de corriente discontinua, la corriente del inductor se vuelve cero (aunque $\frac{1}{2}\Delta I_L$ en realidad demandaría un i_L negativo, lo cual es imposible). Si el controlador no está diseñado para manejar esta corriente discontinua cuando i_L es cero y el i_L exigido por el controlador es negativo, el interruptor nunca se encenderá y la corriente del inductor decaerá a cero.

En el *control de tiempo de apagado constante*, el voltaje de control rige a $\hat{I}_L$, como se muestra en la figura 10-30*b*. Una vez que se alcanza $\hat{I}_L$, el interruptor se apaga durante un tiempo fijo (constante) de apagado, que es un parámetro de diseño. Aquí la frecuencia de conmutación tampoco es fija, y depende de los parámetros del convertidor y su condición de operación.

El *control de frecuencia constante con un encendido a la hora del reloj* es entonces por mucho el tipo más común de control de modo de corriente. Aquí el interruptor se enciende al inicio de cada periodo de conmutación de frecuencia constante. El voltaje de control dicta $\hat{I}_L$ y el instante en el cual se apaga el interruptor, como se muestra en la figura 10-30*c*. El interruptor permanece apagado hasta el inicio del siguiente ciclo de conmutación. Una frecuencia de conmutación constante facilita el diseño del filtro de salida.

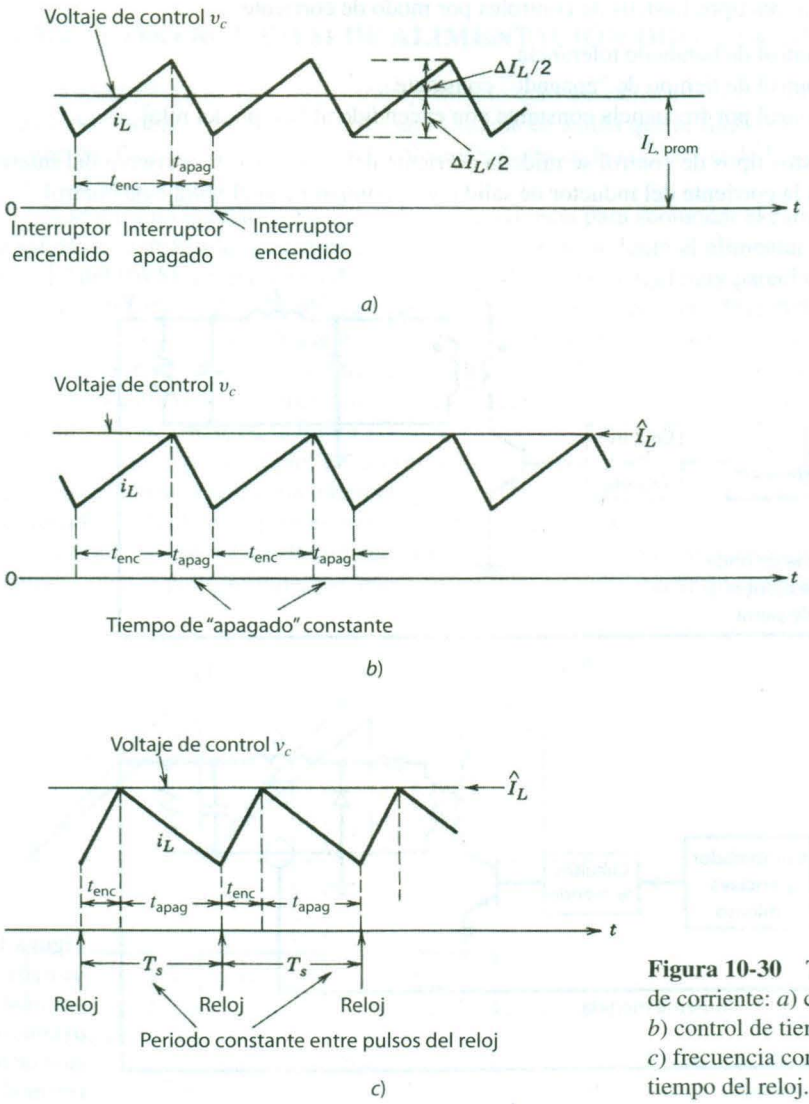


Figura 10-30 Tres tipos de control de modo de corriente: *a*) control de banda de tolerancia; *b*) control de tiempo de apagado constante; *c*) frecuencia constante con encendido al tiempo del reloj.

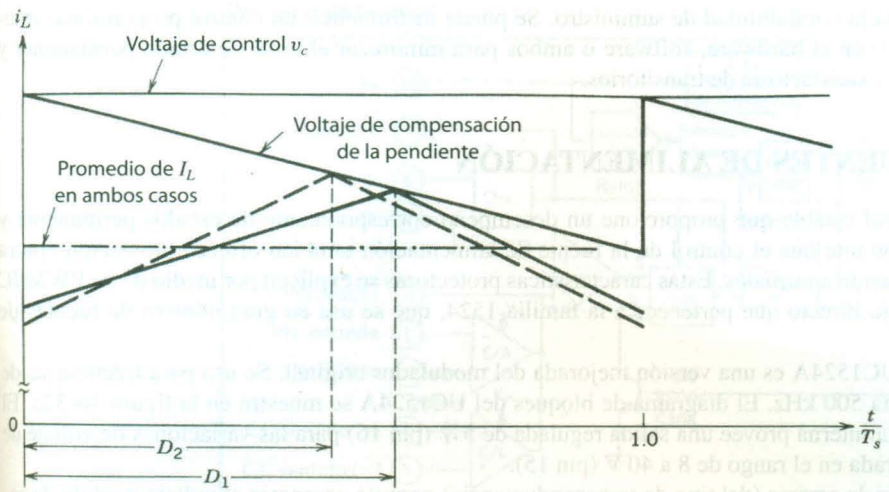


Figura 10-31 Compensación de la pendiente en el control de modo de corriente (D_2 es más pequeño para un voltaje de entrada más grande con un V_o constante).

En la práctica, se agrega al control de modo de corriente una compensación de la pendiente respecto del voltaje de control, como se muestra en la figura 10-31, para proveer estabilidad, impedir oscilaciones subarmónicas y ofrecer la propiedad de alimentación directa. La figura 10-31 muestra las formas de onda para un convertidor directo del tipo que se muestra en la figura 10-29*b*, donde la pendiente de la forma de onda de compensación de pendiente es la mitad de la pendiente de la corriente del inductor cuando el interruptor está apagado. Con voltajes dados de entrada y salida, la relación de trabajo es D_1 y la forma de onda de la corriente del inductor i_L se representa por las líneas sólidas. Si se incrementa el voltaje de entrada pero el voltaje de salida debe permanecer sin cambios, la relación de trabajo se reduce a D_2 y la forma de onda de la corriente del inductor se representa por las líneas punteadas. El valor medio de la corriente del inductor, que es igual a la corriente de carga, permanece igual en ambos casos a pesar de un cambio en el voltaje de entrada. Esto muestra la propiedad de la alimentación directa del voltaje del control de modo de corriente con una compensación apropiada de la pendiente.

El control por modo de corriente tiene varias ventajas en comparación con el control convencional PWM de relación de trabajo directo:

1. *Limita la corriente pico del interruptor.* Como la corriente del interruptor se mide en forma directa o la corriente se mide en alguna parte del circuito (por ejemplo, a través del inductor de salida) donde representa la corriente del interruptor sin retraso, el valor pico de la corriente del interruptor puede limitarse simplemente por la colocación de un límite superior sobre el voltaje de control. Esto se realiza fácilmente en los controladores que controlan $\hat{I}_L$.
2. *Remueve un polo* (correspondiente al inductor del filtro de salida) de la función de transferencia de control a salida $\tilde{v}_o(s)/\tilde{v}_c(s)$, lo que simplifica la compensación en el sistema de realimentación negativa, en especial en presencia del cero de la mitad derecha del plano.
3. Permite un *diseño modular* de fuentes de alimentación mediante la compartición de corrientes iguales, donde se operan varias fuentes de alimentación en paralelo para proporcionar corrientes iguales si se alimenta el mismo voltaje de control a todos los módulos.
4. Produce una *excursión de flujo simétrico* en un convertidor de contratase *(push-pull)*, lo que elimina el problema de la saturación del núcleo del transformador.
5. *Proporciona la alimentación directa del voltaje de entrada.* Como lo muestra la figura 10-31, la alimentación directa del voltaje de entrada se logra en forma automática, lo que genera un rechazo excelente de transitorios de la línea de entrada.

10-5-6 CONTROL DE MODULACIÓN DIGITAL DE ANCHO DE PULSOS

Desde hace unos años existe un continuo intento de aplicar los tipos de controles recién mencionados por medio de controladores digitales. La principal ventaja de un planteamiento digital sobre su contraparte analógica son 1) una menor susceptibilidad a los cambios del ambiente, como temperatura, fluctuaciones de voltaje de suministro, envejecimiento de componentes, etc., y 2) la posibilidad de una menor cantidad de

piezas, lo que mejora la confiabilidad de suministro. Se puede instrumentar un control proporcional-integral-diferencial (PID) en el hardware, software o ambos para minimizar el error de estado permanente y obtener una respuesta satisfactoria de transitorios.

10-6 PROTECCIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Además de un control estable que proporcione un desempeño correspondiente de estados permanente y transitorios, es importante que el control de la fuente de alimentación también ofrezca protección contra condiciones de operación anormales. Estas características protectoras se explican por medio de un PWM IC de relación de trabajo directo que pertenece a la familia 1524, que se usa en gran número de fuentes de alimentación.

El modulador UC1524A es una versión mejorada del modulador original. Se usa para frecuencias de conmutación de hasta 500 kHz. El diagrama de bloques del UC1524A se muestra en la figura 10-32*a*. El circuito de referencia interna provee una salida regulada de 5 V (pin 16) para las variaciones de voltaje de alimentación de entrada en el rango de 8 a 40 V (pin 15).

Un amplificador de errores (del tipo de transconductancia) permite comparar el voltaje medido de salida de la fuente de alimentación (conectado al pin 1) con la referencia o el voltaje de salida deseado (conectado al pin 2) del amplificador. Se conecta una red de realimentación correspondiente para proporcionar compensación y la ganancia del lazo desde la salida del amplificador de errores (pin 9) a la entrada de inversión (pin 1). Si se usa un amplificador de errores separado, como se ve en la sección 10-5-3, este amplificador de errores se puede cablear para formar un amplificador no inversor con una ganancia unitaria. Los parámetros R_T y C_T (entre los pins 6 y 7 a tierra) determinan la frecuencia del oscilador que produce una forma de onda de dientes de sierra en el pin 7. La frecuencia del oscilador se determina como

$$\text{Frecuencia del oscilador (kHz)} = \frac{1.15}{R_T(k\Omega) \times C_T(\mu F)} \tag{10-118}$$

La forma de onda de dientes de sierra se compara con la salida del amplificador de errores en un comparador para determinar la relación de trabajo de los interruptores. La salida del oscilador (pin 3) es un pulso de reloj estrecho de 3.5 V de un ancho de pulso de 0.5 μs con una frecuencia determinada por la ecuación 10-118.

Este circuito integrado permite el control PWM de convertidores de contrafase y puente (semipuente y puente completo) donde se deben controlar en forma alternada dos interruptores (o pares de interruptores). La comparación de la forma de onda de dientes de sierra con la salida del amplificador de errores y el biestable (disparado por el pulso de reloj del oscilador) y compuertas lógicas ofrece mandos de base positiva alternativamente a los interruptores de salida A y B, lo que sirve para accionar los interruptores de potencia. Un periodo completo de conmutación requiere dos ciclos de frecuencia del oscilador, y por tanto la frecuencia de operación de los interruptores es la mitad de la frecuencia del oscilador. El enclavado de PWM asegura que sólo se permita un pulso individual para alcanzar la etapa de salida correspondiente dentro de cada periodo.

Hay otra función significativa del pulso de reloj de salida del oscilador. Conforme la relación de trabajo del interruptor se acerca a 0.5, este pulso estrecho asegura un tiempo de supresión entre el apagado y encendido de los interruptores del convertidor (o pares de interruptores). La selección de C_T determina el tiempo de borrado desde 0.5 μs hasta incluso 4 μs. La frecuencia del oscilador se determina por la ecuación 10-118, mediante la selección de R_T, mientras que C_T se selecciona para producir el tiempo de supresión deseado.

La función de transferencia entre la relación de trabajo de una de las dos salidas como función del voltaje de entrada en el pin 9 (que es la salida del amplificador de errores integrado en este IC) se muestra en la figura 10-32*b*. Para controlar los convertidores de un solo interruptor (como el directo y el flyback), ambos interruptores de IC, A y B, se conectan en paralelo y la relación de trabajo del interruptor puede ascender hasta 0.95.

Algunas características de protección se explican en las siguientes secciones.

10-6-1 ARRANQUE SUAVE

El arranque suave en fuentes de alimentación CC de modo conmutado se proporciona por el lento incremento de la relación de trabajo y por ende del voltaje de salida, después del encendido del voltaje de entrada. Esto se logra mediante la conexión de un circuito sencillo al pin 9.

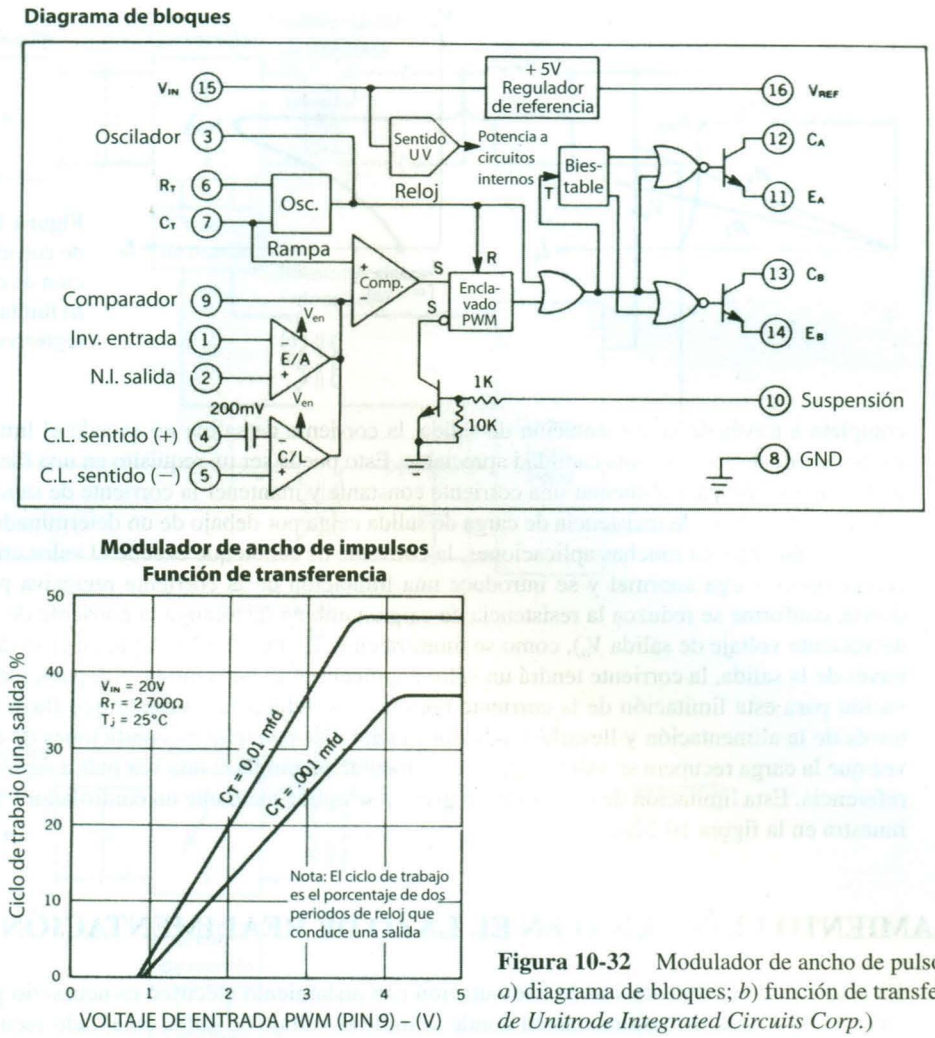


Figura 10-32 Modulador de ancho de pulsos UC1524A: *a*) diagrama de bloques; *b*) función de transferencia. (*Cortesía de Unitrode Integrated Circuits Corp.*)

10-6-2 PROTECCIÓN DEL VOLTAJE

La protección contra la tensión máxima y mínima se incorpora si se agregan unos cuantos componentes externos al pin de suspensión 10.

10-6-3 LIMITACIÓN DE LA CORRIENTE

Para la protección contra la corriente máxima en la salida, la corriente de salida del circuito se detecta mediante la medición del voltaje a través de una resistencia de detección. Este voltaje se aplica a través de los pines 4 y 5. Cuando este voltaje detectado excede un umbral de compensación de temperatura de 200 mV, la salida del amplificador de errores se jala a tierra y disminuye en forma lineal el ancho de pulsos de la salida.

10-6-3-1 Limitación de corriente regresiva

Si la ganancia de la etapa de limitación de corriente es alta en una fuente de alimentación constante limitada por corriente, la característica de alimentación $V_o - I_o$ puede ser como se muestra en la figura 10-33*a*, donde, una vez que se alcanza un valor crítico de la corriente I_{limit}, no se permite que I_o aumente más, y el voltaje de salida V_o depende de la línea de carga. Por tanto, una resistencia de carga R_1 produce un voltaje de salida V_{o1} y una resistencia de carga R_2 produce V_{o2}, como se muestra en la figura 10-33*a*. Incluso con un cortocircuito

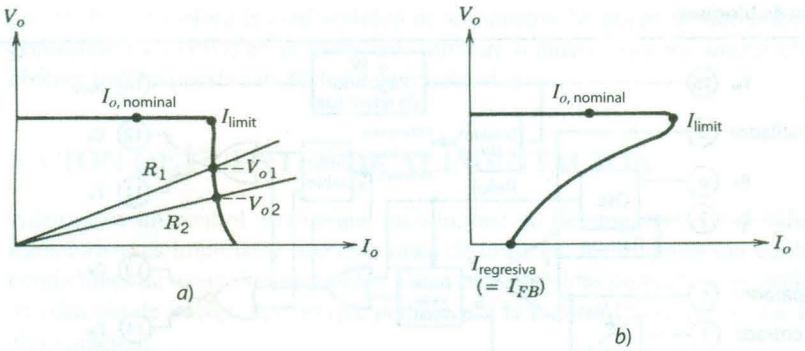


Figura 10-33 Limitación de corriente: *a*) limitación de corriente constante; *b*) limitación de la corriente regresiva.

completo a través de la alimentación de salida, la corriente de salida no excede el límite de corriente (un parámetro de diseño) por una cantidad apreciable. Esto puede ser un requisito en una fuente de alimentación de CC que se use para alimentar una corriente constante y mantener la corriente de salida en un valor especificado una vez que la resistencia de carga de salida caiga por debajo de un determinado valor.

Sin embargo, en muchas aplicaciones, la corriente de salida que excede el valor crítico representa una condición de carga anormal y se introduce una limitación de la corriente regresiva polarización inversa donde, conforme se reduzca la resistencia de carga, también disminuye la corriente de salida (junto con el decreciente voltaje de salida V_o), como se muestra en la figura 10-33*b*. Aquí, en caso de un cortocircuito a través de la salida, la corriente tendrá un valor I_{FB} mucho más pequeño en comparación con I_{limit}. La motivación para esta limitación de la corriente regresiva es reducir la corriente que fluye innecesariamente a través de la alimentación y llevarla a un valor mucho más pequeño en condiciones de carga anormal. Una vez que la carga recupera su valor normal, la alimentación empieza una vez más a regular a V_o a su valor de referencia. Esta limitación de la corriente regresiva se aplica mediante un controlador PWM como el que se muestra en la figura 10-32*a*.

10-7 AISLAMIENTO ELÉCTRICO EN EL LAZO DE REALIMENTACIÓN

En una fuente de alimentación de conmutación con aislamiento eléctrico es necesario proveer aislamiento eléctrico en la ruta de realimentación donde se mide el voltaje de salida en el lado secundario del transformador de potencia de alta frecuencia para controlar los interruptores de potencia que se encuentran en el lado primario del transformador de potencia de alta frecuencia. En las figuras 10-34*a* y 10-34*b* se presentan dos opciones.

En el control del lado secundario de la figura 10-34*a*, el controlador PWM, como el UC1524A que se analizó antes, se encuentra en el lado secundario del transformador de potencia. Su voltaje de alimentación (o polarización) proviene de una alimentación polarizada a través de un transformador de aislamiento desde el lado primario. Las señales al circuito de accionamiento de los interruptores provienen de pequeños transformadores de señales y mantienen de esta manera el aislamiento en el lazo de realimentación.

Como alternativa se muestra el control del lado primario en la figura 10-34*b*, donde el controlador PWM se encuentra en el lado primario, junto con los interruptores de potencia. Esto requiere aislamiento eléctrico entre el amplificador de errores de voltaje de salida y el controlador PWM. Las ventajas de tener el controlador PWM en el mismo lado de los interruptores son simplificar la interconexión con el circuito de accionamiento de los interruptores y permitir el control de alimentación del voltaje de entrada.

Una manera de aplicar el aislamiento en el control de la figura 10-34*b* es un acoplador óptico entre la salida de CC del amplificador de errores y el controlador PWM. Sin embargo, el acoplador óptico presenta varios inconvenientes, como una inestabilidad de la ganancia del acoplador óptico con temperatura y tiempo, lo que dificulta garantizar la estabilidad y el desempeño de la fuente de alimentación.

La otra opción para controlar el lado primario es un oscilador modulado por amplitud, como el UC1901, que se muestra en la figura 10-35. La salida del oscilador de alta frecuencia se acopla a través de un transformador pequeño de señales de alta frecuencia a un demodulador que alimenta el voltaje de error de CC al controlador PWM. La referencia 24 ofrece una descripción detallada de esta técnica de aislamiento por realimentación.

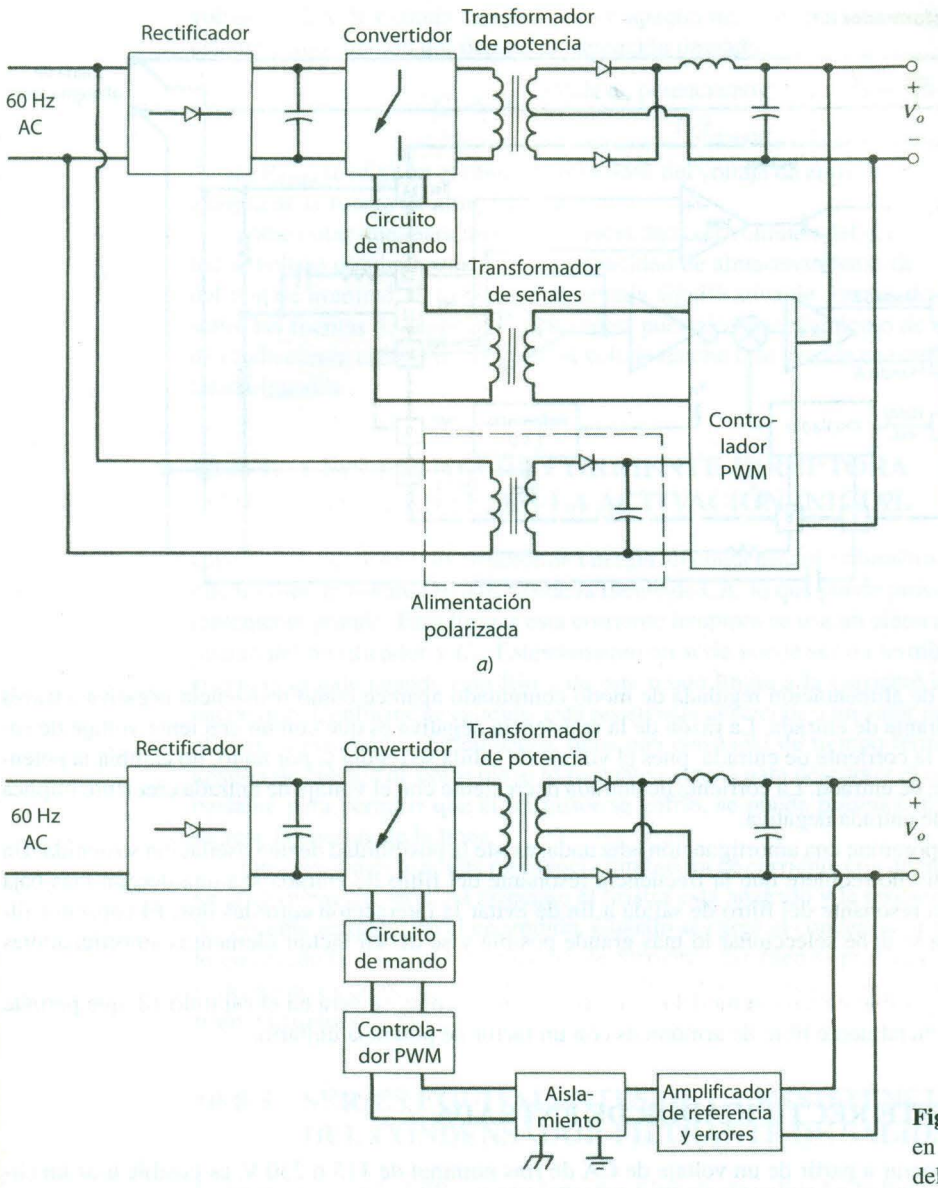


Figura 10-34 Aislamiento eléctrico en el lazo de realimentación: *a*) control del lado secundario; *b*) control del lado primario.

10-8 DISEÑAR PARA CUMPLIR CON LAS ESPECIFICACIONES DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Las fuentes de alimentación tienen que cumplir con varias especificaciones. Las consideraciones se analizarán en las siguientes secciones.

10-8-1 FILTRO DE ENTRADA

Un filtro de paso bajo simple, como un filtro de una sola etapa que consista en L y C, como se muestra en la figura 10-36, puede servir en la entrada de la alimentación de modo conmutado para mejorar su factor de potencia de operación y reducir el EMI conducido. Desde el punto de vista de eficiencia de energía, este filtro debe tener la menor pérdida de potencia posible. No obstante, se debe tomar en cuenta la posibilidad de oscilaciones en presencia de estos filtros de pérdidas bajas.

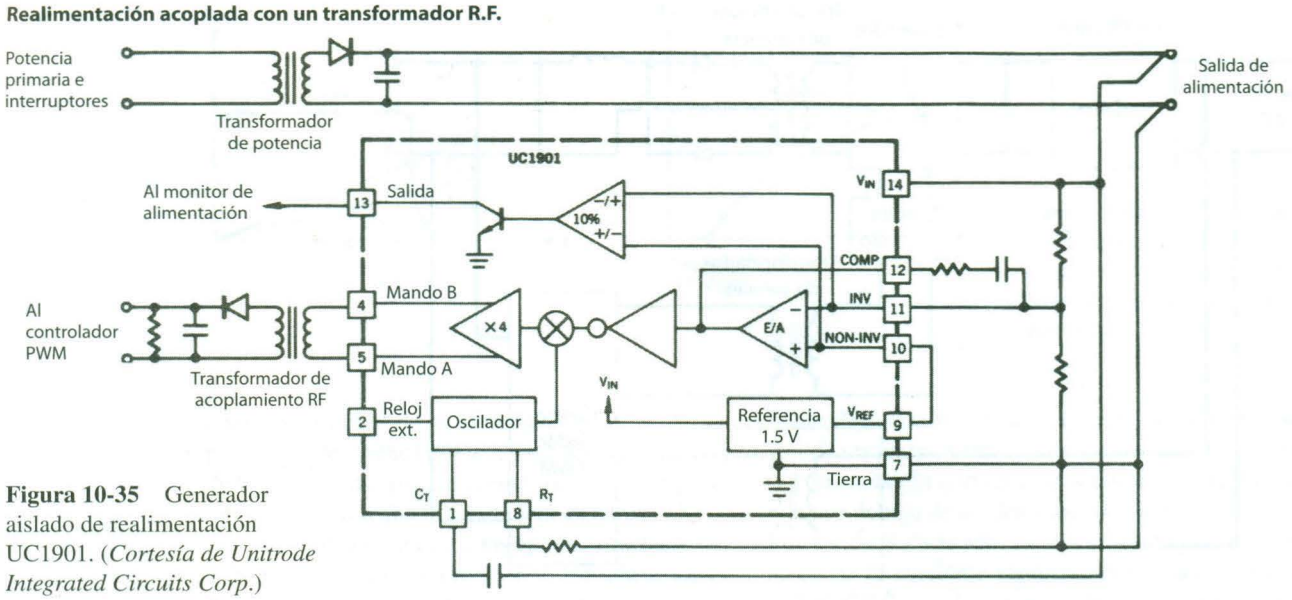


Figura 10-35 Generador aislado de realimentación UC1901. (*Cortesía de Unitrode Integrated Circuits Corp.*)

Una fuente de alimentación regulada de modo conmutado aparece como resistencia negativa a través del capacitor filtrante de entrada. La razón de la resistencia negativa es que con un creciente voltaje de entrada disminuye la corriente de entrada, pues el voltaje de salida se regula y, por tanto, no cambia la potencia de salida ni la de entrada. La corriente de entrada decreciente con el voltaje de entrada creciente implica una resistencia de entrada negativa.

Si no se proporciona una amortiguación adecuada, existe la posibilidad de una oscilación sostenida. Un criterio útil de diseño requiere que la frecuencia resonante del filtro de entrada sea una década más baja que la frecuencia resonante del filtro de salida a fin de evitar la interacción entre las dos. El capacitor filtrante de entrada se debe seleccionar lo más grande posible y se deben incluir elementos amortiguadores adicionales.

También es posible proveer el modelado activo de ondas, como se verá en el capítulo 18, que permite una corriente esencialmente libre de armónicos con un factor de potencia unitario.

10-8-2 PUENTE RECTIFICADOR DE ENTRADA

A fin de poder operar a partir de un voltaje de CA de rms nominal de 115 o 230 V, es posible usar un circuito duplicador de voltaje como el de la figura 5-27, en el capítulo 5.

10-8-3 CONDENSADOR VOLUMÉTRICO Y TIEMPO DE RETENCIÓN

El condensador de enlace de CC C_d, más conocido como condensador (o capacitor) volumétrico, reduce la ondulación de voltaje en la entrada al convertidor de CC-CC. Además, proporciona un tiempo de retención durante el cual la alimentación regulada sigue proporcionando la salida del voltaje regulado en ausencia del

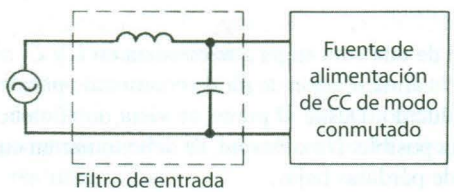


Figura 10-36 Filtro de entrada.

voltaje de CA de entrada causada por un apagón momentáneo de energía. El capacitor volumétrico C_d se calcula como función del tiempo de detención deseado:

$$C_d \simeq 2 \times \frac{\text{salida de potencia nominal} \times \text{tiempo de retención}}{(V_{d,\text{nominal}}^2 - V_{d,\text{mín}}^2) \times \eta} \tag{10-119}$$

donde $V_{d,\text{mín}}$ se elige en el rango de 60 a 75% del voltaje de entrada nominal $V_{d,\text{nominal}}$ y η es la eficiencia de energía de la fuente de alimentación.

Cabe notar que, para una capacitancia dada, el volumen del capacitor es aproximadamente proporcional al voltaje nominal, y la máxima capacidad de almacenamiento de energía es proporcional al cuadrado del voltaje nominal. Esto destaca la ventaja significativa de fuentes de alimentación de modo conmutado sobre las fuentes de alimentación lineales, pues el almacenamiento de energía en fuentes de alimentación de modo conmutado se realiza con un voltaje mucho más grande en comparación con las fuentes de alimentación lineales.

10-8-4 LIMITACIÓN DE CORRIENTE IRRUPTORA (SOBRECORRIENTE) EN LA ACTIVACIÓN INICIAL

Cuando se enciende el interruptor de energía, el condensador volumétrico C_d aparece al principio en forma eficaz como cortocircuito a través de la fuente de CA, lo que puede provocar una corriente irruptora inaceptablemente grande. Para limitar esta corriente irruptora se usa un elemento en serie entre el lado de CC del puente del rectificador y C_d. Este elemento en serie puede ser un termistor, que inicialmente tiene una resistencia grande cuando está frío y de este modo limita a la corriente irruptora cuando el interruptor está encendido. Conforme se calienta, esta resistencia desciende a un valor razonablemente bajo para rendir una eficiencia razonable. Sin embargo, tiene una constante de tiempo térmica larga y, por ende, si ocurre un apagón de energía de corto plazo lo bastante extenso para descargar el condensador volumétrico pero no lo bastante para permitir que el termistor se enfríe, se puede presentar una gran corriente irruptora cuando regrese la energía de la línea.

Otra opción es usar una resistencia limitadora de corriente con un tiristor en paralelo para que componga el elemento en serie. Al principio el tiristor está apagado y la resistencia limitadora de corriente detiene la corriente irruptora en el encendido. Cuando se carga el condensador volumétrico, el tiristor se enciende, lo que evade la resistencia limitadora de corriente. También es posible diseñar el elemento en serie mediante dispositivos como un MOSFET o un IGBT. El dispositivo se enciende poco a poco, lo que limita la corriente irruptora de pico.

10-8-5 SERIES EQUIVALENTES DE LA RESISTENCIA DEL CONDENSADOR FILTRANTE DE SALIDA

Es necesario que la ESR del condensador filtrante de salida en la figura 10-37 sea lo más baja posible. En aplicaciones de conmutación de alta frecuencia, la ESR contribuye de manera significativa a los valores de pico a pico y rms de la ondulación en el voltaje de salida (véase el problema 10-16). La derivación pico en el voltaje de salida según su valor de estado permanente que sigue a un cambio de paso en la carga, también depende del condensador de ESR. Para un cambio de paso de la carga, el inductor filtrante de salida en la figura 10-37 actúa como fuente de corriente constante durante este transitorio de la carga, y el capacitor filtrante suministra el cambio en la corriente de carga como transitorio. Por ende, acorde con un transitorio de carga,

$$\Delta V_o = -\text{ESR} \times \Delta I_o \tag{10-120}$$

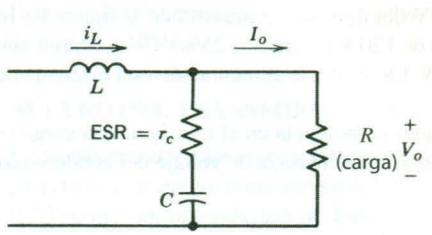


Figura 10-37 ESR en el condensador de salida.

10-8-6 RECTIFICADOR SÍNCRONO PARA MEJORAR LA EFICIENCIA DE ENERGÍA

Existe una creciente demanda para equipos como computadoras de fuentes de alimentación con tensiones incluso menores a 5 V (por ejemplo, en el rango de 2 a 3 V) como consecuencia de la creciente integración de compuertas lógicas en un sustrato monolítico individual. En fuentes de alimentación de conmutación con un voltaje de salida bajo, los diodos en la etapa del rectificador de salida pueden ser la fuente mayor de la pérdida de potencia. Aun los muy comunes diodos Schottky tienen una caída de voltaje relativamente grande y, por ende, una pérdida de potencia grande en estas aplicaciones de voltaje de salida bajo. Como remedio se usan MOSFET de bajo voltaje con una resistencia baja de estado activo $r_{DS(enc)}$ y BJT de bajo voltaje con un voltaje de estado activo muy bajo $V_{CE(sat)}$ para remplazar los diodos en la etapa de salida. Los dispositivos en esta aplicación suelen conocerse como rectificadores síncronos.

10-8-7 SALIDAS MÚLTIPLES

Para una fuente de alimentación múltiple, la regulación dinámica de cruce se refiere a la calidad con que la fuente de alimentación regula el voltaje de su salida regulada si ocurre un cambio de carga en una de sus salidas no reguladas. Para inductores filtrantes separados que se usan para cada salida múltiple, la regulación dinámica de cruce es muy deficiente. La razón es que un cambio de carga en una de las salidas no reguladas tarda mucho en manifestar su efecto en la salida no regulada y hasta que el controlador tome la medida correctiva. Si los inductores filtrantes de salida están acoplados (es decir, devanados en un solo núcleo), la regulación dinámica de cruce es mucho mejor, pues el cambio en el voltaje de salida no regulado se propaga de inmediato a la salida regulada y de esta manera obliga a actuar al controlador de realimentación.

10-8-8 CONSIDERACIONES DE EMI

Las fuentes de alimentación de conmutación deben cumplir con las especificaciones de EMI conducidos y radiados. Estas especificaciones y los filtros de EMI se abordarán en el capítulo 18.

RESUMEN

En este capítulo se analizan los principios que rigen el diseño exitoso de fuentes de alimentación de conmutación. Se cubren varios temas que tienen que ver sólo con el diseño de fuentes de alimentación de conmutación. Estos temas son las topologías de convertidores, la excitación de núcleos de transformadores, diferentes tipos de controles y la compensación del lazo de realimentación en fuentes reguladas, la protección de fuentes de alimentación, la provisión de aislamiento en el lazo de realimentación así como consideraciones de diseño para cumplir con las especificaciones de las fuentes de alimentación.

PROBLEMAS

FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES

10-1 Una fuente de alimentación regulada lineal de 12 V del tipo que se muestra en la figura 10-1*a* está diseñada para operar con un voltaje de CA de 60 Hz en un rango de 120 V (+10%, −25%). Con la carga máxima, la ondulación de pico a pico en el voltaje del condensador es 1.0 V. La fuente de alimentación está diseñada de modo que $V_{d,mín} - V_o = 0.5$ V en la figura 10-1*b*.

Calcule la pérdida de eficiencia debida a pérdidas de potencia en el transistor con carga completa, con el voltaje de entrada en su máximo. (*Pista:* Aproxime las formas de onda de voltaje del condensador con segmentos de línea recta.)

CONVERTIDOR FLYBACK

10-2 Un convertidor flyback trabaja en modo de desmagnetización completa. Deduzca la relación de transferencia de voltaje V_o/V_d en términos de la resistencia de carga R, frecuencia de conmutación f_s, inductancia del transformador L_m y relación de trabajo D.

10-3 En un convertidor flyback regulado con una relación de vueltas de 1: 1, $V_o = 12$ V, V_d es 12-24 V, P_{carga} es 6-60 W y la frecuencia de conmutación $f_s = 200$ kHz. Calcule el valor máximo posible de la inductancia magnetizadora L_m si se requiere que el convertidor siempre opere en modo de desmagnetización completa (equivalente al modo de conducción discontinua). Suponga componentes ideales.

10-4 Un convertidor flyback opera en modo de desmagnetización completa con una relación de trabajo de 0.4. En la misma aplicación, otra opción puede ser la conexión en paralelo de dos convertidores flyback de tamaño medio, como se muestra en la figura 10-9*b*. Compare la ondulación de las formas de onda de la corriente de entrada i_d y la corriente de la etapa de salida i_o en estas dos opciones, suponiendo un condensador de salida muy grande, de modo que $v_o(t) \simeq V_o$.

CONVERTIDOR DIRECTO

10-5 Se va a diseñar una fuente de alimentación de modo conmutado con las siguientes especificaciones:

$$V_d = 48\ V \pm 10\ \%$$

$$V_o = 5\ \text{V} \quad \text{(regulado)}$$

$$f_s = 100\ \text{kHz}$$

$$P_{\text{carga}} \text{ es } 15\text{-}50\ \text{W}$$

Se elige un convertidor directo que opera en *modo de conducción continua* con un devanado desmagnetizador ($N_3 = N_1$). Suponga que todos los componentes son ideales con excepción de la presencia de la inductancia de magnetización del transformador.

a) Calcule N_2/N_1 si se desea que esta relación de vueltas sea lo más pequeña posible.

b) Calcule el valor mínimo de la inductancia filtrante.

10-6 Un convertidor directo con un devanado desmagnetizador está diseñado para operar con una relación de trabajo máxima $D_{\text{máx}}$ de 0.7. Calcule el voltaje nominal del interruptor en términos del voltaje de entrada V_d.

10-7 En el circuito de la figura 10-12*b* con dos convertidores directos en paralelo, trace las formas de onda de la corriente de entrada i_d e i_L si cada convertidor opera con una relación de trabajo de 0.3 en modo de conducción continua.

Compare estas dos formas de onda con las que ocurren si se usa un solo convertidor directo (con el doble de potencia nominal pero el mismo valor de la inductancia filtrante de salida, como en la figura 10-12*b*). Suponga que $v_o(t) \simeq V_o$.

CONVERTIDORES DE CONTRAFASE (PUSH-PULL)

10-8 En el convertidor de contrafase de la figura 10-13*a*, suponga que las pérdidas son de cero y cada relación de trabajo del interruptor es 0.25. El transformador tiene una inductancia magnetizadora finita, e i_m es la corriente magnetizadora.

a) Con una carga grande donde $i_L(N_2/N_1) \gg i_m$, trace las formas de onda i_m, i_{D1} e i_{D2}.

b) Con esencialmente ninguna carga, trace la forma de onda i_m y demuestre que el valor pico de i_m es más alto que en la parte *a*).

CONVERTIDORES DE FUENTE DE CORRIENTE

10-9 Deduzca la relación de transferencia de voltaje dada en la ecuación 10-36 en el convertidor de fuente de corriente de la figura 10-16.

NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

10-10 Un transformador para un convertidor de puente completo está construido con un material férrico con propiedades parecidas a las que se muestran en la figura 10-17*a* y 10-17*b*. Suponga que $V_d = 170$ V, $f_s = 50$ kHz y $(\Delta B)_{\text{máx}} = 0.2$ Wb/m^2 con una relación de trabajo del interruptor de 0.5. La medición de la corriente magnetizadora pico

arroja 1.0 A. Estime las pérdidas del núcleo en vatios en el transformador con 25°C por debajo de las condiciones de operación descritas.

10-11 Un núcleo de transformador toroidal está construido con un material cuyo bucle $B-H$ se muestra en la figura 10-17*a*. Se incluye un entrehierro cuya longitud es un centésimo de la longitud de la ruta de flujo en el núcleo. Trace el bucle *B-H* y calcule el flujo remanente en el núcleo con entrehierro.

CONTROL DE RELACIÓN DE TRABAJO DIRECTO

10-12 El convertidor directo de la figura 10-20*a* debe tener una frecuencia de cruce de ganancia $\omega_{cruce} = 10^5$ rad/s con un margen de fase de 30°. Utilice el trazado de Bode de las figuras 10-21*a* y 10-21*b* para la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$. La función de transferencia de PWM está dada por la figura 10-24.

Calcule los valores para R_2, C_1 y C_2 en el amplificador de errores compensados de la figura 10-27, suponiendo que $R_1 = 1$ kΩ.

10-13 Repita el problema 10-12 para un convertidor flyback, suponiendo que los trazados de Bode en las figuras 10-22*a* y 10-22*b* son para su función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$. Se requiere que la frecuencia de cruce ω_{cruce} y el margen de fase sean 5×10^3 rad/s y 30°, respectivamente.

CONTROL POR MODO DE CORRIENTE

10-14 En un convertidor directo con $N_1/N_2 = 1$, el voltaje de salida se regula para que sea 6.0 V por medio de un control por modo de corriente, donde la pendiente de la rampa de compensación de pendiente es la mitad de la pendiente de la corriente de entrada con el interruptor apagado.

Trace las formas de onda como en la figura 10-13 para demostrar que la corriente media del inductor permanece igual si V_d cambia de 10 a 12 V.

CAPACITOR DE TIEMPO DE RETENCIÓN

10-15 Una fuente de alimentación de 100-W con una eficiencia de carga completa de 85% tiene un tiempo de retención de 40 ms con carga completa cuando se alimenta con un voltaje de entrada nominal de 120 V a 60 Hz. Se emplea un rectificador de puente completo en la entrada. Si la fuente de alimentación sólo opera si el voltaje medio V_d es superior a 100 V, calcule el valor requerido del capacitor de entrada C_d. (*Pista:* Suponga que el voltaje del capacitor está cargado más o menos al pico del voltaje CA de entrada.)

ESR DEL CONDENSADOR FILTRANTE DE SALIDA

10-16 En el convertidor directo que se muestra en la figura 10-20*a*, utilice los valores numéricos dados pero suponga que r_L es cero. En una condición de operación en estado permanente, trace i_L, el voltaje a través de r_c, el voltaje a través de C y la ondulación en v_o. Compare la ondulación de pico a pico en los siguientes tres voltajes: v_o, el voltaje a través de C y el voltaje a través de r_c.

SIMULACIÓN MEDIANTE PSpice

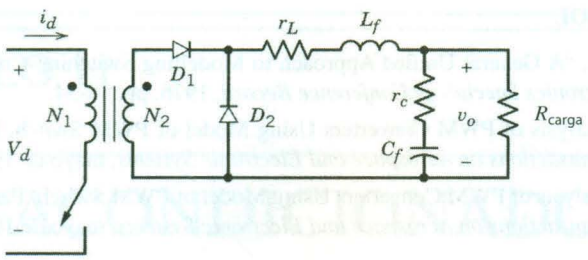
10-17 Con PSpice, simule el convertidor directo que se muestra en la figura P10-17.

a) Aplique un incremento de pasos de 0.1 V en el valor nominal de la referencia del voltaje de salida V_o igual a 4 V con 150 μs. Observe la respuesta del sistema.

b) Sustituya la etapa de potencia incluyendo el filtro de salida por una función de transferencia dada en la siguiente ecuación:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = 1.6 \times 10^4 \frac{s + 5 \times 10^4}{s^2 + (0.85 \times 10^4)_s + 10^8}$$

Aplique el cambio de pasos en V_o dados en la parte *a*) y compare los resultados.



Valores nominales:

$r_c = 10\ m\Omega$, $C_f = 2\,000\ \mu F$, $R_{carga} = 200\ m\Omega$,
$V_d = 24\ V$, $V_o = 4\ V$, $r_L = 10\ m\Omega$, $L_f = 5\ \mu H$,
$f_s = 200\ kHz$, $N_1/N_2 = 3$.

$$T_c(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_{o,\,ref}(s) - \tilde{v}_o(s)} = \frac{(27.5)s + 10^6}{[(6.05 \times 10^{-6})\,s^2 + 1.66\,s]}$$

$$T_m(s) = 0.34\ (-9.37\ dB)$$

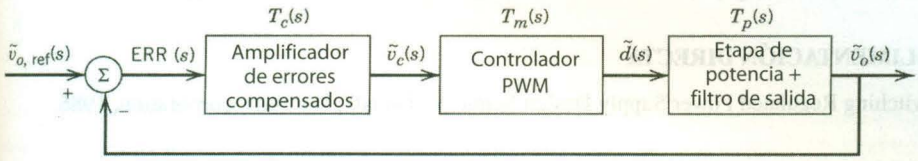


Figura P10-17 Según la referencia 5 del capítulo 4, "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis, and Education Using PSpice (evaluation, classroom version)", en un disquete con un manual, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.

REFERENCIAS

FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE CC DE MODO CONMUTADO

1. R. P. Severns y G. E. Bloom, *Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converter Circuits*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York, 1985.
2. K. Kit Sum, *Switch Mode Power Conversion-Basic Theory and Design*, Marcel Decker, Nueva York y Basilea, 1984.
3. R. E. Tarter, *Principles of Solid State Power Conversion*, H. W. Sams, Indianápolis, 1985.
4. G. Chryssis, *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, McGraw-Hill, Nueva York, 1984.

CONVERTIDORES FLYBACK

5. H. C. Martin, "Miniature Power Supply Topology for Low Voltage Low Ripple Requirements", U.S. Patent 4,618,919, 1986.

CONVERTIDORES DIRECTOS

6. B. Brakus, "100 Amp Switched Mode Charging Rectifier for Three-Phase Mains", *Proceedings of the IEEE/INTELEC 1984*, pp. 72-78.

CONVERTIDORES DE CONTRAFASE

7. R. Redl, M. Domb y N. Sokal, "How to Predict and Limit Volt-Second Unbalance in Voltage-Fed Push-Pull Converters", *PCI Proceedings*, abril de 1983, pp. 314-330.

CONVERTIDORES DE FUENTE DE CORRIENTE

8. Referencias 1 y 3.

NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

9. Ferroxcube, "Ferroxcube Linear Ferrite Materials and Components", Ferroxcube Corporation, Saugerties, Nueva York, 1988.

LINEALIZACIÓN DE CONTROL

10. R. D. Middlebrook y S. Cúk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, 1976, pp. 18-34.
11. V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch. Part 1: Continuous Conduction Mode", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, mayo de 1990, pp. 490-496.
12. V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch. Part 2: Discontinuous Conduction Mode", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, mayo de 1990, pp. 497-505.
13. Referencia 1.
14. R. D. Middlebrook, "Predicting Modulator Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops", 8th International Solid-State Power Electronics Conference, Dallas, 27 a 30 de abril de 1981.

CONTROL, COMPENSACIÓN DE REALIMENTACIÓN

15. K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1970.
16. H. Dean Venable, "The *k*-Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis", *Proceedings of Powercom 10*, San Diego, 22 a 24 de marzo de 1983.

CONTROL DE ALIMENTACIÓN DIRECTA

17. Unitrode, "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", Unitrode Corporation, 1986.

CONTROL POR MODO DE CORRIENTE

18. B. Holland, "Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter", *Proceedings of the Powercon 11*, 1984, pp. I-2-1-I-2-6.
19. R. Redl y N. Sokal, "Current-Mode Control, Five Different Types, Used with the Three Basic Classes of Power Converters", *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, 1985, pp. 771-785.
20. Referencia 14.

CONTROL DIGITAL

21. C. P. Heinze y N. Mohan, "Modeling and Implementation of a Digitally Controlled Power Converter Using Duty-Ratio Quantization", *Proceedings of ESA (European Space Agency) Sessions at the 1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1985, pp. 245-255.

TIEMPO DE RETENCIÓN Y ESR DE CONDENSADOR

22. B. Landon, "Myth-Holdup Is Free with SMPS", *Powerconversion International Magazine*, octubre de 1981, pp. 72-80.
23. W. Chase, "Capacitors for Switching Regulator Filters", *Powerconversion International Magazine*, mayo de 1981, pp. 57-60.

AISLAMIENTO ELÉCTRICO EN EL BUCLE DE REALIMENTACIÓN

24. Unitrode, *Unitrode Applications Handbook 1987-1988*, Unitrode Corporation, Merrimack, 1987.

LIMITACIÓN DE CORRIENTES IRRUPTORAS

25. R. Adair, "Limiting Inrush Current to a Switching Power Supply Improves Reliability, Efficiency", *Electronic Design News* (EDN), 20 de mayo de 1980.

EMI

26. D. L. Ingram, "Designing Switch-Mode Converter Systems for Compliance with FCC Proposed EMI Requirements", *Power Concepts*, 1977, pp. G1-1-G1-11.

CAPÍTULO 11

ACONDICIONADORES DE POTENCIA Y FUENTES DE ALIMENTACIÓN ININTERRUMPIDA

11-1 INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores mencionamos que los convertidores de la electrónica de potencia producen EMI e inyectan armónicos de corriente en el sistema de distribución de electricidad. En el capítulo 18 veremos una interconexión entre un sistema de electrónica de potencia y el sistema de distribución de electricidad que minimiza estos problemas potenciales. En el presente capítulo nos centraremos en las perturbaciones del sistema de suministro de energía (red eléctrica) y en la utilidad de los convertidores de electrónica de potencia para impedir que dichas perturbaciones trastornen la operación de cargas críticas, como computadoras que controlen procesos importantes, equipos médicos, etcétera.

11-2 PERTURBACIONES DE LA RED ELÉCTRICA

Idealmente, el voltaje suministrado por la red eléctrica debe ser una onda sinusoidal perfecta sin armónicos en su frecuencia nominal de 60 Hz y en su magnitud nominal. Para un sistema trifásico, las tensiones deben formar un conjunto equilibrado donde cada fase esté desplazada 120° respecto de las demás.

11-2-1 TIPOS DE PERTURBACIONES

En la práctica, sin embargo, las tensiones se desvían de manera significativa de la condición ideal debido a las perturbaciones de la red eléctrica que se mencionan a continuación:

- **Sobretensión.** La magnitud de tensión es sustancialmente más alta que su valor nominal para un periodo sostenido de unos cuantos ciclos.
- **Tensión insuficiente (brownout).** La tensión es sustancialmente más baja que su valor nominal para unos cuantos ciclos.
- **Apagón (blackout).** La tensión del sistema de suministro de energía colapsa para unos cuantos ciclos o más.
- **Pulsos parásitos de voltaje.** Estos pulsos están superpuestos sobre las formas normales de ondas de 60 Hz y ocurren ocasionalmente (no en forma repetitiva). Pueden ser del tipo de modo de línea (modo diferencial) o del modo común.
- **Forma de onda de voltaje truncado.** Esto se refiere al truncado repetitivo de la forma de onda del voltaje y las llamadas asociadas, como se muestra en la figura 11-1*a*.

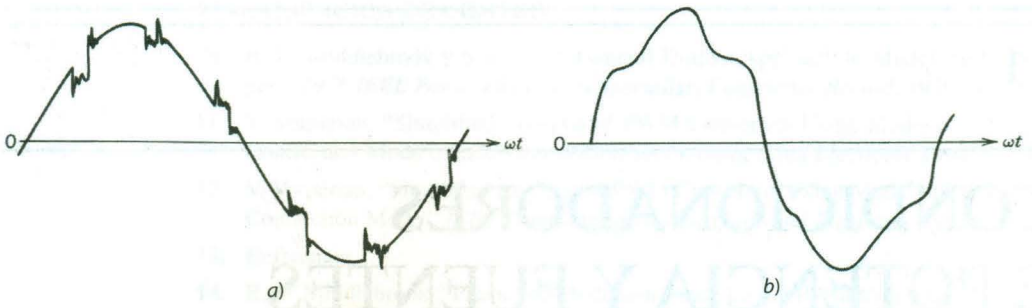


Figura 11-1 Posibles perturbaciones en el voltaje de entrada: *a*) forma de onda de voltaje truncado; *b*) forma de onda de voltaje distorsionado debido a armónicos.

- **Armónicos.** Una forma de onda de voltaje distorsionado, como se muestra en la figura 11-1*b*, contiene componentes de voltaje armónicos en frecuencias armónicas (por lo general, múltiplos de bajo orden de la frecuencia de línea). Estos armónicos existen en forma sostenida.
- **Interferencia electromagnética.** Esto se refiere al ruido de alta frecuencia que llega por la línea de la red eléctrica o radiado desde su fuente.

11-2-2 FUENTES DE PERTURBACIONES

Las fuentes que producen estas perturbaciones son muy diversas. Se ocasionan sobretensiones por disminuciones repentinas en la carga del sistema, lo que causa el aumento del voltaje. Las tensiones bajas se ocasionan por condiciones de sobrecarga, por el arranque de motores de inducción o por muchas otras razones. Ocasionales picos grandes de voltaje pueden ser el resultado de la entrada o salida de condensadores de corrección de factores de potencia, líneas de energía o incluso motores de bombas o compresores en las inmediaciones. El truncado de la forma de onda de voltaje puede ser consecuencia de convertidores de tiristores de CA a CC de frecuencia de línea del tipo que se analiza en el capítulo 6, en caso de que se usen estos convertidores para la interconexión de equipos electrónicos con el sistema de suministro de energía. Estos convertidores producen un cortocircuito en la fuente de tensión de CA a través de la impedancia de CA del sistema en forma repetitiva. Los armónicos de voltaje pueden ser resultado de diversas fuentes, como la saturación magnética de transformadores del sistema de energía y las corrientes armónicas inyectadas por cargas de electrónica de potencia. Estas corrientes armónicas que fluyen a través de las impedancias del sistema de CA producen voltajes armónicos. La mayoría de los equipos de electrónica de potencia produce interferencias debido a la conmutación rápida de tensiones y corrientes, como veremos en el capítulo 18.

11-2-3 EFECTOS SOBRE LA SENSIBILIDAD DEL EQUIPO

El efecto de estas perturbaciones de líneas de energía sobre la sensibilidad de los equipos depende de los siguientes factores: 1) tipo y magnitud de la perturbación de la línea de energía; 2) tipo de equipo y calidad de su diseño, y 3) el uso de cualquier tipo de acondicionador de potencia. Las tensiones máximas y mínimas sostenidas pueden causar que el equipo se desconecte, lo cual es muy indeseable en ciertas aplicaciones. Grandes picos de voltaje pueden causar una falla de hardware en el equipo. Los fabricantes de equipos esenciales con frecuencia ofrecen cierto grado de protección por medio de la incorporación de supresores de oleadas, como varistores de óxido metálico (MOV) en la entrada. Sin embargo, los picos de una magnitud muy grande en combinación con una alta frecuencia de ocurrencia aún pueden producir fallas de hardware. Las formas de ondas de voltaje truncado y los armónicos de voltaje tienen el potencial de interferir con el equipo si éste no está diseñado para resistir estos efectos. Los estabilizadores de potencia que consisten en filtros y un transformador de aislamiento corrigen estos problemas.

El efecto de un apagón del sistema de suministro de energía depende de la duración del apagón y del diseño del equipo. Por ejemplo: la fuente de alimentación de una computadora personal puede estar diseñada de forma que, para un apagón de menos de 100 ms, la energía se produzca a través de los circuitos y mantenga su valor nominal, sin ningún efecto en la operación de la computadora. En caso de un apagón de duración más larga, después de un intervalo de 100 ms, una señal lógica dentro de la computadora permite a su unidad central de procesamiento (CPU) unos 50 ms adicionales para respaldar información, y después todos los voltajes de salida de la fuente de alimentación disminuyen rápidamente. La figura 11-2 muestra la

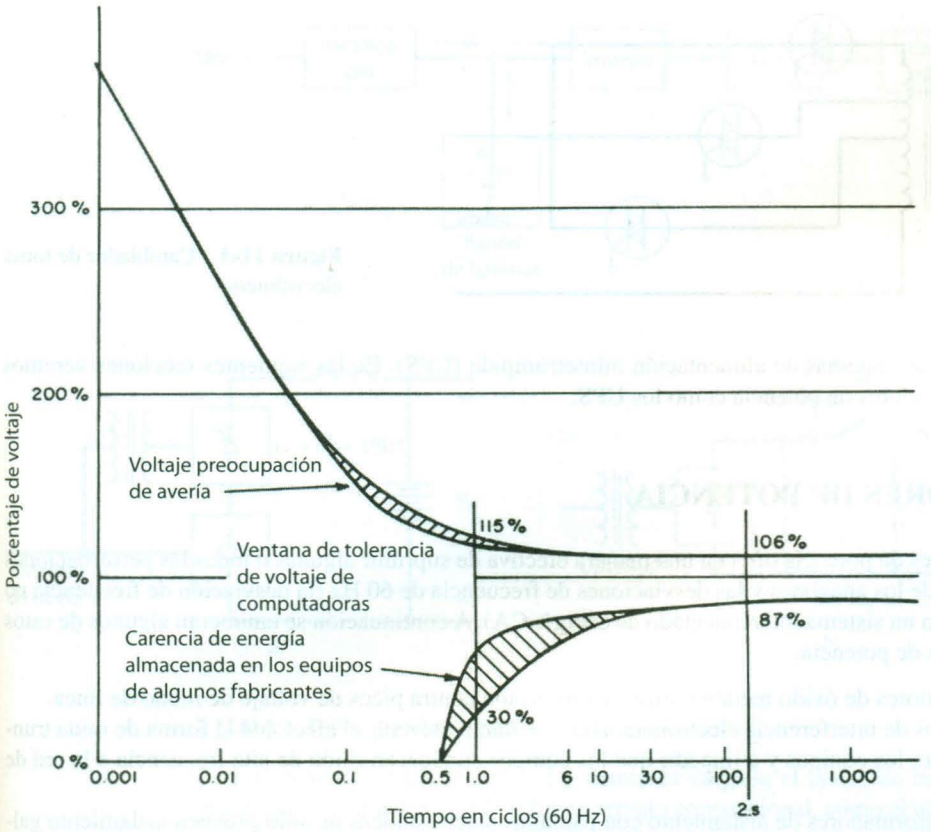


Figura 11-2 Ventana típica de tolerancia de voltaje de sistema de computadoras. (*Fuente:* Norma IEEE 446, "Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications".)

tolerancia de grandes computadoras centrales a perturbaciones de la línea de energía. Después de este periodo de tolerancia se puede iniciar un proceso de respaldo y ocurre la suspensión durante un tiempo. La calidad normal de potencia especificada por los principales fabricantes de computadoras se encuentra en la tabla 11-1. En caso de aplicaciones críticas donde esta suspensión es inaceptable, el respaldo de la red de

Tabla 11-1 Rango normal de calidad de energía de entrada y parámetros de carga de los principales fabricantes de computadoras

Parámetros[a]	*Rango o máximo*
1. Regulación de voltaje, estado permanente	+5. −10 a + 10%, −15% (ANSI C84, 1—1970 es + 6, −13%)
2. Perturbaciones de voltaje	
a) Tensión mínima momentánea	−25 a −30% para menos que 0.5 s, con −100% aceptable para 4-20 ms
b) Sobretensión transitoria	+150 a 200% por menos que 0.2 ms
3. Distorsión armónica de voltaje[b]	3-5% (con carga lineal)
4. Ruido	No hay norma
5. Variación de frecuencia	60 Hz a ± 0.5 Hz a ± 1 Hz
6. Velocidad de cambio de frecuencia	1 Hz/s (rapidez de respuesta)
7. 3ϕ, desequilibrio del voltaje de fase[c]	2.5-5%
8. 3ϕ, desequilibrio de la carga[d]	5-20% máximo para cualquier fase
9. Factor de potencia	0.8-0.9
10. Demanda de carga	0.75-0.85 (de la carga conectada)

[a] Los parámetros 1, 2, 5 y 6 dependen de la fuente de energía, mientras que los parámetros 3, 4 y 7 son producto de una interacción entre fuente y carga, y los parámetros 8, 9 y 10 dependen sólo de la carga de la computadora.

[b] Calculado como la suma de todas las tensiones armónicas en forma vectorial.

[c] Calculado como sigue:

$$\textit{Porcentaje} \text{ del desequilibrio de voltaje de fase} = \frac{3(V_{máx} - V_{mín})}{V_a + V_b + V_c} \times 100$$

[d] Calculado como diferencia del promedio de la carga monofásica.

Fuente: Norma IEEE 446, "Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications".

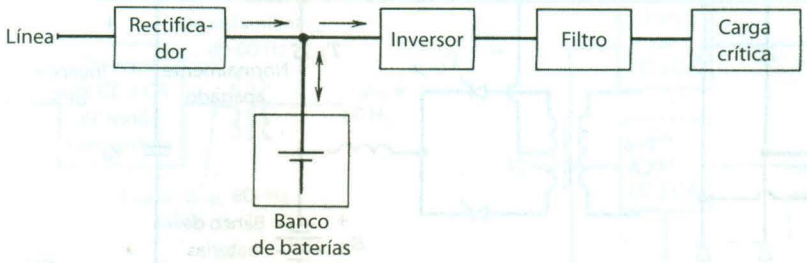


Figura 11-4 Diagrama de bloques de UPS.

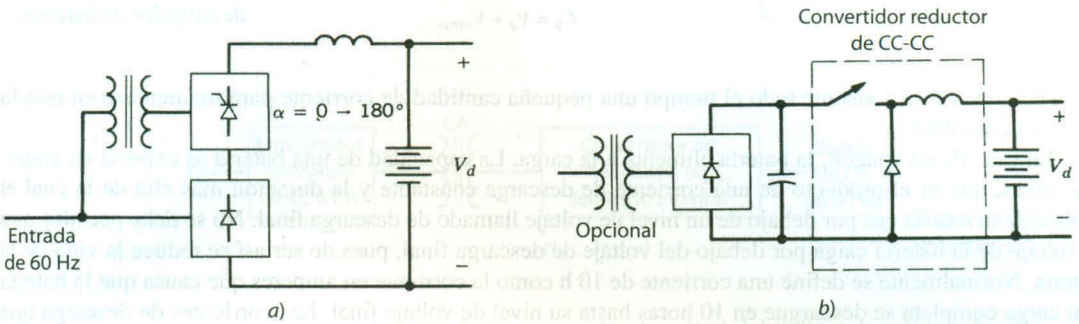


Figura 11-5 Posibles arreglos de rectificadores.

11-4-1 RECTIFICADOR

Para alimentar energía al inversor y mantener cargado el banco de baterías, se muestran dos arreglos de rectificadores en la figura 11-5. En un arreglo convencional, como el de la figura 11-5*a*, se usa un rectificador controlado por fases, como vimos en el capítulo 6. También es posible usar un puente de rectificador de diodos en cascada con un convertidor reductor, como en el capítulo 7 y la figura 11-5*b*.

Cuando se requiere un aislamiento eléctrico de la red de electricidad, se usa un convertidor de CC-CC con un transformador de aislamiento de alta frecuencia, como en la figura 11-6. El convertidor de CC-CC con aislamiento eléctrico puede ser como los que se usan en las fuentes de alimentación de CC de modo conmutado del capítulo 10, o utilizar los conceptos del convertidor resonante que analizamos en el capítulo 9.

Otro arreglo de rectificador se muestra en la figura 11-7, donde el volumen de la energía (alimentada al inversor) fluye a través del puente de diodos y sólo la energía requerida para cargar el banco de baterías fluye a través de un rectificador de tiristores monofásico controlado por fases. El voltaje V_{carga} se controla en magnitud y polaridad para el cargado correcto del banco de baterías. El tiristor T_1 por lo general permanece apagado; se enciende en caso de un apagón.

11-4-2 BATERÍAS

Hay muchos tipos de sistemas de baterías. Las baterías convencionales de plomo/ácido son las más comunes para las aplicaciones de UPS.

En modo normal, cuando hay voltaje de línea, la batería se carga de forma intermitente para contrarrestar la leve autodescarga de la batería. Esto requiere continuidad en el proceso de carga intermitente a través

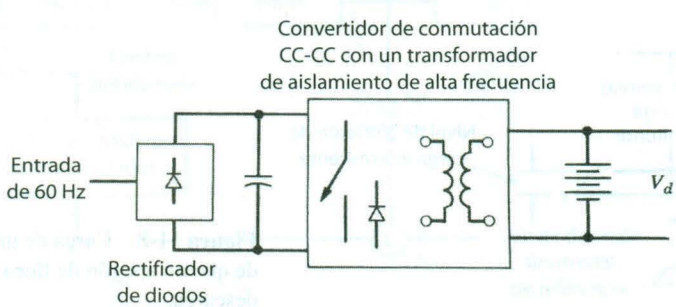


Figura 11-6 Rectificador que consiste en un transformador de aislamiento de alta frecuencia.

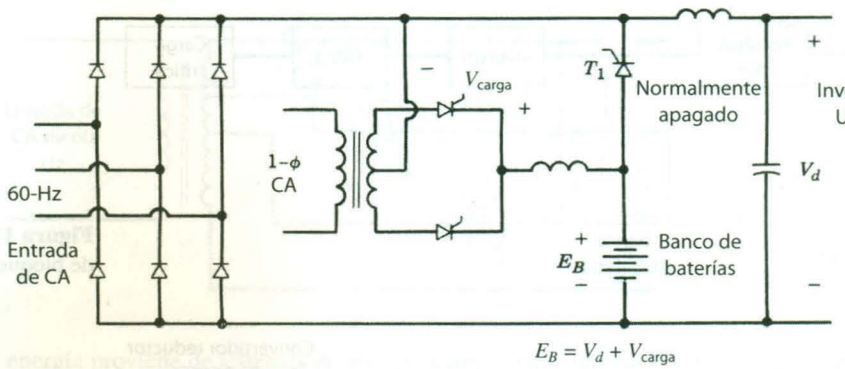


Figura 11-7 Rectificador con circuito separado de cargador de baterías.

de la batería, y ésta consume todo el tiempo una pequeña cantidad de corriente para mantenerse en estado de carga completa.

En caso de un apagón, la batería alimenta a la carga. La capacidad de una batería se expresa en amperios-horas, que es el producto de una corriente de descarga constante y la duración más allá de la cual el voltaje de la batería cae por debajo de un nivel de voltaje llamado de descarga final. No se debe permitir que el voltaje de la batería caiga por debajo del voltaje de descarga final, pues de ser así se reduce la vida de la batería. Normalmente se define una corriente de 10 h como la corriente en amperes que causa que la batería con carga completa se descargue en 10 horas hasta su nivel de voltaje final. Las corrientes de descarga que excedan la corriente de 10 h causan que se alcance el voltaje de descarga final más rápido de lo que sugieren sus magnitudes. Por tanto, las corrientes de descarga mayores reducen la capacidad efectiva de la batería.

Una vez que regresa el voltaje de línea, el banco de baterías en un UPS vuelve a su estado de carga completa. Esto se logra mediante la carga inicial de la batería con una corriente de carga constante, como se muestra en la figura 11-8. Esto provoca que el voltaje de la terminal de la batería aumente hasta su voltaje de carga intermitente. Una vez que se alcanza el nivel de voltaje de carga intermitente, el voltaje que se aplica se mantiene constante, como se muestra en la figura 11-8, y la corriente de carga al final se reduce a la corriente de carga intermitente y se mantiene en este nivel. Es posible programar la característica de carga de baterías para que alcance más rápido su estado de carga completa.

11-4-3 INVERSORES

Suele especificarse la salida filtrada del inversor de modo que contenga una distorsión armónica muy baja, a pesar de que la mayoría de las cargas son en gran medida no lineales y, por ende, inyectan corrientes armónicos más grandes al UPS. Por tanto, el inversor debe permitir un control casi instantáneo de su forma de onda CA de salida. El contenido de armónicos de voltaje de salida se especifica por medio de un término llamado distorsión armónica total (THD), que definimos en el capítulo 3 como

$$\%\text{THD} = 10 \times \frac{\left(\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2\right)^{1/2}}{V_1} \tag{11-1}$$

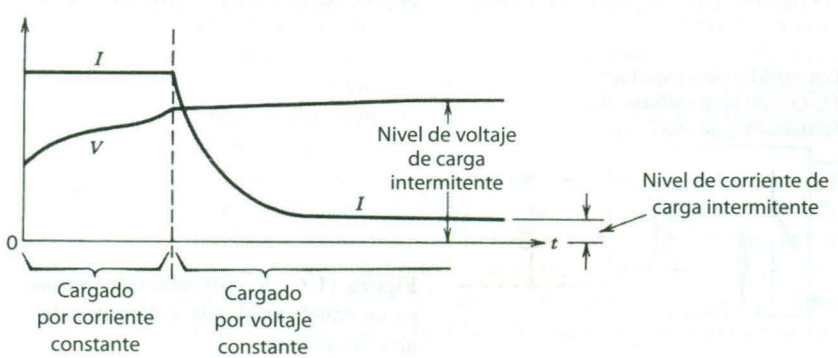


Figura 11-8 Carga de una batería después de que un apagón de línea haya causado una descarga.

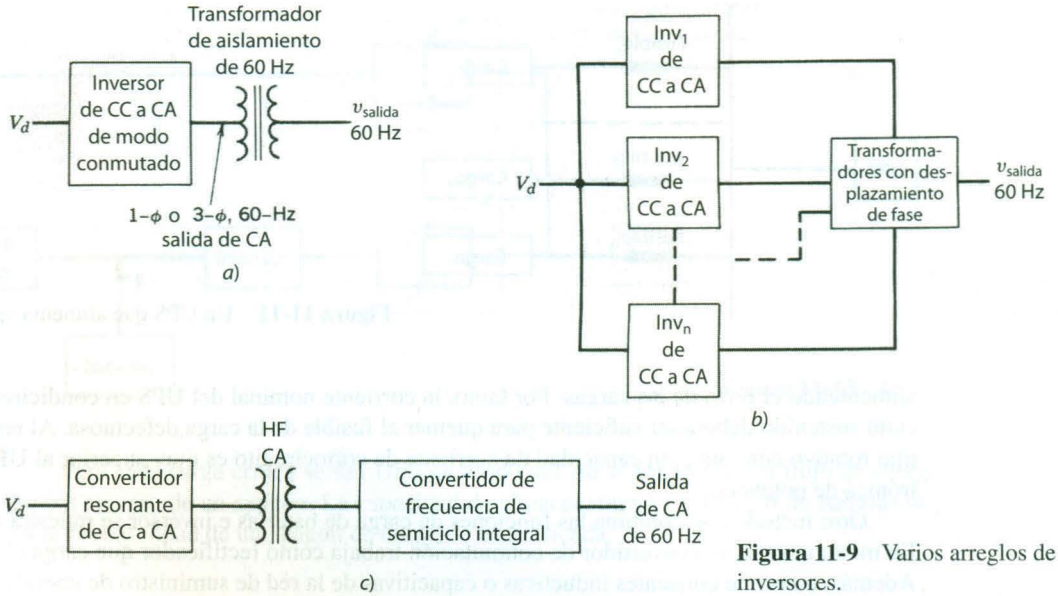


Figura 11-9 Varios arreglos de inversores.

donde V_1 es el valor rms de frecuencia fundamental del voltaje de salida y V_h es la magnitud de rms en el armónico del orden h. Por lo general, se especifica que la THD sea menor que 5%; cada voltaje armónico como relación de V_1 se especifica que sea menor que 3%.

Los UPS modernos suelen usar los inversores PWM de CC a CA del capítulo 8, con salida monofásica o trifásica. Un esquema se muestra en la figura 11-9*a*. Por lo común, se usa un transformador de aislamiento en la salida. Los UPS grandes en ocasiones emplean un método según el cual las salidas de dos o más de estos inversores están conectadas en paralelo a través de transformadores con desplazamiento de fase, como se muestra en forma esquemática en la figura 11-9*b*. Esto permite que los inversores trabajen con una frecuencia de conmutación relativamente más baja, ya sea con un PWM de baja frecuencia, cancelación armónica selectiva o un método de conmutación por ondas cuadradas. Como se muestra en forma esquemática en la figura 11-9*c*, también es posible usar convertidores resonantes, transformadores de aislamiento de alta frecuencia y los conceptos de convertidores de frecuencia integral de semiciclo que analizamos en el capítulo 9.

Es importante reducir el contenido armónico de la salida del inversor. Esto disminuye el tamaño del filtro, lo cual no sólo permite ahorrar costos, sino también obtener una mejor respuesta dinámica del UPS conforme cambia la carga. Un control de realimentación se muestra en la figura 11-10, donde se compara la forma de onda de salida real con la referencia sinusoidal. Con el error se modifica la conmutación del inversor. Se necesita un lazo de control con una respuesta rápida para un buen desempeño dinámico.

Por arriba de unos cuantos kilovatios, la mayoría de los UPS alimenta energía a varias cargas conectadas en paralelo. Como se muestra en la figura 11-11, cada carga se alimenta a través de un fusible. En caso de un cortocircuito en una de las cargas, es importante que el UPS queme este fusible particular y continúe

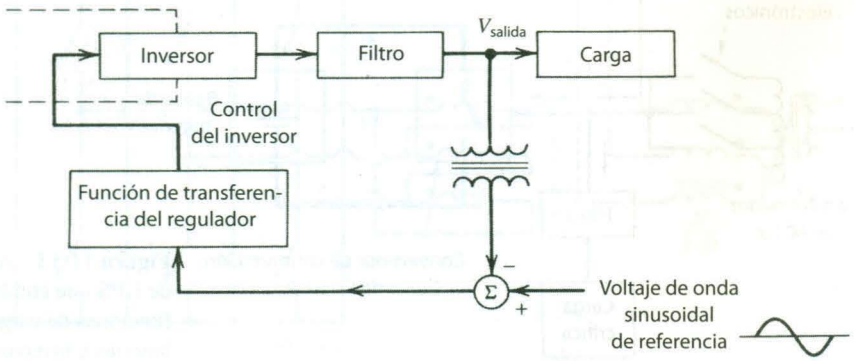


Figura 11-10 Control de la fuente de alimentación ininterrumpida.

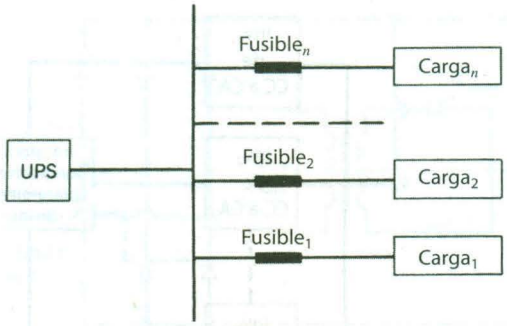


Figura 11-11 Un UPS que alimenta varias cargas.

alimentando el resto de las cargas. Por tanto, la corriente nominal del UPS en condiciones de un cortocircuito sostenido deberá ser suficiente para quemar el fusible de la carga defectuosa. Al respecto, un UPS de tipo rotativo con una gran capacidad de corriente de cortocircuito es muy superior al UPS de tipo de electrónica de potencia.

Otro método que combina las funciones de carga de baterías e inversor se muestra en la figura 11-12. En modo normal, el convertidor de conmutación trabaja como rectificador que carga el banco de baterías. Además, consume corrientes inductivas o capacitivas de la red de suministro de energía, lo que ofrece una regulación fina del voltaje que se alimenta a la carga. En caso de un apagón, la red se aísla y el convertidor de conmutación trabaja como inversor, y alimenta energía a la carga desde el banco de baterías. Este arreglo suele denominarse "fuente de alimentación de reserva", y lo analizaremos en la siguiente sección.

11-4-4 INTERRUPTOR ESTÁTICO DE TRANSFERENCIA

Por motivos de confiabilidad, la propia línea de energía se usa como respaldo del UPS, y un interruptor estático de transferencia traslada la carga desde el UPS hasta la línea de energía, como se muestra en la figura 11-13 con un diagrama de bloques.

Como alternativa, en el modo normal la carga se alimenta por la línea de energía en la figura 11-13. En caso de un apagón, el interruptor estático de transferencia traslada la carga al UPS. Este arreglo se conoce como *fuente de alimentación de reserva*. Cuando se usa un interruptor estático de transferencia, la salida del inversor se debe sincronizar con el voltaje de línea. Por tanto, la transferencia de la carga de una fuente a otra permite una menor cantidad de perturbación vista por la carga.

RESUMEN

Existen muchos tipos de perturbaciones asociadas a la entrada de la línea de energía. Los acondicionadores de potencia ofrecen una manera eficaz para proteger las cargas electrónicas sensibles contra estas perturbaciones, salvo los apagones de potencia y desviaciones de frecuencia.

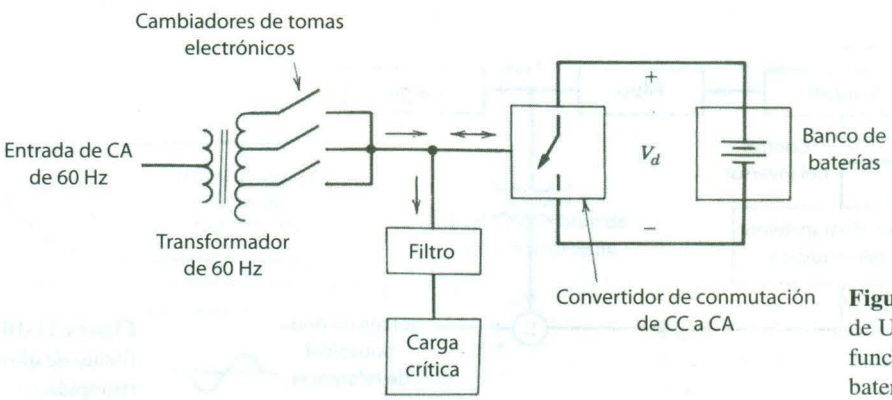


Figura 11-12 Arreglo de UPS que combina las funciones de carga de baterías e inversor.

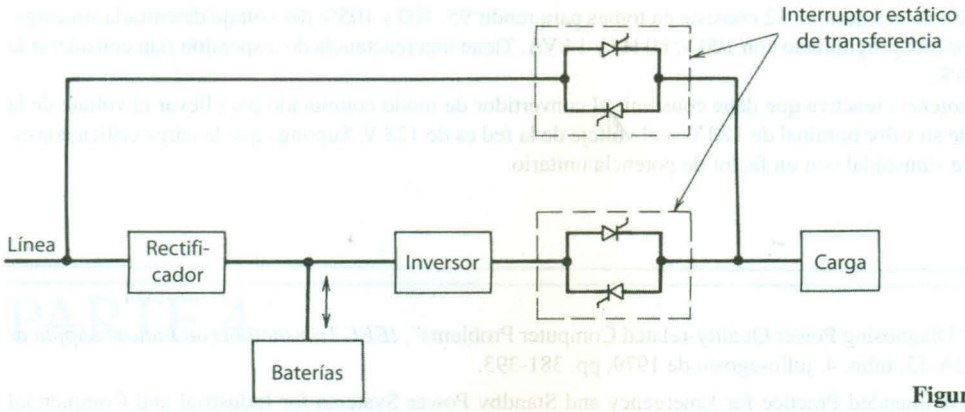


Figura 11-13 La línea como respaldo.

Para cada carga crítica se usa UPS de modo que no se interrumpa el flujo de energía a la carga ni siquiera en caso de un apagón. La capacidad de almacenamiento del banco de baterías se pondera con base en la probabilidad de un apagón de duración especificada.

PROBLEMAS

11-1 En la figura 11-1 se muestra un UPS con inversores acoplados por transformador. Se usa un método de conmutación de eliminación de armónicos programada para eliminar los armónicos undécimos y decimoterceros, lo que también ofrece un control sobre la magnitud de la fundamental.

Demuestre que los terceros, quintos y séptimos armónicos se neutralizan por los transformadores, suponiendo que las formas de onda del voltaje del inversor 2 se quedan atrás de las del inversor 1 por 30°.

11-2 ¿Cuál es la frecuencia de conmutación mínima en el problema 11-1?

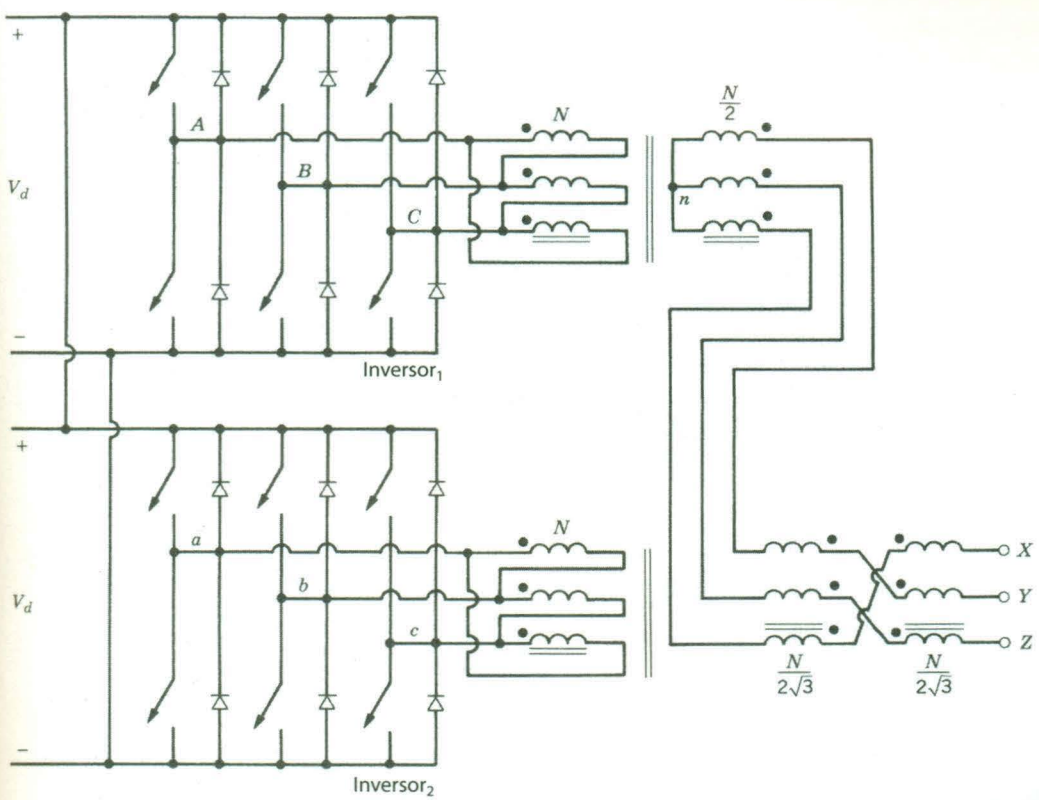


Figura P11-1

11-3 El arreglo de UPS de la figura 11-12 consiste en tomas para rendir 95, 100 y 105% del voltaje de entrada sin carga. El transformador está programado con 120 V, 60 Hz y 1 kVA. Tiene una reactancia de dispersión (sin considerar la resistencia) de 6%.

Calcule la potencia reactiva que debe consumir el convertidor de modo conmutado para llevar el voltaje de la carga al 100% de su valor nominal de 120 V si el voltaje de la red es de 128 V. Suponga que la carga crítica consume una corriente sinusoidal con un factor de potencia unitario.

REFERENCIAS

1. T. S. Key, "Diagnosing Power Quality-related Computer Problems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-15, núm. 4, julio-agosto de 1979, pp. 381-393.
2. "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications", Norma ANSI/IEEE 446, 1987.
3. K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice-Hall International, Londres, Reino Unido, 1988.
4. H. Gumhalter, *Power Supply Systems in Communications Engineering – Part 1: Principles*, Wiley, Nueva York, 1984.
5. T. Kawabata, S. Doi, T. Morikawa, T. Nakamura y M. Shigenobu, "Large Capacity Parallel Redundant Transistor UPS", *1983 IPEC-Tokyo Conference Record*, vol. 1, 1983, pp. 660-671.
6. A. Skjellnes, "A UPS with Inverter Specially Designed for Nonlinear Loads", *IEEE/INTELEC Conference Records, 1987.*
7. S. Manias, P. D. Ziogas y G. Olivier, "Bilateral DC to AC Converter Employing a High Frequency Link", *1985 IEEE/IAS Conference Records*, 1985, pp. 1156-1162.

PARTE 4

APLICACIONES DE ACCIONAMIENTOS POR MOTOR

CAPÍTULO 12

INTRODUCCIÓN A LOS ACCIONAMIENTOS POR MOTOR

12-1 INTRODUCCIÓN

Los accionamientos por motor se usan en un rango de potencia muy amplio, desde unos cuantos wats hasta muchos miles de kilowats, en aplicaciones que abarcan desde accionamientos muy precisos, controlados por posiciones y de alto rendimiento en la robótica hasta accionamientos de velocidades variables para el ajuste de caudales en bombas. En todos los accionamientos en los que se controlan la velocidad y posición, se necesita un convertidor de electrónica de potencia como interconexión entre la potencia de entrada y el motor.

Si se necesitan más de algunos cientos de wats de potencia existen básicamente los siguientes tres tipos de accionamientos por motor, que analizaremos de los capítulos 13 a 15: 1) accionamientos por motor de CC, 2) accionamientos por motor de inducción y 3) accionamientos por motor síncronos.

Un diagrama general de bloques para el control de accionamientos por motor se muestra en la figura 12-1. El proceso determina los requisitos para el accionamiento por motor; por ejemplo, en robótica se necesita un accionamiento de calidad servo (llamado servoaccionamiento), mientras quizá sólo se necesite un accionamiento de velocidad ajustable en un sistema de aire acondicionado, como veremos más adelante.

En las aplicaciones de servoaccionamientos de accionamientos por motor, el tiempo de respuesta y la precisión con que el motor sigue los comandos de velocidad y posición son de extrema importancia. Estos servosistemas que usan uno de estos accionamientos por motor requieren la realimentación de velocidad o posición para el control preciso, como se muestra en la figura 12-2. Además, si se usa un accionamiento de motor de CA, el controlador debe incorporar cierta complejidad, por ejemplo, un control orientado en campo, para lograr que el motor de CA (a través del convertidor de electrónica de potencia) cumpla con los requisitos del servoaccionamiento.

Sin embargo, en un gran número de aplicaciones, la precisión y el tiempo de respuesta del motor para obedecer el comando de velocidad no son críticos. Como se muestra en la figura 12-1, existe un lazo de

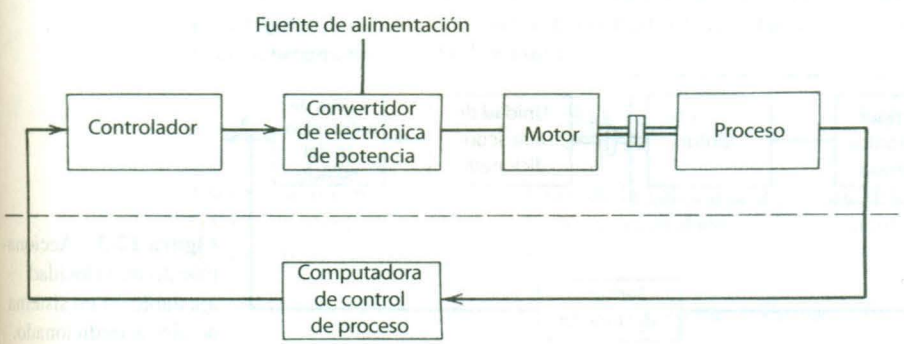


Figura 12-1 Control de accionamientos por motor.

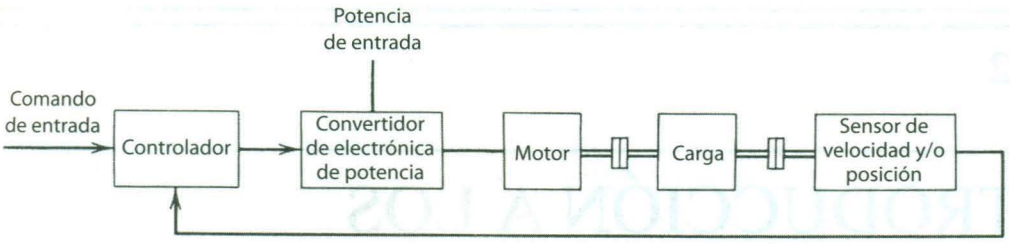


Figura 12-2 Servoaccionamientos.

realimentación para controlar el proceso en el exterior del accionamiento por motor. Debido a las grandes constantes de tiempo asociadas al lazo de realimentación de control de proceso, no son críticos la exactitud del accionamiento por motor ni el tiempo de respuesta a los comandos de velocidad. Un ejemplo de uno de estos accionamientos por motor de velocidad ajustable se muestra en la figura 12-3 para un sistema de aire acondicionado.

12-2 CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE COMPONENTES DEL ACCIONAMIENTO

Como se muestra en las figuras 12-1 a 12-3, un accionamiento por motor consiste en un motor eléctrico, un convertidor de electrónica de potencia y posiblemente un sensor de velocidad y/o posición. En esta sección analizaremos en términos generales los criterios para la óptima combinación de la carga mecánica y los componentes del accionamiento.

12-2-1 COMBINACIÓN DE MOTOR Y CARGA

Antes de seleccionar los componentes del accionamiento, deben estar disponibles los parámetros y requisitos de la carga, como su inercia, velocidad máxima, rango de velocidad y sentido de movimiento. El perfil del movimiento como función del tiempo, por ejemplo, como se muestra en la figura 12-4*a*, también debe estar especificado. Por medio del modelado del sistema mecánico es posible obtener un perfil del par de torsión de la carga. Si suponemos una carga inercial primaria con amortiguación insignificante, el perfil del par de torsión correspondiente al perfil de velocidad de la figura 12-4*a* se muestra en la figura 12-4*b*. El par de torsión requerido por la carga alcanza su pico durante la aceleración y la desaceleración.

Una manera de accionar una carga rotativa es acoplarla directamente al motor. En este acoplamiento directo se evitan los problemas y pérdidas asociadas con un mecanismo de engranaje. Sin embargo, el motor debe ser capaz de proporcionar pares de torsión pico en velocidades especificadas. La otra opción para una carga rotativa es un mecanismo de engranajes. Se tiene que usar un mecanismo acoplador, como una cremallera, correa y poleas, o tornillo sinfín para acoplar una carga con un movimiento lineal a un motor rotativo. Un accionamiento de engranaje y de tornillo sinfín se muestra en las figuras 12-5*a* y 12-5*b*, res-

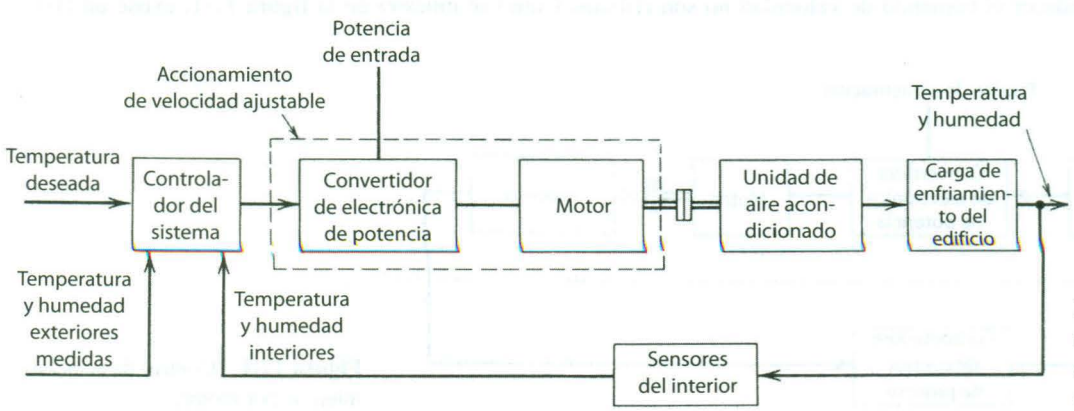


Figura 12-3 Accionamiento de velocidad ajustable en un sistema de aire acondicionado.

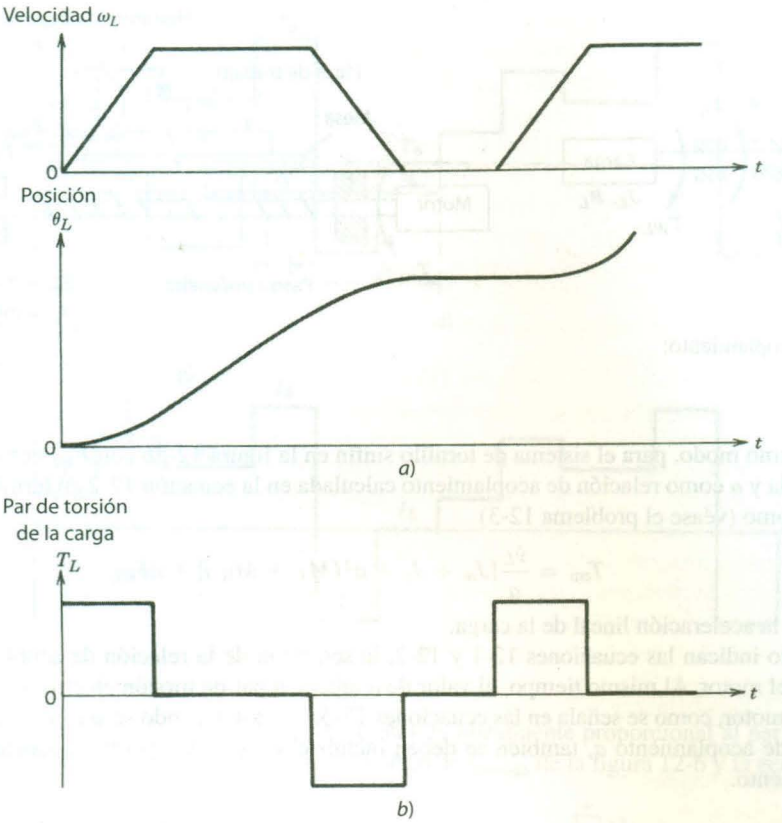


Figura 12-4 Perfil de carga: *a*) perfil de carga-movimiento; *b*) perfil del par de torsión-carga (suponiendo una carga puramente inercial).

pectivamente. Si suponemos que la eficiencia de energía del engranaje en la figura 12-5*a* es de 100%, los pares de torsión en ambos lados del engranaje se relacionan como

$$\frac{T_m}{T_L} = \frac{\omega_L}{\omega_m} = \frac{\theta_L}{\theta_m} = \frac{n_m}{n_L} = a \tag{12-1}$$

donde la velocidad angular $\omega = \dot{\theta}$, n_m y n_L son los números de dientes y a es la relación de acoplamiento.

En el accionamiento por tornillo sinfín de la figura 12-5*b*, el par de torsión y la fuerza se relacionan como

$$\frac{T_m}{F_L} = \frac{v_L}{\omega_m} = \frac{x_L}{\theta_m} = \frac{s}{2\pi} = a \tag{12-2}$$

donde la velocidad lineal $v_L = \dot{x}_L$, s es el paso del tornillo sinfín en *m*/vuelta, y a es la relación de acoplamiento.

El par de torsión electromagnético T_{em} requerido desde el motor se calcula a partir de consideraciones de energía en términos de inercias, la aceleración requerida de la carga, la relación de acoplamiento a y el par de torsión de trabajo, o fuerza. En la figura 12-5*a*, T_{WL} es el par de torsión de trabajo de la carga y $\dot{\omega}_L$ es la aceleración de la carga. Por tanto,

$$T_{\text{em}} = \frac{\dot{\omega}_L}{a}[J_m + a^2 J_L] + aT_{WL} + \frac{\omega_L}{a}(B_m + a^2 B_L) \tag{12-3a}$$

Esta ecuación se escribe en términos de la velocidad del motor (reconociendo que $\omega_m = \omega_L/a$), la inercia total equivalente $J_{\text{ec}} = J_m + a^2 J_L$, la amortiguación total equivalente $B_{\text{ec}} = B_m + a^2 B_L$, y el par de torsión de trabajo equivalente $T_{\text{Weq}} = aT_{WL}$:

$$T_{\text{em}} = J_{\text{ec}}\dot{\omega}_m + B_{\text{ec}}\omega_m + T_{W_{\text{ec}}} \tag{12-3b}$$

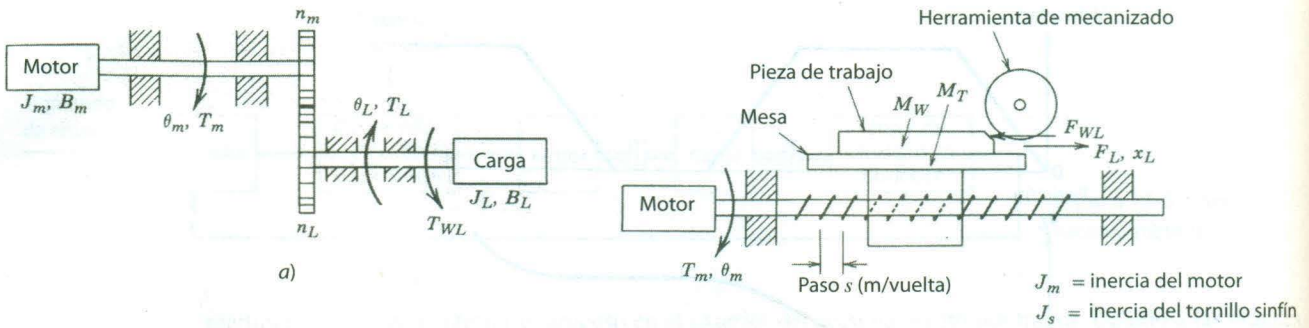


Figura 12-5 Mecanismos de acoplamiento: *a*) engranaje; *b*) tornillo sinfín.

Del mismo modo, para el sistema de tornillo sinfín en la figura 12-5*b* con F_{WL} como fuerza de trabajo o mecanizada y a como relación de acoplamiento calculada en la ecuación 12-2 en términos del paso s, T_{em} se calcula como (véase el problema 12-3)

$$T_{em} = \frac{\dot{v}_L}{a}[J_m + J_s + a^2(M_T + M_W)] + aF_{WL} \tag{12-4}$$

donde $\dot{v}_L$ es la aceleración lineal de la carga.

Como lo indican las ecuaciones 12-1 y 12-2, la selección de la relación de acoplamiento a afecta la velocidad del motor. Al mismo tiempo, el valor de a afecta el par de torsión electromagnético pico T_{em} requerido del motor, como se señala en las ecuaciones 12-3*a* y 12-4. Cuando se selecciona el valor óptimo de la relación de acoplamiento a, también se deben incluir el costo y las pérdidas asociadas al mecanismo de acoplamiento.

12-2-2 CONSIDERACIONES TÉRMICAS EN LA SELECCIÓN DEL MOTOR

En la sección anterior vimos la combinación de carga y motor que establece el par de torsión pico y la velocidad máxima requerida del motor. Esta combinación también establece el perfil del par de torsión del motor que, por ejemplo, tiene la misma forma (pero diferentes magnitudes) que el perfil del par de torsión de la carga de la figura 12-4*b*.

En otro ejemplo, el par de torsión electromagnético requerido del motor como función del tiempo se obtiene como en la figura 12-6*a*. En máquinas eléctricas, el par de torsión electromagnético que produce el motor es proporcional a la corriente del motor i, siempre y cuando se mantenga constante el flujo en el entrehierro del motor. Por tanto, el perfil de corriente del motor es idéntico al perfil del par de torsión del motor, como se ve en la figura 12-6*b*. La corriente del motor en la figura 12-6*b* durante varios intervalos es una corriente CC para un motor de CA. Para un motor de CA, la corriente del motor indicada se aproxima al valor rms de la corriente CA que se consume durante varios intervalos. La pérdida de potencia P_R en la resistencia de devanado R_M debido a la corriente del motor es una gran parte de las pérdidas totales del motor, las cuales se convierten en calor. Esta pérdida resistiva es proporcional al cuadrado de la corriente del motor y, por ende, proporcional a T_{em}^2 durante varios intervalos en las figuras 12-6*a* y 12-6*b*. Si el periodo $t_{periodo}$ en la figura 12-6, con el cual se repiten las formas de onda, es breve en comparación con la constante de tiempo térmica del motor, el calentamiento del motor y el aumento máximo de temperatura se calculan con base en la pérdida de potencia resistiva P_R promediada a lo largo del periodo $t_{periodo}$. Por tanto, en la figura 12-6, el valor rms de la corriente a lo largo del periodo de repetición se obtiene como

$$P_R = R_M I^2_{rms} \tag{12-5}$$

donde

$$I^2_{rms} = \frac{\sum_{k=1}^{m} I_k^2 t_k}{t_{periodo}} \tag{12-6}$$

y $m = 6$ en este ejemplo.

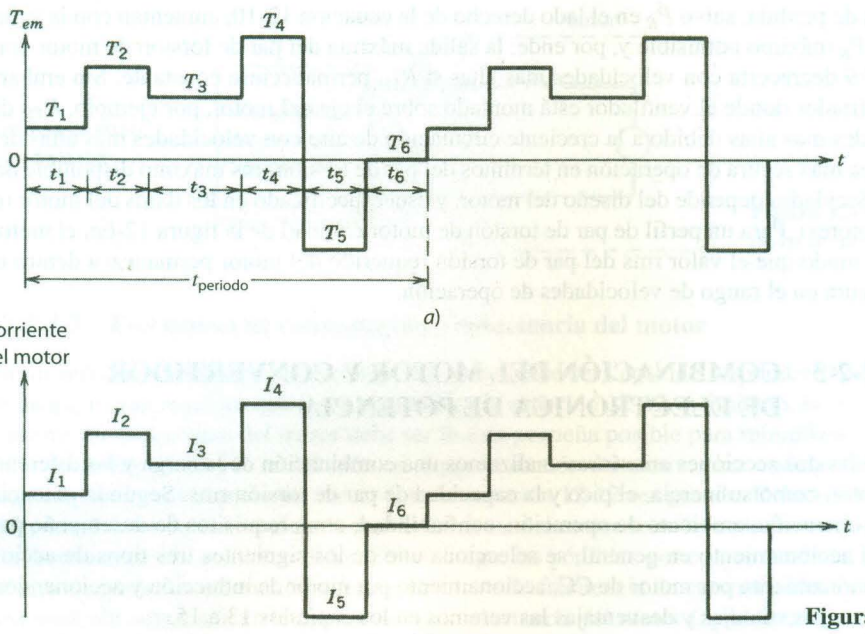


Figura 12-6 Par de torsión y corriente del motor.

Debido a que la corriente del motor es linealmente proporcional al par de torsión del motor, el valor rms del par de torsión del motor a lo largo de $t_{periodo}$ de la figura 12-6 y la ecuación 12-6 es

$$T^2_{em,\,rms} = k_1 \frac{\sum_{k=1}^{m} I_k^2 t_k}{t_{periodo}} \tag{12-7}$$

y por tanto

$$T^2_{em,\,rms} = k_1 I^2_{rms} \tag{12-8}$$

donde k_1 es una constante de proporcionalidad.

Según las ecuaciones 12-5 y 12-8, el promedio de la pérdida de potencia resistiva P_R se da como

$$P_R = k_2 T^2_{em,\,rms} \tag{12-9}$$

donde k_2 es una constante de proporcionalidad.

Además de P_R existen otras pérdidas dentro del motor que contribuyen a su calentamiento; éstas son P_{FW} debido a pérdidas por fricción y resistencia al avance (mejor conocidas como pérdidas mecánicas), P_{EH} debido a corrientes parásitas e histéresis dentro de las laminaciones del motor, y P_s debido a la ondulación de frecuencia de conmutación en la corriente del motor, pues se alimenta por un convertidor de conmutación de electrónica de potencia en vez de una fuente ideal. Siempre hay algunas pérdidas de potencia, que se llaman pérdidas misceláneas, las cuales normalmente son poco significativas y $P_{dispersión}$ no se incluyen en las pérdidas mencionadas. Por tanto, la pérdida total de potencia dentro del motor es

$$P_{pérdida} = P_R + P_{FW} + P_{EH} + P_s + P_{dispersión} \tag{12-10}$$

En condiciones de estado permanente, el incremento de la temperatura del motor $\Delta\Theta$ en centígrados se da como

$$\Delta\Theta = P_{pérdida} R_{TH} \tag{12-11}$$

donde $P_{pérdida}$ está en wats, y la resistencia térmica R_{TH} del motor, en centígrados por wat.

Para el incremento máximo admisible de temperatura $\Delta\Theta$, el valor máximo admisible de $P_{pérdida}$ en estado permanente depende de la resistencia térmica R_{TH} en la ecuación 12-11. En general, los componen-

tes de pérdida, salvo P_R en el lado derecho de la ecuación 12-10, aumentan con la velocidad del motor. Así, el P_R máximo admisible y, por ende, la salida máxima del par de torsión de motor continuo de la ecuación 12-9 decrecería con velocidades más altas si R_{TH} permaneciese constante. Sin embargo, en motores autoenfriados donde el ventilador está montado sobre el eje del motor, por ejemplo, R_{TH} disminuye con velocidades más altas debido a la creciente circulación de aire con velocidades más altas del motor. Por tanto, el área más segura de operación en términos del par de torsión rms máximo disponible de un motor con varias velocidades depende del diseño del motor, y está especificado en los datos del motor (en especial los servomotores). Para un perfil de par de torsión de motor como el de la figura 12-6*a*, el motor se debe seleccionar de modo que el valor rms del par de torsión requerido del motor permanezca dentro del área de operación segura en el rango de velocidades de operación.

12-2-3 COMBINACIÓN DEL MOTOR Y CONVERTIDOR DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

En las dos secciones anteriores analizamos una combinación de la carga y las diferentes características del motor, como su inercia, el pico y la capacidad de par de torsión rms. Según la potencia nominal, velocidad de operación, ambiente de operación, confiabilidad, otros requisitos de desempeño para la carga y el costo del accionamiento en general, se selecciona uno de los siguientes tres tipos de accionamiento por motor: accionamiento por motor de CC, accionamiento por motor de inducción y accionamiento por motor síncrono, cuyas ventajas y desventajas las veremos en los capítulos 13 a 15.

La topología de convertidores de electrónica de potencia y su control depende del tipo de accionamiento por motor que se seleccione. En general, el convertidor de electrónica de potencia ofrece un voltaje controlado al motor a fin de controlar la corriente del motor y, por ende, el par de torsión electromagnético producido por el motor. En las siguientes secciones analizaremos algunas consideraciones para la combinación del convertidor de electrónica de potencia con el motor.

12-2-3-1 Corriente nominal

Como ya vimos, el valor rms del par de torsión que suministre un motor depende de sus características térmicas. Sin embargo, un motor suministra pares de torsión de pico sustancialmente mayores (hasta cuatro veces el máximo par de torsión continuo) siempre y cuando la duración del par pico sea pequeña en comparación con la constante de tiempo térmica del motor. Como T_{em} es proporcional a i, un par de torsión pico requiere una corriente pico correspondiente del convertidor de electrónica de potencia. La capacidad de corriente de los dispositivos semiconductores de potencia que se usan en el convertidor está limitada por la temperatura máxima de unión dentro de los dispositivos, entre otras consideraciones. Una corriente más alta produce una mayor temperatura de unión debido a las pérdidas de potencia dentro del dispositivo semiconductor de potencia. Las constantes de tiempo térmicas de los dispositivos semiconductores de potencia son por lo general mucho más pequeñas que las constantes de tiempo térmicas de varios motores. Por tanto, la corriente nominal del convertidor de electrónica de potencia se debe seleccionar con base tanto en los valores rms como en los valores pico del par de torsión que el motor debe suministrar.

12-2-3-2 Voltaje nominal

Tanto en motores de CC como de CA, el motor produce una fuerza contra-electromotriz e que se opone al voltaje v que se le aplica, como lo muestra el circuito genérico simplificado de la figura 12-7. El índice con que se controla la corriente del motor y por tanto el par de torsión se da como

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - e}{L} \tag{12-12}$$

donde L es la inductancia presentada por el motor al convertidor.

A fin de controlar rápidamente la corriente del motor y, por ende, su par de torsión, el voltaje de salida v del convertidor de electrónica de potencia debe ser razonablemente mayor que la fuerza contraelectromotriz e. La magnitud de e en un motor aumenta en forma lineal con la velocidad del motor, con un flujo constante en el entrehierro del motor. Por tanto, el voltaje nominal del convertidor de electrónica de potencia depende de la velocidad máxima del motor con un flujo constante del entrehierro.

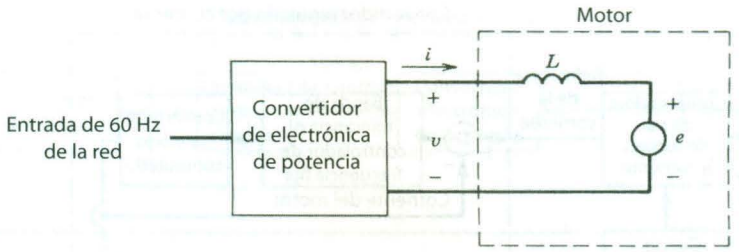


Figura 12-7 Circuito simplificado de un accionamiento por motor.

12-2-3-3 Frecuencia de conmutación e inductancia del motor

En un servoaccionamiento, la corriente del motor debe ser capaz de responder rápidamente a la demanda de carga, lo que requiere que L sea pequeño en la ecuación 12-12. Asimismo, la ondulación de estado permanente en la corriente del motor debe ser lo más pequeña posible para minimizar la pérdida del motor P_s en la ecuación 12-10 y la ondulación en el par de torsión del motor. Una ondulación de corriente pequeña requiere que la inductancia del motor L en la ecuación 12-12 sea grande. Debido a los requisitos conflictivos para el valor de L, la ondulación en la corriente del motor se reduce mediante el aumento de la frecuencia de conmutación del convertidor. Sin embargo, las pérdidas por conmutación en el convertidor de electrónica de potencia aumentan en forma lineal con la frecuencia de conmutación. Por tanto, se debe buscar una solución negociada en la selección de la inductancia del motor L y la frecuencia de conmutación.

12-2-4 SELECCIÓN DE SENSORES DE VELOCIDAD Y POSICIÓN

Para la selección de sensores de velocidad y posición se deben considerar los siguientes puntos: acoplamiento directo o indirecto, inercia del sensor, posibilidad y prevención de resonancia del par de torsión y velocidad máxima del sensor.

Para controlar la velocidad instantánea dentro de un rango especificado, la ondulación en el sensor de velocidad debe ser pequeña. Esto se entiende en términos de codificadores (encoders) incrementales de posición que a menudo se usan para medir tanto la velocidad como la posición. Si un sensor de este tipo se usa con muy bajas velocidades, el número de salidas de pulsos debe ser grande para ofrecer la medición de velocidad instantánea con suficiente precisión. En forma similar, la información precisa de la posición requerirá un encoder incremental de posición con un gran número de salidas de pulsos por revolución.

12-2-5 CONTROL DE SERVOACCIONAMIENTOS Y LIMITACIÓN DE CORRIENTE

En la figura 12-2 se mostró un diagrama de bloques de un servoaccionamiento. En la mayoría de las aplicaciones prácticas, una respuesta muy rápida a un repentino cambio de posición requeriría un par de torsión pico grande, lo que produciría una corriente pico grande. Esto puede ser prohibitivo en términos del costo del convertidor. Por tanto, la corriente del convertidor (igual que la corriente del motor) está limitada por el controlador. Las figuras 12-8*a* y 12-8*b* muestran dos formas de aplicar la limitación de corriente.

En la figura 12-8*a* se usa un lazo de corriente interior donde se mide la corriente real, y el error entre la referencia y la corriente real controla la corriente de salida del convertidor por medio de una modulación regulada por la corriente, parecida a la de la sección 8-6-3. Aquí el convertidor electrónico de potencia opera como convertidor de fuente de voltaje regulado por corriente. Un lazo de control interior mejora el tiempo de respuesta del accionamiento. Como se aprecia, el límite sobre la corriente de referencia puede depender de la velocidad.

En el otro método de control de la figura 12-8*b*, el error entre la referencia de velocidad y la velocidad real controla el convertidor a través de un amplificador proporcional-integral (PI). La salida del amplificador PI, que controla el convertidor, se suprime sólo si la corriente del convertidor excede el límite de la corriente. El límite de la corriente se programa para que dependa de la velocidad.

En un sistema de control de posición, la señal de referencia de velocidad en las figuras 12-8*a* y 12-8*b* se obtiene del regulador de posición. La entrada a uno de estos reguladores de posición es el error entre la posición de referencia y la posición real.

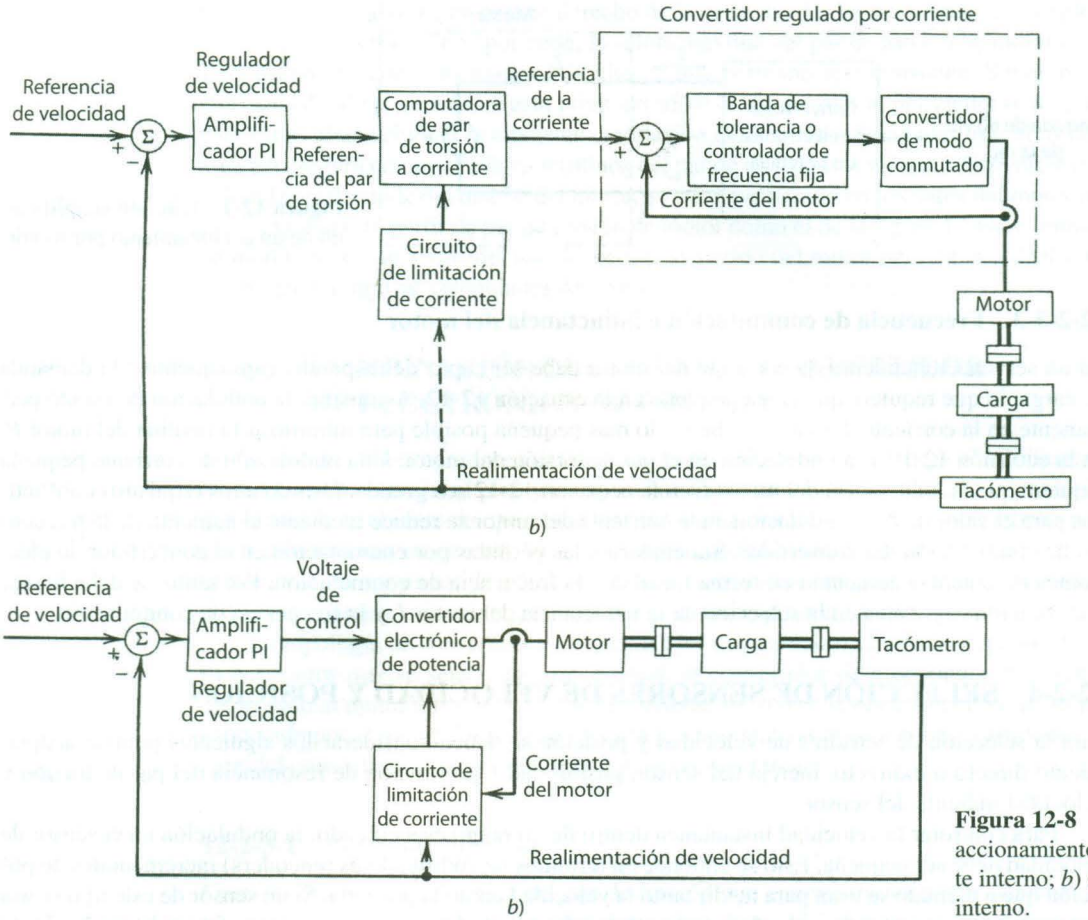


Figura 12-8 Control de servo-accionamientos: *a*) lazo de corriente interno; *b*) sin lazo de corriente interno.

12-2-6 LIMITACIÓN DE CORRIENTE EN ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD AJUSTABLE

En accionamientos de velocidad ajustable como el de la figura 12-3 se impide que la corriente exceda su límite por medio de la limitación del índice de cambio del voltaje de control con el tiempo en el diagrama de bloques de la figura 12-9.

RESUMEN

1. Los principales tipos de accionamientos por motor son accionamientos por motor de CC, accionamientos por motor de inducción y accionamientos por motor síncronos.
2. La mayoría de las aplicaciones de accionamientos por motor pertenece a una de dos categorías: servo-accionamientos o accionamientos de velocidad ajustable. En aplicaciones de servo-accionamientos, el tiempo de respuesta y la precisión con que el motor obedece a los comandos de velocidad y/o posición son de extrema importancia. En aplicaciones de accionamientos de velocidad ajustable no es tan crítico el tiempo de respuesta a los cambios de velocidad; de hecho, en muchas aplicaciones no es necesario controlar la velocidad con precisión donde el lazo de realimentación de proceso tiene constantes de tiempo grandes en relación con el tiempo de respuesta del accionamiento.
3. Es necesario modelar el sistema mecánico para determinar la dinámica del sistema en general y seleccionar el motor y el convertidor de potencia electrónico con las especificaciones adecuadas.
4. Los servoaccionamientos necesitan sensores de velocidad y/o posición para cerrar el lazo de realimentación. Es posible trabajar con lazo de realimentación de corriente interna o sin él. En un accionamiento de velocidad ajustable, la corriente se mantiene en su límite mediante la limitación del índice de cambio del voltaje de control al convertidor de electrónica de potencia con el tiempo.

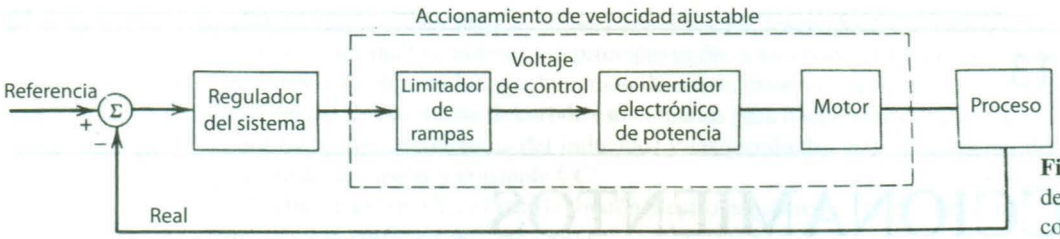


Figura 12-9 Limitador de rampas para limitar la corriente del motor.

PROBLEMAS

12-1 En el sistema de la figura 12-5*a*, la relación de engranaje $n_L/n_m = 2$, $J_L = 10$ kg-m^2 y $J_m = 2.5$ kg-m^2. No se considera la amortiguación. Para el perfil de velocidad de carga en la figura P12-1, trace el perfil de par de torsión y el valor rms del par de torsión electromagnético requeridos del motor.

12-2 Considere el sistema de banda y poleas de la figura P12-2:

J_m = inercia del motor
M = masa de la carga
r = radio de polea

Las demás inercias son insignificantes.

Calcule el par de torsión T_{em} requerido del motor para acelerar una carga de 0.5 kg desde el reposo hasta una velocidad de 1 m/s en un tiempo de 3 s. Suponga que el par de torsión del motor es constante durante este intervalo, el radio de polea $r = 0.1$ m y la inercia del motor $J_m = 0.006$ kg-m^2.

12-3 Deduzca la ecuación 12-4.

12-4 En el sistema de la figura 12-5*a*, suponga un perfil de velocidad triangular con velocidades de aceleración y desaceleración iguales. El sistema es puramente inercial y no se consideran B_m, B_L ni T_{WL}.

Si supone una eficiencia del engranaje de 100% y una relación óptima de engranaje (de modo que la inercia de carga reflejada sea igual a la inercia del motor), calcule el tiempo necesario para rotar la carga con un ángulo θ_L en términos de J_m, J_L y el par de torsión pico T_{em} que el motor debe ser capaz de desarrollar.

REFERENCIAS

1. H. Gross (comp.), *Electrical Feed Drives for Machine Tools*, Siemens y Wiley, Nueva York, 1983.
2. *DC Motors Speed Controls ServoSystem — An Engineering Handbook*, 5ª edición, Electro-Craft Corporation, Hopkins, MN, 1980.
3. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, Jr.. y S. D. Umans, *Electric Machinery*, 4ª edición, McGraw-Hill, Nueva York, 1983.
4. G. R. Slemon y A. Straughen, *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, 1980.

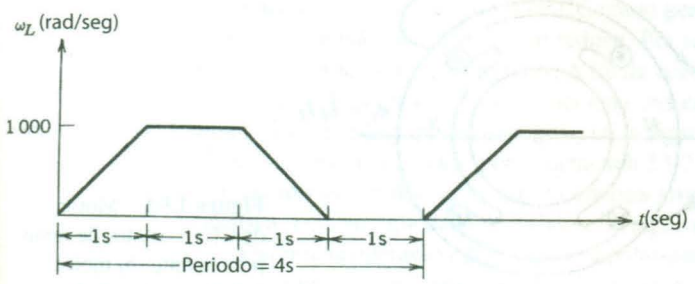


Figura P12-1

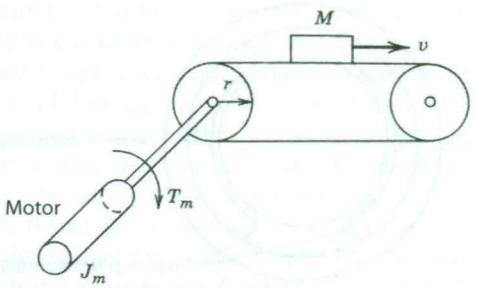


Figura P12-2

CAPÍTULO 13

ACCIONAMIENTOS POR MOTOR DE CC

13-1 INTRODUCCIÓN

Tradicionalmente, los accionamientos por motor de CC se han usado para aplicaciones de control de velocidad y posición. En los últimos años aumentó el uso de servo-accionamientos por motor en estas aplicaciones. A pesar de ello, en aplicaciones donde no se requiere un mantenimiento extremadamente bajo, aún se emplean accionamientos de CC por su bajo costo inicial y su excelente desempeño de accionamiento.

13-2 EL CIRCUITO EQUIVALENTE DE MOTORES DE CC

En un motor de CC, el flujo de campo ϕ_f se establece por el estator por medio de imanes permanentes, como se muestra en la figura 13-1*a*, donde ϕ_f permanece constante, o de un devanado de campo, como se muestra en la figura 13-1*b*, donde la corriente de campo I_f controla a ϕ. Si se ignora la saturación magnética en la ruta del flujo,

$$\phi_f = k_f I_f \tag{13-1}$$

donde k_f es una constante de campo de proporcionalidad.

El rotor lleva en sus ranuras el llamado devanado del inducido que maneja la energía eléctrica. Esto es distinto de la mayoría de los motores de CA, donde el devanado de manejo de potencia se encuentra en el estator por motivos de facilidad de manejar la mayor cantidad de potencia. Sin embargo, el devanado del inducido en una máquina de CC tiene que estar sobre el rotor para proporcionar una rectificación "mecánica" de tensiones y corrientes (que alternan el sentido conforme los conductores giran desde la influencia de un polo de estator al siguiente) en los conductores de devanado del inducido, lo que produce una

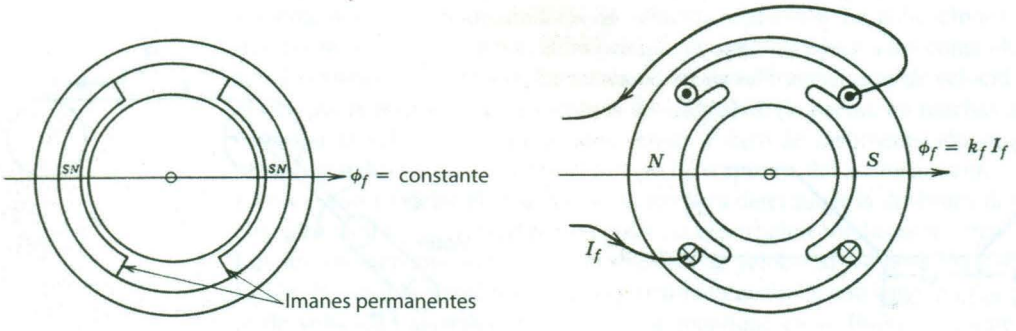


Figura 13-1 Motor de CC: *a*) motor de imán permanente; *b*) motor de CC con devanado de campo.

tensión CC y una corriente CC en las terminales del devanado del inducido. El devanado del inducido de hecho es un devanado continuo, sin principio ni fin, y está conectado a los segmentos del conmutador. Estos segmentos del conmutador, por lo común de cobre, están aislados entre sí y giran con el eje. Se usa por lo menos un par de escobillas de carbón estacionarias para hacer contacto entre los segmentos del conmutador (y, por tanto, los conductores del inducido) y las terminales estacionarias del devanado del inducido que suministran la tensión y corriente CC.

En un motor de CC, el par de torsión electromagnético es producto de la interacción entre el flujo de campo ϕ_f y la corriente del inducido i_a:

$$T_{\text{em}} = k_t \phi_f i_a \tag{13-2}$$

donde k_t es la constante de par de torsión del motor. En el circuito del inducido se produce una fuerza contraelectromotriz por la rotación de conductores de inducido a una velocidad ω_m en la presencia de un flujo de campo ϕ_f:

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m \tag{13-3}$$

donde k_e es la constante de voltaje del motor.

En unidades SI, k_t y k_e son numéricamente iguales, lo cual se demuestra mediante la equiparación de la potencia eléctrica $e_a i_a$ y la potencia mecánica $\omega_m T_{\text{em}}$. La potencia eléctrica se calcula como

$$P_e = e_a i_a = k_e \phi_f \omega_m i_a \quad \text{(con la ecuación 13-3)} \tag{13-4}$$

y la potencia mecánica como

$$P_m = \omega_m T_{em} = k_t \phi_f \omega_m i_a \quad \text{(con la ecuación 13-2)} \tag{13-5}$$

En estado permanente,

$$P_e = P_m \tag{13-6}$$

Por tanto, según las ecuaciones anteriores,

$$k_t \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A} \cdot \text{Wb}}\right] = k_e \left[\frac{\text{V}}{\text{Wb} \cdot \text{rad/s}}\right] \tag{13-7}$$

En la práctica se aplica una fuente de voltaje controlable v_t a las terminales de inducido para establecer i_a. Por tanto, la corriente i_a en el circuito de inducido se determina por v_t, la fuerza contraelectromotriz e_a, la resistencia del devanado del inducido R_a y la inductancia del devanado del inducido L_a:

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \tag{13-8}$$

La ecuación 13-8 se ilustra por medio de un circuito equivalente en la figura 13-2.

La interacción de T_{em} con el par de torsión de carga, como lo da la ecuación 12-3*b* del capítulo 12, determina cómo se acumula la velocidad del motor:

$$T_{\text{em}} = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_{WL}(t) \tag{13-9}$$

donde J y B son la inercia y amortiguamiento equivalente total, respectivamente, de la combinación motor/carga y T_{WL} es el par de torsión de trabajo equivalente de la carga.

Rara vez se usan máquinas de CC como generadores. Sin embargo, actúan como generadores durante el frenado, donde su velocidad se reduce. Por tanto, es importante considerar las máquinas de CC en su modo de operación de generadores. A fin de considerar el frenado, supongamos que el flujo ϕ_f se mantiene constante y el motor inicialmente acciona una carga a una velocidad de ω_m. Para reducir la velocidad del motor, si v_t se reduce por debajo de e_a en la figura 13-2, la corriente i_a invierte su sentido. El par de torsión electromagnético T_{em} dado por la ecuación 13-2 ahora invierte su sentido, y la máquina de CC, que ahora actúa como generador, convierte la energía cinética asociada a la inercia de carga del motor en energía eléctrica. Esta energía debe absorberse de alguna manera por la fuente de v_t o disiparse en un resistor.

Durante la operación de frenado, la polaridad de e_a no cambia porque no cambió el sentido de rotación. La ecuación 13-3 aún determina la magnitud de la fuerza electromotriz inducida. Conforme desacelera el rotor, e_a decrece en su magnitud (asumiendo que si ϕ_f es constante). Al final, la generación se detiene cuan-

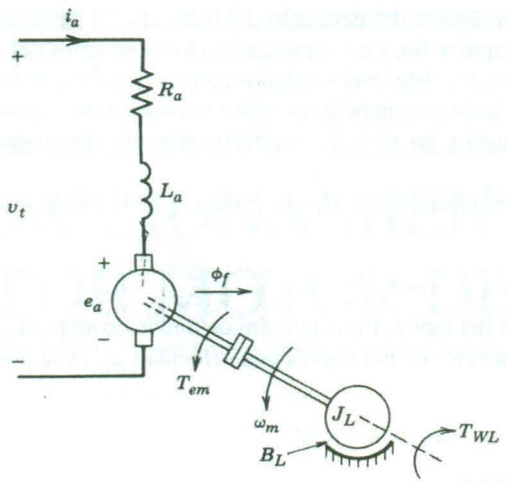


Figura 13-2 Circuito equivalente de un motor de CC.

do el rotor se para y se extrae toda la energía inercial. Si también se invierte la polaridad de voltaje de la terminal, se invertirá el sentido de rotación del motor. Por tanto, un motor de CC se puede operar en cualquier sentido, y su par de torsión electromagnético puede invertirse para el frenado, como lo muestran los cuatro cuadrantes del plano de velocidad de par de torsión en la figura 13-3.

13-3 MOTORES DE CC DE IMANES PERMANENTES

A menudo, en pequeños motores de CC, los imanes permanentes en el estator, como se muestra en la figura 13-1*a*, producen un flujo de campo constante ϕ_f. En estado permanente, si suponemos un flujo de campo constante ϕ_f, las ecuaciones 13-2, 13-3 y 13-8 dan por resultado

$$T_{em} = k_T I_a \tag{13-10}$$

$$E_a = k_E \omega_m \tag{13-11}$$

$$V_t = E_a + R_a I_a \tag{13-12}$$

donde $k_T = k_t \phi_f$ y $K_E = K_e \phi_f$. Las ecuaciones 13-10 a 13-12 corresponden al circuito equivalente de la figura 13-4*a*. Según las ecuaciones anteriores, es posible obtener la velocidad de estado permanente ω_m como función de T_{em} para un V_t dado:

$$\omega_m = \frac{1}{k_E}\left(V_t - \frac{R_a}{k_T} T_{\text{em}}\right) \tag{13-13}$$

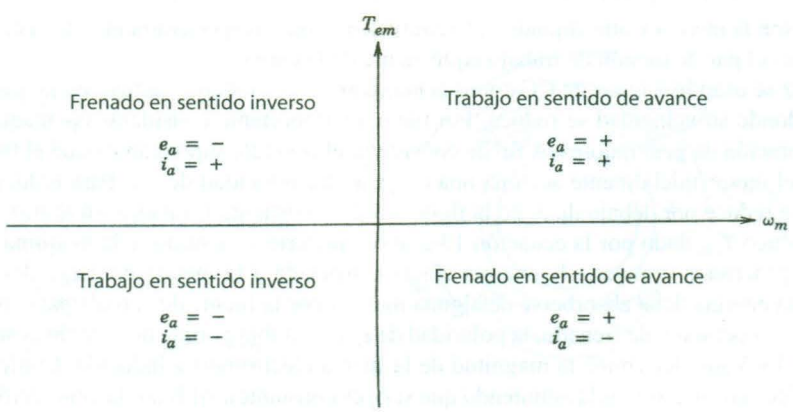


Figura 13-3 Operación de cuatro cuadrantes de un motor de CC.

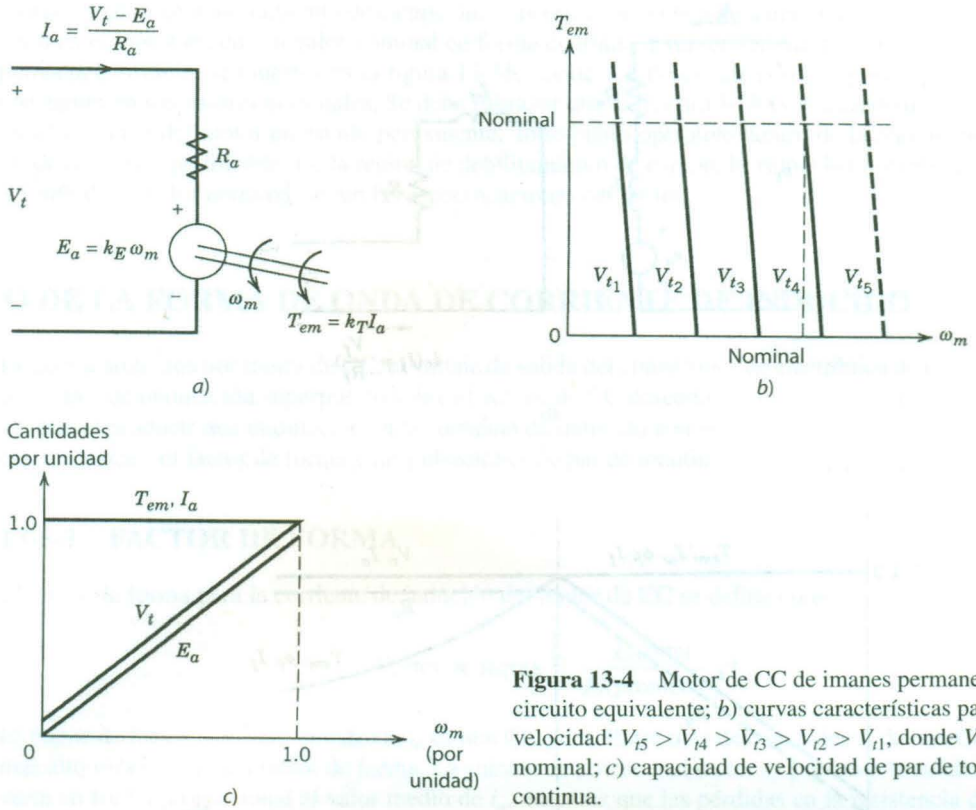


Figura 13-4 Motor de CC de imanes permanentes: *a*) circuito equivalente; *b*) curvas características par de torsión-velocidad: $V_{t5} > V_{t4} > V_{t3} > V_{t2} > V_{t1}$, donde V_{t4} es el voltaje nominal; *c*) capacidad de velocidad de par de torsión continua.

El trazado de esta ecuación en la figura 13-4*b* muestra que, conforme aumenta el par de torsión, la característica de velocidad de par de torsión en un V_t dado es en esencia vertical, salvo la inclinación debida a la caída de voltaje $I_a R_a$ a través de la resistencia del devanado del inducido. Esta atenuación en la velocidad es muy pequeña en motores CC de potencia integral, pero puede ser sustancial en servomotores pequeños. Sin embargo, es más importante que las curvas características par de torsión-velocidad se puedan desplazar horizontalmente en la figura 13-4*b* mediante el control del voltaje de terminal aplicado V_t. Por tanto, la velocidad de una carga con una curva característica par de torsión-velocidad arbitraria se controla mediante el control de V_t en un motor de CC de imanes permanentes con un ϕ_f constante.

En un estado permanente continuo, la corriente de inducido I_a no debe exceder su valor nominal y, por ende, el par de torsión no debe exceder del par nominal. Por tanto, las características más allá del par de torsión nominal se muestran como líneas punteadas en la figura 13-4*b*. De forma similar, la característica más allá de la velocidad nominal se muestra como línea punteada porque el aumento de velocidad más allá de la velocidad nominal requeriría que el voltaje terminal V_t excediera su valor nominal, lo que no es deseable. Se trata de una limitación de los motores de CC de imanes permanentes, donde la velocidad máxima está limitada a la velocidad nominal del motor. La capacidad del par de torsión como función de la velocidad se traza en la figura 13-4*c*. Este trazado muestra los límites de operación en estado permanente del par de torsión y de la corriente; es posible exceder en forma significativa los límites de corriente y par de torsión de corto plazo. La figura 13-4*c* también muestra el voltaje de terminal requerido como función de la velocidad y el E_a correspondiente.

13-4 MOTORES DE CC CON UN DEVANADO DE CAMPO DE EXCITACIÓN SEPARADA

Los motores de CC de imanes permanentes están limitados a especificaciones de unos cuantos caballos y también a una velocidad máxima. Estas limitaciones se superan si ϕ_f se produce por medio de un devanado de campo en el estator que se alimenta por una corriente CC I_f, como se muestra en la figura 13-1*b*. Para

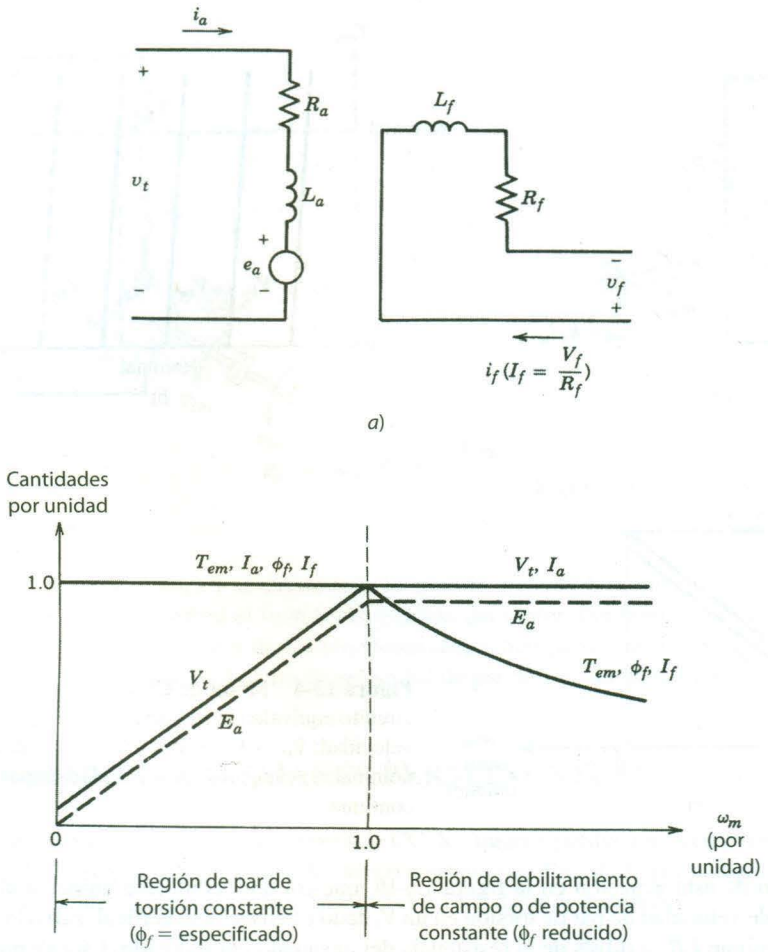


Figura 13-5 Motor de CC con excitación separada: *a*) circuito equivalente; *b*) capacidad de par de torsión-velocidad continua.

ofrecer la mayor flexibilidad en el control del motor de CC, el devanado de campo se excita por una fuente de control separado v_f, como se muestra en la figura 13-5*a*. Como lo indica la ecuación 13-1, el valor de estado permanente de ϕ_f se controla por $I_f (= V_f/R_f)$, donde R_f es la resistencia del devanado de campo.

Como ϕ_f es controlable, la ecuación 13-13 se escribe de la siguiente forma:

$$\omega_m = \frac{1}{k_e \phi_f}\left(V_t - \frac{R_a}{k_t \phi_f} T_{\text{em}}\right) \tag{13-14}$$

reconociendo que $k_E = k_e \phi_f$ y $k_T = k_t \phi_f$. La ecuación 13-14 demuestra que en un motor de CC con un devanado de campo de excitación por separado tanto V_t como ϕ_f se controlan para generar el par de torsión y la velocidad deseados. Como práctica general para maximizar la capacidad del par de torsión del motor, ϕ_f (y por ende I_f) se mantiene en su valor nominal para velocidades menores que la velocidad nominal. Con ϕ_f en su valor nominal, las relaciones son las mismas que en las ecuaciones 13-10 a 13-13 de un motor de CC de imanes permanentes. Por tanto, las curvas características de par de torsión-velocidad también son las mismas que las del motor de CC de imanes permanentes que se ilustró en la figura 13-4*b*. Con ϕ_f constante e igual a su valor nominal, la capacidad del par de torsión del motor es como se muestra en la figura 13-5*b*, donde esta región de ϕ_f constante suele denominarse región de par de torsión constante. El voltaje de terminal requerido, V_t, en esta región aumenta en forma lineal desde aproximadamente cero hasta su valor nominal conforme la velocidad aumenta desde cero hasta su valor nominal. El voltaje V_t y el E_a correspondiente se muestran en la figura 13-5*b*.

Para obtener velocidades más allá de su valor nominal, V_t se mantiene constante en su valor nominal y ϕ_f se reduce mediante la disminución de I_f. Como no se permite que I_a exceda su valor nominal en forma continua, la capacidad de par de torsión desciende, pues ϕ_f se reduce en la ecuación 13-2. En esta región,

llamada región de debilitamiento de campo, no se permite que la potencia máxima $E_a I_a$ (igual a $\omega_m T_{em}$) que entra en el motor exceda su valor nominal en forma continua. Esta región, que también se llama región de potencia constante, se muestra en la figura 13-5*b*, donde T_{em} desciende con ω_m, y V_t, E_a e I_a permanecen constantes en sus valores nominales. Se debe subrayar que la figura 13-5*b* es el trazado de la máxima capacidad continua del motor en estado permanente. Todo punto operativo dentro de la región que se muestra es, desde luego, permisible. En la región de debilitamiento de campo, la velocidad puede excederse por 50 a 100% de su valor nominal, según las especificaciones del motor.

13-5 EFECTO DE LA FORMA DE ONDA DE CORRIENTE DE INDUCIDO

En accionamientos por motor de CC, el voltaje de salida del convertidor de electrónica de potencia contiene un voltaje de ondulación superpuesto sobre el voltaje de CC deseado. La ondulación en el voltaje de terminal puede producir una ondulación en la corriente de inducido con las siguientes consecuencias que se deben reconocer: el factor de forma y las pulsaciones de par de torsión.

13-5-1 FACTOR DE FORMA

El factor de forma para la corriente de inducido del motor de CC se define como

$$\text{Factor de forma} = \frac{I_a(\text{rms})}{I_a(\text{promedio})} \tag{13-15}$$

El factor de forma sólo será unitario si i_a es una CC pura. Entre más desviaciones i_a de una CC pura haya, más alto será el valor del factor de forma. La entrada de potencia al motor (y por tanto la salida de potencia) varía en forma proporcional al valor medio de i_a, mientras que las pérdidas en la resistencia del devanado de inducido dependen de $I^2_a(\text{rms})$. Por tanto, entre más alto sea el factor de forma de la corriente de inducido, más altas serán las pérdidas en el motor (es decir, calentamiento más alto) y, por ende, más baja será la eficiencia del motor.

Además, un factor de forma mucho más alto que la unidad implica un valor mucho más grande de la corriente de inducido pico en comparación con su valor medio, lo que puede producir una formación excesiva de arcos en el conmutador y las escobillas. Para evitar daños graves del motor a causa de grandes corrientes picos, tal vez el motor se deba subutilizar (es decir, la potencia o el par de torsión máximo se tiene que mantener muy por debajo de su especificación) para evitar que la temperatura del motor exceda su límite especificado y proteger al conmutador y las escobillas. Por consiguiente, es deseable mejorar en lo posible el factor de forma de la corriente de inducido.

13-5-2 PULSACIONES DE PAR DE TORSIÓN

Como el par electromagnético instantáneo $T_{em}(t)$ desarrollado por el motor es proporcional a la corriente de inducido instantánea $i_a(t)$, una ondulación en i_a produce una ondulación en el par de torsión y por ende en la velocidad si la inercia no es grande. Ésta es otra razón para minimizar la ondulación en la corriente de inducido. Cabe notar que una ondulación de par de torsión de alta frecuencia generará fluctuaciones de velocidad más pequeñas en comparación con una ondulación de par de torsión de baja frecuencia de la misma magnitud.

13-6 SERVOACCIONAMIENTOS DE CC

En las servoaplicaciones, la velocidad y precisión de respuesta es importante. A pesar de la creciente popularidad del servoaccionamiento de CA, los servo-accionamientos de CC todavía se usan extensamente. Si no fuera por las desventajas de tener un conmutador y escobillas, los motores de CC serían ideales para servoaccionamientos. La razón es que el par de torsión instantáneo T_{em} en la ecuación 13-2 se controla en forma lineal mediante el control de la corriente de inducido i_a del motor.

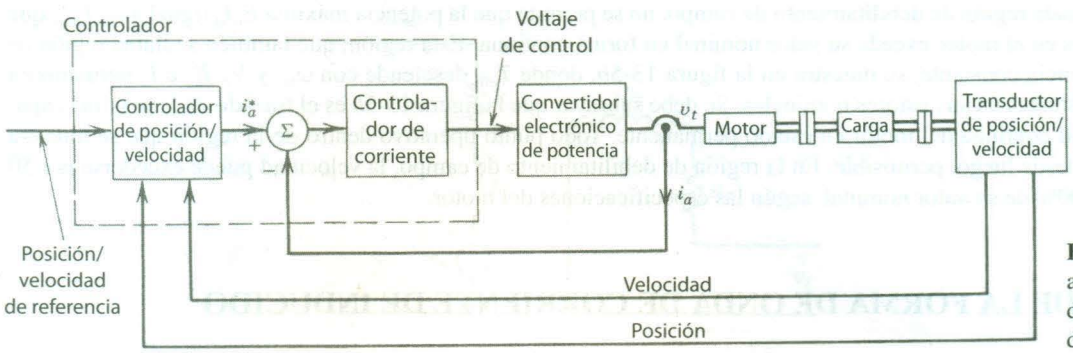


Figura 13-6 Servoaccionamiento de CC de posición/velocidad de lazo cerrado.

13-6-1 MODELO DE FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA EL DESEMPEÑO DINÁMICO DE SEÑALES PEQUEÑAS

La figura 13-6 muestra un motor de CC que trabaja en un lazo cerrado para suministrar una velocidad o una posición controlada. Para diseñar el controlador apropiado que produzca un alto desempeño (alta velocidad de respuesta, bajo error de estado permanente y alto grado de estabilidad) es importante conocer la función de transferencia del motor. Luego se combina con la función de transferencia del resto del sistema a fin de determinar la respuesta dinámica del accionamiento para cambios en la velocidad o posición deseadas, o para un cambio en la carga. Como explicaremos más adelante, el modelo lineal sólo es válido para cambios pequeños donde la corriente del motor no esté limitada por el convertidor que alimenta al motor.

Para analizar el desempeño de señales pequeñas de la combinación de motor y carga alrededor de un punto de operación de estado permanente, las siguientes ecuaciones se escriben en términos de pequeñas desviaciones alrededor de sus valores de estado permanente:

$$\Delta_{V_t} = \Delta_{e_a} + R_a \Delta_{i_a} + L_a \frac{d}{dt}(\Delta_{i_a}) \tag{13-16}$$

$$\Delta_{e_a} = k_E \Delta\omega_m \tag{13-17}$$

$$\Delta T_{\text{em}} = k_T \Delta i_a \tag{13-18}$$

$$\Delta T_{\text{em}} = \Delta T_{WL} + B\,\Delta\omega_m + J\frac{d(\Delta\omega_m)}{dt} \quad \text{(según la ecuación 13-9)} \tag{13-19}$$

Si tomamos la transformación de Laplace de estas ecuaciones, donde las variables de Laplace representan sólo los valores Δ de señales pequeñas en las ecuaciones 13-16 a 13-19,

$$\begin{aligned} V_t(s) &= E_a(s) + (R_a + sL_a)I_a(s) \\ E_a(s) &= k_E\omega_m(s) \\ T_{\text{em}}(s) &= k_T I_a(s) \\ T_{\text{em}}(s) &= T_{WL}(s) + (B + sJ)\omega_m(s) \\ \omega_m(s) &= s\theta_m(s) \end{aligned} \tag{13-20}$$

Estas ecuaciones para la combinación de motor/carga se representan por medio de bloques de función de transferencia, como en la figura 13-7. Las entradas a la combinación de motor/carga en la figura 13-7 son el voltaje de terminal de inducido $V_t(s)$ y el par de torsión de carga $T_{WL}(s)$. Al aplicar una entrada a la vez colocando la otra entrada en cero, el principio de superposición genera (observe que esto es un sistema linealizado),

$$\omega_m(s) = \frac{k_T}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} V_t(s) - \frac{R_a + sL_a}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} T_{WL}(s) \tag{13-21}$$

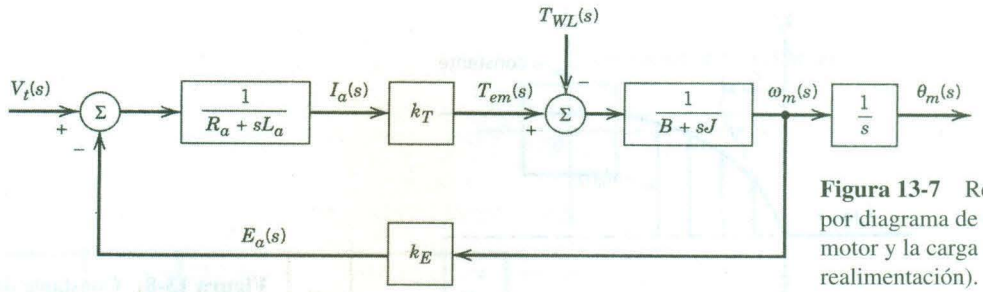


Figura 13-7 Representación por diagrama de bloques del motor y la carga (sin realimentación).

Esta ecuación produce dos funciones de transferencia de bucle cerrado:

$$G_1(s) = \left.\frac{\omega_m(s)}{V_t(s)}\right|_{T_{WL}(s)=0} = \frac{k_T}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} \tag{13-22}$$

$$G_2(s) = \left.\frac{\omega_m(s)}{T_{WL}(s)}\right|_{V_t(s)=0} = -\frac{R_a + sL_a}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} \tag{13-23}$$

Como simplificación para entender mejor el comportamiento del motor de CC, dejaremos de lado el término de fricción (que suele ser pequeño) mediante la colocación de $B = 0$ en la ecuación 13-22. Además, si sólo consideramos el motor sin la carga, J en la ecuación 13-22 es la inercia del motor J_m. Por tanto,

$$G_1(s) = \frac{k_T}{sJ_m(R_a + sL_a) + k_T k_E} = \frac{1}{k_E\left(s^2\dfrac{L_a J_m}{k_T k_E} + s\dfrac{R_a J_m}{k_T k_E} + 1\right)} \tag{13-24}$$

Definiremos las siguientes constantes:

$$\tau_m = \frac{R_a J_m}{k_T k_E} = \text{constante de tiempo mecánica} \tag{13-25}$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = \text{constante de tiempo eléctrica} \tag{13-26}$$

Con τ_m y τ_e en la expresión para $G_1(s)$, tenemos

$$G_1(s) = \frac{1}{k_E(s^2\tau_m\tau_e + s\tau_m + 1)} \tag{13-27}$$

Como por lo general $\tau_m \gg \tau_e$ es una aproximación razonable remplazar $s\tau_m$ con $s(\tau_m + \tau_e)$ en la expresión anterior. Así,

$$G_1(s) = \frac{\omega_m(s)}{V_t(s)} \simeq \frac{1}{k_E(s\tau_m + 1)(s\tau_e + 1)} \tag{13-28}$$

También se debe entender la importancia física de las constantes de tiempo eléctricas y mecánicas del motor. La constante de tiempo eléctrica τ_e determina la rapidez con que se acumula la corriente de inducido, como se ve en la figura 13-8, en respuesta a un cambio de paso Δv_t en el voltaje de terminal, donde se supone que la velocidad del rotor es constante.

La constante de tiempo mecánica τ_m determina la rapidez con que aumenta la velocidad en respuesta a un cambio de tipo escalón Δv_t en el voltaje terminal, en tanto se suponga que la constante de tiempo eléctrica τ_e es insignificante y, por ende, la corriente de inducido cambia en forma instantánea. Al ignorar τ_e en la ecuación 13-28, el cambio de velocidad según la condición de estado permanente se obtiene como

$$\omega_m(s) = \frac{V_t(s)}{k_E(s\tau_m + 1)} = \frac{\Delta v_t}{k_E s(s\tau_m + 1)} = \frac{\Delta v_t}{k_E}\frac{1/\tau_m}{s(s + 1/\tau_m)} \tag{13-29}$$

si reconocemos que $V_t(s) = \Delta v_t/s$. Según la ecuación 13-29,

$$\Delta\omega_m(t) = \frac{\Delta v_t}{k_E}(1 - e^{-t/\tau_m}) \tag{13-30}$$

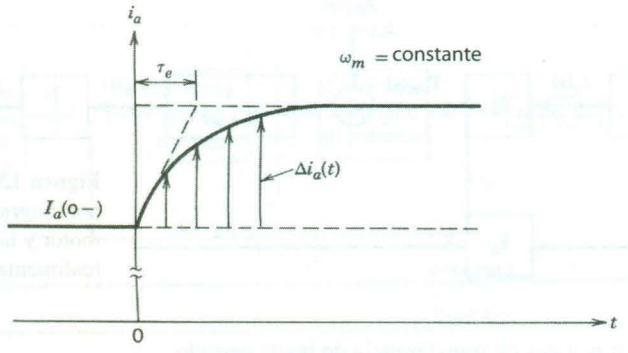


Figura 13-8 Constante de tiempo eléctrica τ_e: se supone que la velocidad ω_m es constante.

donde τ_m es la constante de tiempo mecánica con que cambia la velocidad en respuesta a un cambio de paso en el voltaje de terminal, como se muestra en la figura 13-9*a*. El cambio correspondiente en la corriente de inducido se traza en la figura 13-9*b*. Observe que, si la corriente del motor está limitada por el convertidor durante transitorios largos, el par de torsión producido por el motor es simplemente $k_T I_{a,\text{máx}}$.

13-6-2 CONVERTIDOR ELECTRÓNICO DE POTENCIA

A partir del análisis anterior, un convertidor electrónico de potencia que alimenta a un motor de CC debe tener las siguientes capacidades:

1. El convertidor debe permitir que se inviertan tanto su tensión como su corriente de salida para ofrecer una operación de cuatro cuadrantes, como en la figura 13-3.
2. El convertidor debe ser capaz de operar en el modo controlado por corriente, manteniendo la corriente en su máximo valor aceptable durante la aceleración y desaceleración rápida. El límite de corriente dinámico es generalmente varias veces mayor que la corriente nominal continua de estado permanente del motor.
3. Para el control preciso de la posición, la salida media de voltaje del convertidor debe variar en forma lineal con su entrada de control, independientemente de la carga en el motor. Veremos esto con más detalle en la sección 13-6-5.
4. El convertidor debe producir una corriente de inducido con un buen factor de forma, y minimizar las fluctuaciones del par de torsión y velocidad del motor.
5. La salida del convertidor debe responder con la mayor rapidez posible a su entrada de control para permitir que el convertidor se represente esencialmente por una ganancia constante sin tiempo muerto en el modelo general de función de transferencia del servoaccionamiento.

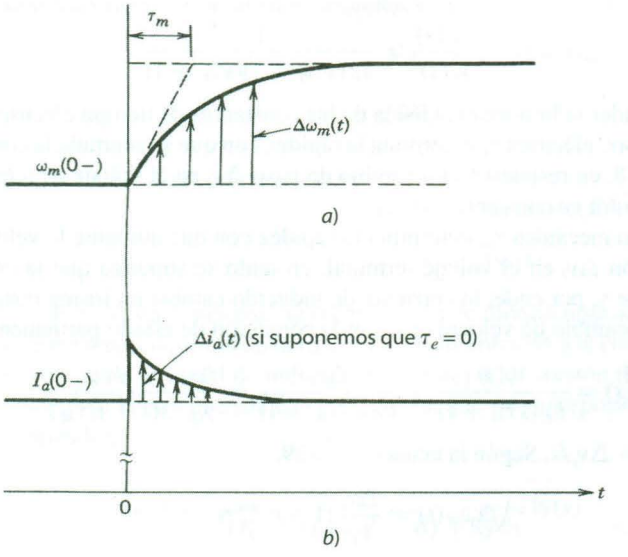


Figura 13-9 Constante de tiempo mecánica τ_m; se supone que el par de torsión de la carga es constante.

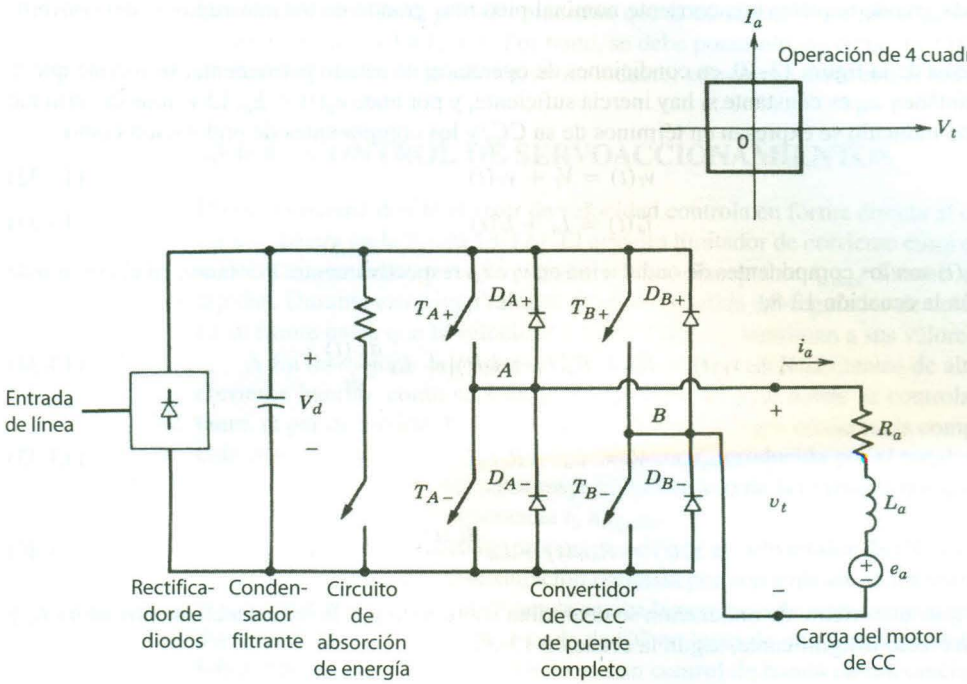


Figura 13-10 Servo-accionamiento por motor de CC; operación de cuatro cuadrantes.

Un amplificador lineal de potencia cumple con todos los requerimientos recién mencionados. Sin embargo, por su baja eficiencia de energía, esta opción está limitada a un rango de potencia muy bajo. Por tanto, se debe seleccionar entre convertidores de CC de modo conmutado del tipo que se analiza en el capítulo 7, o por convertidores controlados por frecuencia de línea, como los que vimos en el capítulo 6. Aquí sólo se describen los convertidores de CC-CC de modo conmutado. Los accionamientos con convertidores de frecuencia se analizan de la misma manera.

Un convertidor de CC-CC de modo conmutado y de puente completo produce una salida de CC controlable de cuatro cuadrantes. En el capítulo 7 expusimos este convertidor de CC-CC de puente completo (que también se llama puente H). El sistema general se muestra en la figura 13-10, donde la entrada CA de frecuencia de línea se rectifica a CC por medio de un rectificador de diodos del tipo que vimos en el capítulo 5, y se filtra por medio de un condensador filtrante. Se incluye un circuito de disipación de energía para impedir que el voltaje del condensador filtrante crezca en caso de un frenado del motor de CC.

Como analizamos en el capítulo 7, los cuatro interruptores en el convertidor de la figura 13-10 se conmutan durante cada ciclo de la frecuencia de conmutación. Esto da por resultado una verdadera operación de cuatro cuadrantes con una conducción de corriente continua, donde tanto V_t como I_a se invierten con suavidad, uno independientemente del otro. Si ignoramos el efecto del tiempo de supresión, la salida media de voltaje del convertidor varía en forma lineal con el voltaje de control de entrada v_{control}, independiente de la carga:

$$V_t = k_c v_{\text{control}} \tag{13-31}$$

donde k_c es la ganancia del convertidor.

Como vimos en las secciones 7-7-1 y 7-7-2 del capítulo 7, se puede usar un método de conmutación de voltaje PWM bipolar o un método de conmutación de voltaje PWM unipolar. De este modo, el convertidor en la figura 13-6 puede sustituirse por una ganancia de amplificador k_c dada por la ecuación 13-31.

13-6-3 ONDULACIÓN EN LA CORRIENTE DE INDUCIDO i_a

En el capítulo 7 mencionamos que la corriente a través de un convertidor PWM de CC-CC de puente completo que alimenta a una carga de motor CC fluye en forma continua incluso con valores pequeños de I_a. Sin embargo, es importante tener en cuenta la ondulación de pico a pico en la corriente de inducido debido a su impacto sobre las pulsaciones de par de torsión y el calentamiento del motor. Además, una ondulación

de corriente más grande requiere una corriente nominal pico más grande de los interruptores del convertidor.

En el sistema de la figura 13-10, en condiciones de operación de estado permanente, se supone que la velocidad instantánea ω_m es constante si hay inercia suficiente, y por ende $e_a(t) = E_a$. El voltaje de terminal y la corriente de inducido se expresan en términos de su CC, y los componentes de ondulación como

$$v_t(t) = V_t + v_r(t) \tag{13-32}$$

$$i_a(t) = I_a + i_r(t) \tag{13-33}$$

donde $v_r(t)$ e $i_r(t)$ son los componentes de ondulación en v_t e i_a, respectivamente. Por tanto, en el circuito de inducido, según la ecuación 13-8,

$$V_t + v_r(t) = E_a + R_a[I_a + i_r(t)] + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \tag{13-34}$$

donde

$$V_t = E_a + R_a I_a \tag{13-35}$$

y

$$v_r(t) = R_a i_r(t) + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \tag{13-36}$$

Si suponemos que la corriente de ondulación se determina sobre todo por la inductancia de armadura L_a y que R_a tiene un efecto insignificante, según la ecuación 13-36,

$$v_r(t) \simeq L_a \frac{di_r(t)}{dt} \tag{13-37}$$

El calentamiento adicional en el motor es aproximadamente $R_a I_r^2$, donde I_r es el valor rms de la corriente de ondulación i_r.

Por medio de un ejemplo y la figura 7-30 se demostró en el capítulo 7 que, para una conmutación de voltaje bipolar PWM, el voltaje de ondulación es máximo cuando el voltaje de salida medio es cero y todos los interruptores trabajan con relaciones de trabajo iguales. Cuando se aplican estos resultados al accionamiento por motor de CC, la figura 13-11*a* muestra una ondulación de voltaje $v_r(t)$ y la corriente de ondulación $i_r(t)$ resultante con la ecuación 13-37. Según estas formas de onda, la máxima ondulación de pico a pico se calcula como

$$(\Delta I_{p-p})_{\text{máx}} = \frac{V_d}{2L_a f_s} \tag{13-38}$$

donde V_d es el voltaje CC de entrada al convertidor de puente completo.

El voltaje de ondulación para la conmutación de voltaje unipolar PWM se muestra al máximo cuando el voltaje medio de salida es $\frac{1}{2}V_d$. Al aplicar este resultado a un accionamiento por motor de CC, la figura 13-11*b* muestra la forma de onda $i_r(t)$, donde

$$(\Delta I_{p-p})_{\text{máx}} = \frac{V_d}{8L_a f_s} \tag{13-39}$$

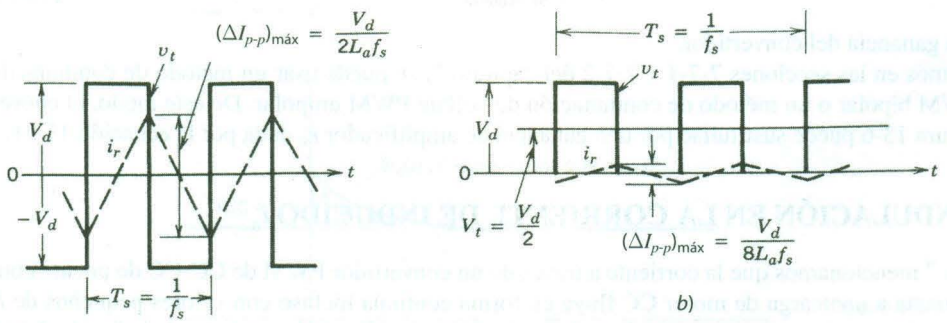


Figura 13-11 Ondulación i_r en la corriente de inducido: *a*) conmutación por voltaje bipolar PWM, $V_t = 0$; *b*) conmutación por voltaje unipolar PWM, $V_t = \frac{1}{2}V_d$.

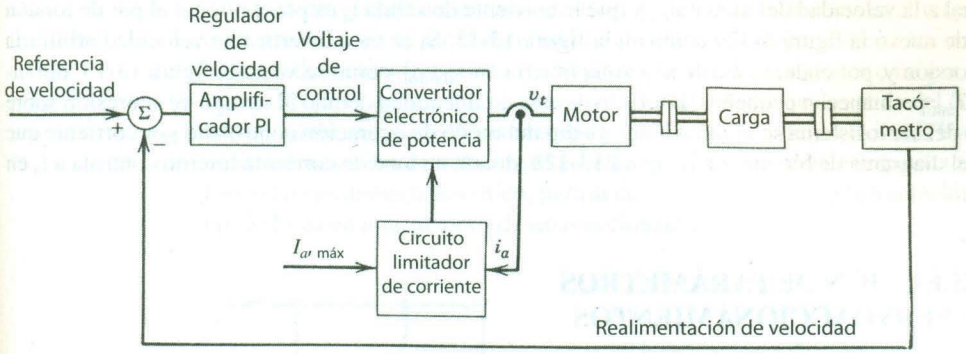
Las ecuaciones 13-38 y 13-39 muestran que la corriente de ondulación de pico a pico máxima es inversamente proporcional a L_a y f_s. Por tanto, se debe poner mucha atención a la selección de f_s y L_a, donde L_a se incrementa mediante la adición de un inductor externo en serie con el inducido del motor.

13-6-4 CONTROL DE SERVOACCIONAMIENTOS

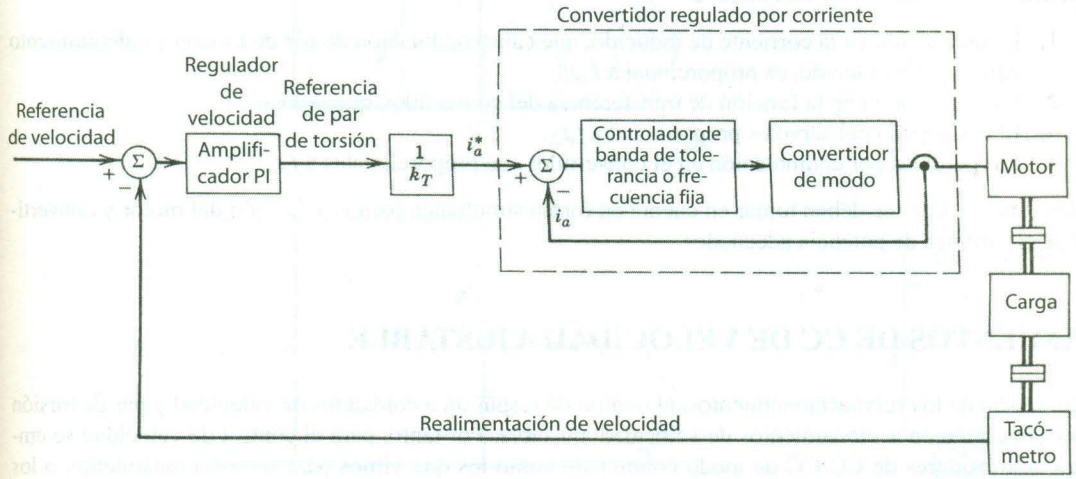
Un servosistema donde el error de velocidad controla en forma directa al convertidor electrónico de potencia se muestra en la figura 13-12*a*. El circuito limitador de corriente entra en acción sólo cuando la corriente del accionamiento trata de exceder un límite aceptable $I_{a,\text{máx}}$ durante aceleraciones y desaceleraciones rápidas. Durante estos intervalos se suprime la salida del regulador de velocidad y la corriente se mantiene en su límite hasta que la velocidad y la posición se aproximan a sus valores deseados.

A fin de mejorar la respuesta dinámica en servoaccionamientos de alto rendimiento se usa un lazo de corriente interno, como se muestra en la figura 13-12*b*, donde se controla la corriente de inducido y, por tanto, el par de torsión. El control de la corriente se logra mediante la comparación de la corriente de inducido real medida, i_a, con su valor de referencia, i_a^*, producida por el regulador de velocidad. La corriente i_a se controla de manera intrínseca respecto del exceso de la corriente nominal del accionamiento por la limitación de la corriente de referencia i_a^* a $I_{a,\text{máx}}$.

La corriente de inducido proporcionada por el convertidor de CC-CC en la figura 13-12*b* se controla de manera semejante a la modulación regulada por corriente en un inversor de CC a CA que analizamos en la sección 8-6-3. La única diferencia es que la corriente de referencia en estado permanente en un convertidor de CC-CC es una forma de onda de CC en lugar de una forma de onda sinusoidal, como en la sección 8-6-3. Para controlar la corriente se usa un control de banda de tolerancia de frecuencia variable, como el de la sección 8-6-3-1, o un control de frecuencia fija, como el de la sección 8-6-3-2.



a)



b)

Figura 13-12
Control de servoaccionamientos: *a*) sin lazo de control de corriente interno; *b*) con lazo de control de corriente interno.

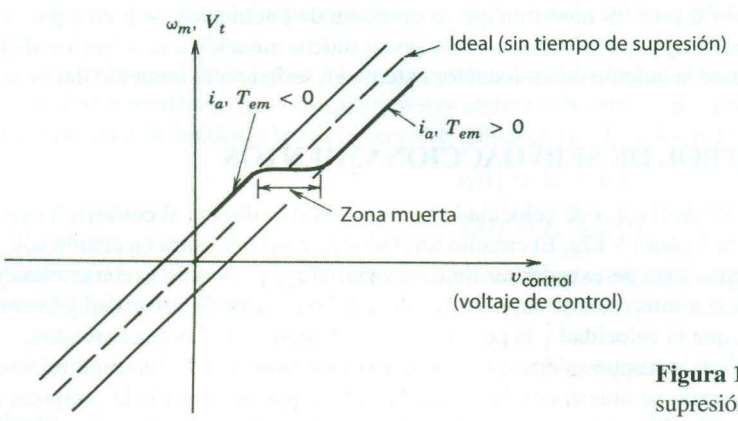


Figura 13-13 Efecto del tiempo de supresión.

13-6-5 NO LINEALIDAD DEBIDO AL TIEMPO DE SUPRESIÓN

En un convertidor de CC-CC práctico de puente completo, donde existe la posibilidad de un cortocircuito a través del bus de CC de entrada, se introduce un tiempo de supresión entre el instante en que se apaga un interruptor y el instante en que se enciende el otro interruptor en la misma pata. El efecto del tiempo de supresión sobre la salida de inversores PWM de CC a CA de puente completo se analizó en detalle en la sección 8-5. Este análisis es también válido para convertidores de CC-CC PWM de puente completo para servo-accionamientos de CC. La ecuación 8-77 y la figura 8-32*b* muestran el efecto del tiempo de supresión sobre la magnitud del voltaje de salida. Si reconocemos que el voltaje de salida del convertidor es proporcional a la velocidad del motor ω_m, y que la corriente de salida i_a es proporcional al par de torsión T_{em}, se traza de nuevo la figura 8-32*b* como en la figura 13-13. Si se va a invertir una velocidad arbitraria ω_m el par de torsión y, por ende, i_a, existe una zona muerta en $v_{control}$, como se ve en la figura 13-13, durante la cual i_a y T_{em} permanecen pequeños. El efecto de esta no linealidad debido al tiempo de supresión sobre el desempeño del servosistema se minimiza por medio del modo de operación controlado por corriente que se analiza en el diagrama de bloques de la figura 13-12*b*, donde un lazo de corriente interno controla a i_a en forma directa.

13-6-6 SELECCIÓN DE PARÁMETROS DE SERVOACCIONAMIENTOS

A partir del análisis anterior, los efectos de la inductancia de inducido L_a, la frecuencia de conmutación f_s, el tiempo de supresión t_Δ y los tiempos de conmutación t_c de los dispositivos de estado sólido en el convertidor CC-CC se resumen de esta manera:

1. La ondulación en la corriente de inducido, que causa ondulación de par de torsión y calentamiento adicional de inducido, es proporcional a L_a/f_s.
2. La zona muerta en la función de transferencia del convertidor, que reduce
3. El desempeño del servo es proporcional a $f_s t_\Delta$.
4. Las pérdidas por conmutación en el convertidor son proporcionales a $f_s t_c$.

Todos estos factores se deben tomar en cuenta en forma simultánea para la selección del motor y convertidor de electrónica de potencia adecuados.

13-7 ACCIONAMIENTOS DE CC DE VELOCIDAD AJUSTABLE

A diferencia de los servoaccionamientos, el tiempo de respuesta a comandos de velocidad y par de torsión no es tan crítico en accionamientos de velocidad ajustable. Por tanto, para el control de velocidad se emplean convertidores de CC-CC de modo conmutado como los que vimos para servoaccionamiento, o los convertidores controlados por frecuencia de línea que expusimos en el capítulo 6.

13-7-1 CONVERTIDOR DE CC-CC DE MODO CONMUTADO

Si se necesita una operación de cuatro cuadrantes y se utiliza un convertidor de modo conmutado, se usa el convertidor de puente completo de la figura 13-10.

Si no se necesita invertir la velocidad pero sí se necesita el frenado, se usa el convertidor de dos cuadrantes de la figura 13-14*a*. Este convertidor consiste en dos interruptores, donde uno de ellos está encendido en todo momento para mantener el voltaje de salida independiente del sentido de i_a. La corriente de inducido se invierte, y un valor negativo de I_a corresponde al modo de operación de frenado, donde la potencia fluye desde el motor de CC a V_d. El voltaje de salida V_t se controla en magnitud, pero siempre queda unipolar. Como i_a fluye en ambos sentidos, a diferencia de los convertidores reductores de un solo interruptor y los convertidores elevadores de CC del capítulo 7, i_a en el circuito de la figura 13-14*a* no se volverá discontinuo.

Para una operación de un solo cuadrante, donde la velocidad permanece unidireccional y no se requiere frenado, se usa el convertidor reductor de la figura 13-14*b*.

13-7-2 CONVERTIDORES CONTROLADOS POR FRECUENCIA DE LÍNEA

En muchos accionamientos de CC de velocidad ajustable, en especial en grandes potencias nominales, puede ser económico utilizar un convertidor controlado por frecuencia de línea del tipo que vimos en el capítulo 6. Dos de estos convertidores se repiten en la figura 13-15 para entradas de CA monofásicas y trifásicas. La salida de estos convertidores de línea de frecuencia, que también se llaman convertidores controlados por fases, contiene una ondulación de CA que es un múltiplo de la frecuencia de línea de 60 Hz. Debido a esta ondulación de baja frecuencia tal vez sea necesaria una inductancia en serie con el inducido del motor para mantener baja la ondulación en i_a, de modo que se reduzca su efecto en el calentamiento del inducido, la ondulación en par de torsión y la velocidad.

Una desventaja de los convertidores de frecuencia de línea es el mayor tiempo muerto en la respuesta a los cambios en la señal de control de velocidad comparado con los convertidores de CC-CC de modo conmutado de alta frecuencia. Una vez que se dispara un tiristor o un par de tiristores en los circuitos de la figura 13-15, el ángulo de retraso α que controla el voltaje de salida del convertidor aplicado a las terminales del motor no puede incrementarse para una porción del ciclo de 60 Hz. Esto tal vez no sea un problema en accionamientos de velocidad ajustable, donde el tiempo de respuesta a comandos de velocidad y par de torsión no es demasiado crítico, pero sí demuestra claramente la limitación de los convertidores de frecuencia de línea en aplicaciones de servoaccionamientos.

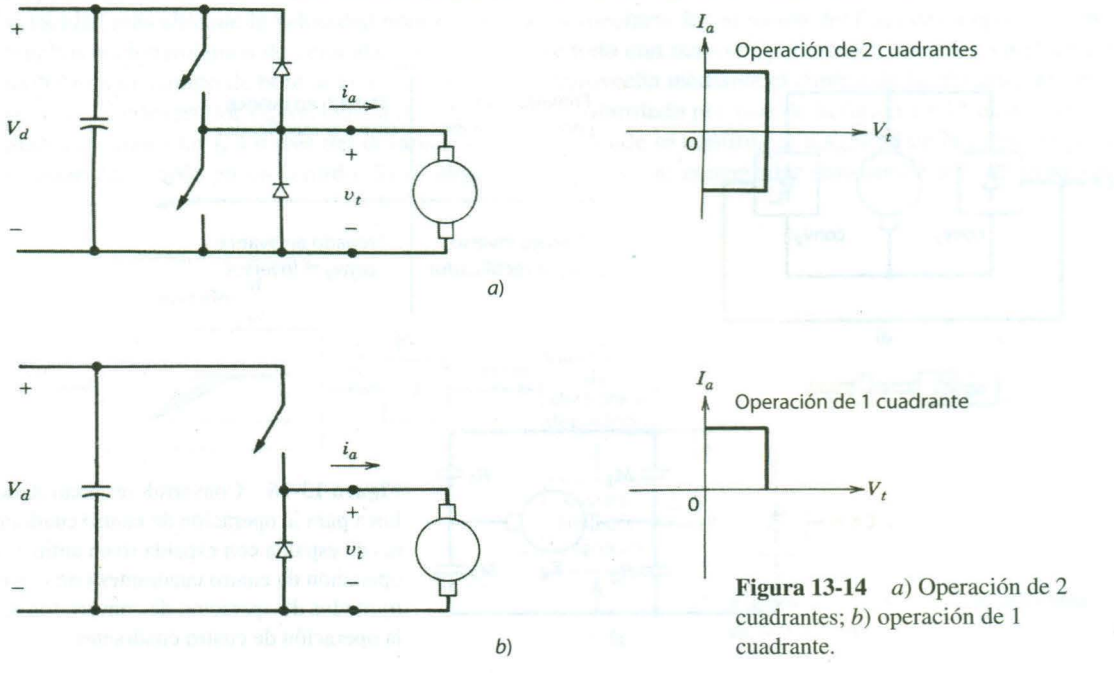


Figura 13-14 *a*) Operación de 2 cuadrantes; *b*) operación de 1 cuadrante.

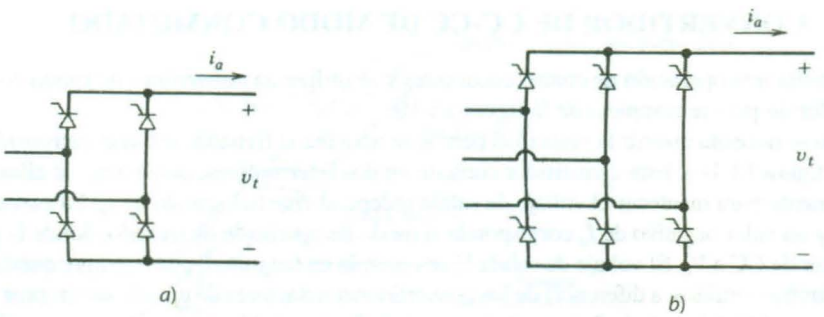


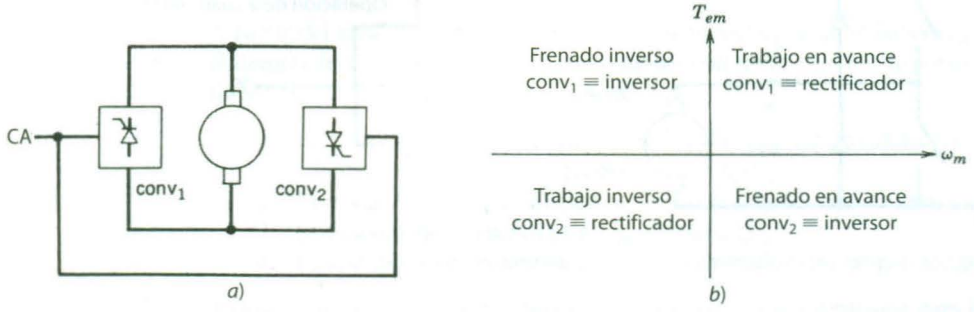
Figura 13-15 Convertidores controlados por frecuencia de línea para accionamientos por motor de CC: *a*) entrada monofásica; *b*) entrada trifásica.

La corriente a través de estos convertidores controlados por frecuencia de línea es unidireccional, pero el voltaje de salida invierte la polaridad. La operación de dos cuadrantes con el voltaje reversible no es lo apropiado para el frenado de motores de CC, que requiere un voltaje unidireccional pero una corriente reversible. Por tanto, si se requiere el frenado regenerativo, se usan dos convertidores de tiristores en conexión de espalda con espalda, como se muestra en la figura 13-16*a*. Esto en realidad ofrece la capacidad de trabajar en los cuatro cuadrantes, como se ilustra en la figura 13-16*b*.

Una opción para el uso de dos convertidores es un convertidor controlado por fase junto con dos pares de conectores, como en la figura 13-16*c*. Cuando la máquina se va a operar como motor, los conectores M_1 y M_2 están cerrados. Durante el frenado, cuando la velocidad del motor se va a reducir rápidamente, E_a es de la misma polaridad que en el modo de trabajo, pues el sentido de rotación permanece igual. Por tanto, para permitir que el convertidor entre en el modo de inversor, se abren los conectores M_1 y M_2, y se cierran R_1 y R_2. Se debe notar que el interruptor de los conectores conmutan con corriente cero cuando el convertidor lleva a cero la corriente a través de ellos.

13-7-3 EFECTO DE LA CORRIENTE DE INDUCIDO DISCONTINUA

En convertidores controlados por fase de frecuencia de línea y convertidores reductores de CC-CC de modo conmutado y un solo cuadrante, la corriente de salida se vuelve discontinua con cargas ligeras en el motor. Para un voltaje de control fijo $v_{control}$ o el ángulo de retraso α, la corriente discontinua aumenta el voltaje de salida. Este aumento de voltaje incrementa la velocidad del motor con valores bajos de I_a (que corresponden a cargas bajas de par de torsión), como se muestra en forma genérica en la figura 13-17. Si i_a fluye de manera continua, la caída de velocidad con pares de torsión más altos se debe a la caída de voltaje R_aI_a a través



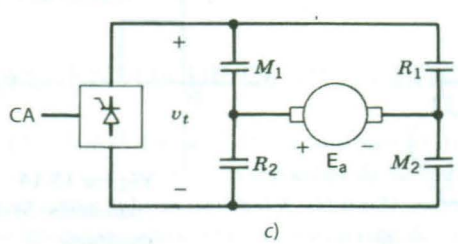


Figura 13-16 Convertidores controlados por frecuencia de línea para la operación de cuatro cuadrantes: *a*) convertidores de espalda con espalda (o en antiparalelo) para la operación de cuatro cuadrantes (sin corriente circulante); *b*) modos de operación de convertidores; *c*) conectores para la operación de cuatro cuadrantes.

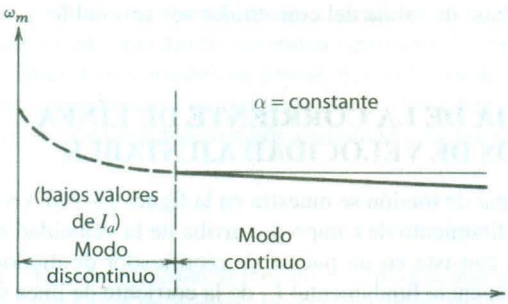


Figura 13-17 Efecto de i_a discontinua sobre ω_m.

de la resistencia de inducido; ocurren caídas adicionales de velocidad en los motores accionados por convertidores controlados por fase debido a caídas de voltaje de conmutación a través de la inductancia L_s del lado CA, aproximadamente iguales a $(2\omega L_s/\pi)I_a$ en convertidores monofásicos, y a $(3\omega L_s/\pi)I_a$ en convertidores trifásicos, como vimos en el capítulo 6. Estos efectos producen una regulación deficiente de velocidad en una operación de lazo abierto.

13-7-4 CONTROL DE ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD AJUSTABLE

El tipo de control depende de los requerimientos del accionamiento. En la figura 13-18 se muestra un control de lazo abierto donde el comando de velocidad ω^* se genera mediante la comparación de la salida del accionamiento con su valor deseado (el cual, por ejemplo, puede ser la temperatura en caso de una bomba de calor modulada por capacidad). Un limitador *d*/*dt* permite que el comando de velocidad cambie lentamente e impide así que la corriente del rotor exceda sus especificaciones. La pendiente del limitador *d*/*dt* se ajusta para igualar la inercia de la carga del motor. El limitador de corriente en este tipo de accionamiento tal vez sea sólo una medida de protección mediante la cual el controlador apague el accionamiento si la corriente medida exceda su valor nominal. Posiblemente se necesite un reinicio manual. Como expusimos en la sección 13-6, también se puede aplicar un control de lazo cerrado.

13-7-5 DEBILITACIÓN DE CAMPO EN ACCIONAMIENTOS POR MOTOR DE CC DE VELOCIDAD AJUSTABLE

En un motor de CC con un devanado de campo con excitación separada, el accionamiento se opera con una velocidad más alta que la velocidad nominal del motor mediante la reducción del flujo de campo ϕ_f. Como muchos accionamientos de velocidad ajustable, sobre todo con mayores potencias nominales, emplean un motor con un campo de bobinado, esta capacidad se aprovecha mediante el control de la corriente de campo y ϕ_f. El convertidor de frecuencia de línea sencillo controlado por fase de la figura 13-15 es de uso común para controlar I_f a través del devanado de campo, donde se controla la magnitud de la corriente pero siempre fluye sólo en un sentido. Si se elige una topología de convertidor consistente sólo en tiristores

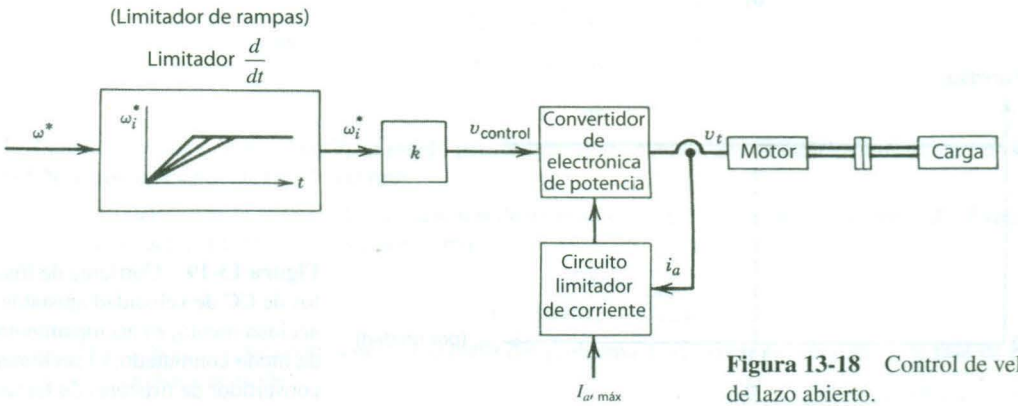


Figura 13-18 Control de velocidad de lazo abierto.

(como en la figura 13-15), donde el voltaje de salida del convertidor sea reversible, la corriente de campo disminuye rápidamente.

13-7-6 FACTOR DE POTENCIA DE LA CORRIENTE DE LÍNEA EN ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD AJUSTABLE

La operación del motor en su límite de par de torsión se muestra en la figura 13-19*a*, en la región de par de torsión constante y en la región de debilitamiento de campo por arriba de la velocidad nominal. En un accionamiento de modo conmutado, que consiste en un puente de rectificador de diodos y un convertidor PWM de CC-CC, el componente de frecuencia fundamental I_{s1} de la corriente de línea como función de la velocidad se muestra en la figura 13-19*b*. La figura 13-19*c* muestra I_{s1} para un accionamiento de tiristores de frecuencia de línea controlado por fases. Si suponemos que el par de torsión de carga es constante, I_{s1} disminuye con la velocidad decreciente en un accionamiento de modo conmutado. Así, el accionamiento de modo conmutado es un buen factor de desplazamiento de potencia. Por otro lado, en un accionamiento de tiristores controlado por fases, I_{s1} permanece esencialmente constante conforme disminuye la velocidad, lo que produce un factor de desplazamiento de potencia muy deficiente con velocidades bajas.

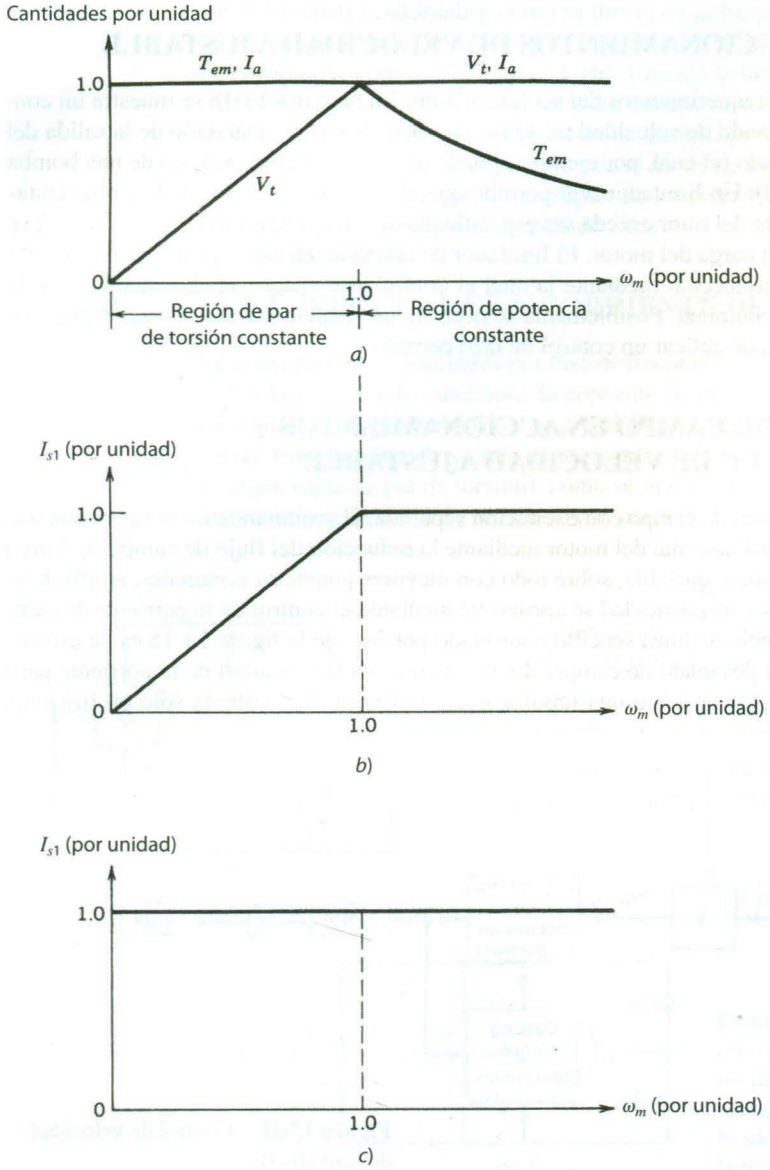


Figura 13-19 Corriente de línea en accionamientos de CC de velocidad ajustable: *a*) capacidad del accionamiento; *b*) accionamiento de un convertidor de modo conmutado; *c*) accionamiento de un convertidor de tiristores de frecuencia de línea.

Como analizamos en los capítulos 5 y 6, tanto los rectificadores de diodos como los rectificadores controlados por fases consumen corrientes de línea que consisten en grandes armónicos además del fundamental. Estos armónicos causan que el factor de potencia de la operación sea deficiente en ambos tipos de accionamientos. Los circuitos que se describen en el capítulo 18 remedian el problema de armónicos en los accionamientos de modo conmutado, lo que da por resultado un mayor factor de potencia de operación.

RESUMEN

1. Debido al contacto mecánico entre los segmentos de conmutador y las escobillas, los motores de CC requieren un mantenimiento periódico. Por la formación de arcos entre estas dos superficies, los motores de CC no son apropiados para ciertos ambientes.
2. En un motor de CC, el flujo de campo se establece por un devanado de campo suministrado a través de una corriente CC o por imanes permanentes ubicados en el estator. La magnitud del par de torsión electromagnético es directamente proporcional al flujo de campo y la magnitud de la corriente de inducido. Por esto, un motor de CC es ideal para aplicaciones de servo-accionamientos.
3. La fuerza contra-electromotriz inducida a través de las terminales del devanado de inducido es directamente proporcional a la magnitud del flujo de campo y la velocidad rotativa del rotor.
4. Para el estudio del desempeño dinámico de un motor de CC se obtiene un modelo sencillo de función de transferencia.
5. El factor de forma de la corriente de inducido se define como la relación entre su valor ems y su valor medio. Una forma de onda deficiente de la corriente de inducido con un alto factor de forma genera el calentamiento excesivo del inducido que forma arcos a través de segmentos de conmutador y escobillas, así como grandes pulsaciones de par de torsión. Por tanto, se debe remediar esto para evitar daños al motor de CC.
6. Los accionamientos por motor de CC utilizan convertidores controlados por frecuencia de línea o convertidores de CC de modo conmutado. Mediante la derivación de los inductores en un motor de CC de campo devanado, la velocidad se controla más allá de su valor nominal, sin exceder el voltaje nominal de inducido.
7. El factor de potencia con el cual opera un motor de CC desde la red de electricidad, así como los armónicos de corriente que se inyectan en la red de electricidad, dependen del tipo de convertidor: controlado por frecuencia de línea o un convertidor de CC de modo conmutado.

PROBLEMAS

13-1 Considere un servomotor de CC de imanes permanentes con los siguientes parámetros:

$$T_{\text{nominal}} = 10 \text{ N-m}$$

$$n_{\text{nominal}} = 3\,700 \text{ rpm}$$

$$k_T = 0.5 \text{ N-m/A}$$

$$k_E = 53\text{V}/1\,000 \text{ rpm}$$

$$R_a = 0.37\ \Omega$$

$$\tau_e = 4.05 \text{ ms}$$

$$\tau_m = 11.7 \text{ ms}$$

Calcule el voltaje de terminal V_t en estado permanente si se requiere que el motor alimente un par de torsión de 5 N-m con una velocidad de 1 500 rpm.

13-2 $G_1(s) = [\omega_m(s)/V_t(s)]$ es la función de transferencia de un motor de CC no cargado y no controlado. Exprese $G_1(s)$ dado por la ecuación 13-27 en la siguiente forma:

$$G_1(s) = \frac{1/k_E}{1 + 2sD/\omega_n + s^2/\omega_n^2}$$

Calcule D y ω_n para los parámetros del servomotor del problema 13-1. Trace la magnitud y la fase de $G_1(s)$ por medio de una gráfica de Bode.

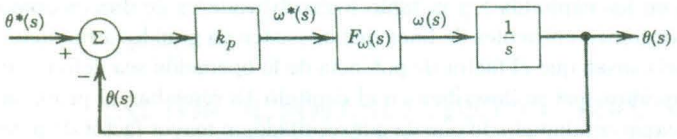


Figura P13-6

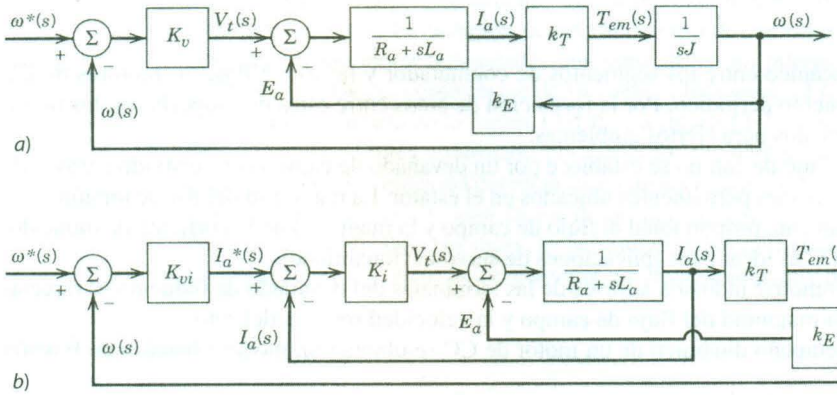


Figura P13-7

13-3 Con los parámetros del servomotor del problema 13-1, calcule y trace el cambio en ω_m como función de tiempo para un incremento de pasos de 10 V en el voltaje de terminal de ese servomotor no controlado y no cargado.

13-4 El servomotor del problema 13-1 se acciona por un convertidor de CC-CC de puente completo que opera desde un bus de CC de 200 V. Calcule la ondulación de pico a pico en la corriente del motor si se usa el método de conmutación por voltaje bipolar PWM. El motor alimenta un par de torsión de 5 N-m con una velocidad de 1 500 rpm. La frecuencia de conmutación es de 20 kHz.

13-5 Repita el problema 13-4 con el método de conmutación por voltaje unipolar.

13-6 En el servo-accionamiento del problema 13-1 se usa un regulador PI en el lazo de velocidad para obtener una función de transferencia de la siguiente forma en la figura P13-6:

$$F_\omega(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{1}{1 + s\,(2D/\omega_n) + s^2/\omega_n^2}$$

donde $D = 0.5$ y $\omega_n = 300$ rad/s.

a) Trace la gráfica de Bode de la función de transferencia de bucle cerrado $F_\theta(s) = [\theta(s)/\theta^*(s)]$ si se usa una ganancia $k_p = 60$ para el regulador de posición proporcional en la figura P13-6.

b) ¿Cuál es el ancho de banda del sistema de lazo cerrado recién descrito?

13-7 Considere el servomotor del problema 13-1 en un lazo de control de velocidad. Si no se usa un lazo de corriente interno, el diagrama de bloques es como se muestra en la figura P13-7*a*, donde sólo se emplea un control proporcional. Si se usa un lazo de corriente interno, el diagrama de bloques sin los límites de corriente es como el de la figura P13-7*b*, donde ω_n es 10 veces lo de la parte *a*.

Diseñe los controladores (K_v, K_{vi}, K_i) para generar un lazo de control con una respuesta un poco subamortiguada ($D = 0.7$). Compare los dos métodos de control en términos del ancho de banda y desempeño de transitorios, suponiendo que el límite de la corriente no se alcance en ninguno de ellos.

REFERENCIAS

1. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, Jr., y S. D. Umans, *Electric Machinery,* 4ª ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1983.
2. P. C. Sen, *Thyristor DC Drives*, Wiley, Nueva York, 1981.
3. G. R. Slemon y A. Straughen, *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, 1980.
4. T. Kenjo y S. Nagamori, *Permanent-Magnet and Brushless DC Motors*, Clarendon, Oxford, 1985.
5. *DC Motors · Speed Controls · Servo System — An Engineering Handbook*, 5a. ed., ElectroCraft Corporation, Hopkins, MN, 1980.

CAPÍTULO 14

ACCIONAMIENTOS POR MOTOR DE INDUCCIÓN

14-1 INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción con rotor en jaula de ardilla son las principales herramientas de la industria, debido a su bajo costo y su construcción resistente. Cuando se opera directamente desde los voltajes de línea (entrada de 60 Hz desde la línea de electricidad con un voltaje en esencia constante), un motor de inducción trabaja casi con una velocidad constante. Sin embargo, por medio de convertidores de electrónica de potencia es posible variar la velocidad de un motor de inducción. Los accionamientos por motor de inducción se clasifican en dos categorías amplias con base en sus aplicaciones:

1. *Accionamientos de velocidad ajustable.* Una aplicación importante de estos accionamientos se encuentra en el control de procesos, donde controlan la velocidad de ventiladores, compresores, bombas, sopladores, etcétera.
2. *Servoaccionamientos.* Por medio de un control avanzado, los motores de inducción se pueden usar como servoaccionamientos en periféricos de computadoras, máquinas herramienta y robótica.

El énfasis de este capítulo es en la comprensión del comportamiento de los motores de inducción y el control de su velocidad donde la dinámica del control de velocidad no necesite ser muy rápida ni precisa. Esto es el caso en la mayoría de las aplicaciones de control de procesos que usan accionamientos por motores de inducción. Como beneficio secundario, el uso de accionamientos por motores de inducción resulta en la conservación de energía, como veremos más adelante.

Considere el ejemplo sencillo de un motor de inducción que acciona una bomba centrífuga, como se muestra en la figura 14-1*a*, donde el motor y la bomba trabajan a una velocidad casi constante. Para reducir la velocidad de circulación, la válvula de estrangulamiento está parcialmente cerrada. Esto causa una pérdida de energía a través de la válvula de estrangulamiento. Esta pérdida de energía se evita al eliminar la válvula de estrangulamiento y accionar la bomba con una velocidad que genere la velocidad de circulación deseada, como se muestra en la figura 14-1*b*.

En el sistema de la figura 14-1*b*, la potencia de entrada disminuye de manera significativa conforme se reduce la velocidad para reducir el caudal. Esta reducción del requisito de potencia se calcula cuando se reconoce que en una bomba centrífuga,

$$\text{Par de torsión} \simeq k_1(\text{velocidad})^2 \tag{14-1}$$

y por tanto, la potencia requerida por la bomba desde el motor es

$$\text{Potencia} \simeq k_2(\text{velocidad})^3 \tag{14-2}$$

donde k_1 y k_2 son las constantes de proporcionalidad.

Si se supone que las eficiencias de energía de motor y de la bomba son constantes conforme cambian su velocidad y sus cargas, la potencia de entrada requerida por el motor de inducción también variaría con-

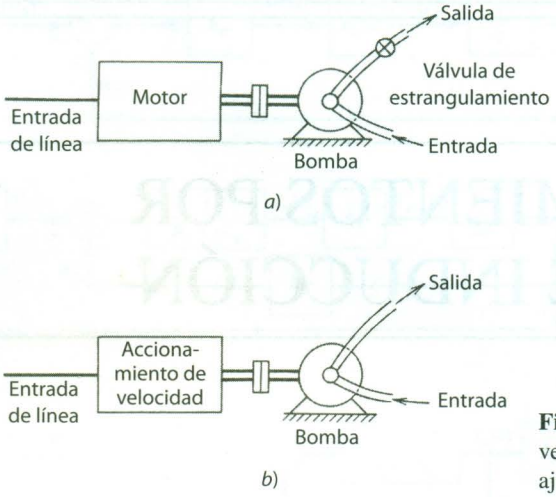


Figura 14-1 Bomba centrífuga: *a*) accionamiento de velocidad constante; *b*) accionamiento de velocidad ajustable.

forme la velocidad se elevara al cubo. Por tanto, en comparación con una válvula de estrangulamiento para controlar el caudal, la bomba accionada por velocidad variable genera una considerable conservación de energía (ahorro de energía), donde se requieren caudales reducidos durante largos periodos. Además, por lo regular los sistemas de bombeo están diseñados para proveer un margen de caudal de 20 a 30% arriba de los valores máximos de su caudal real. Por consiguiente, una bomba de velocidad ajustable permite una conservación sustancial de energía. Esta conclusión es válida sólo si es posible ajustar la velocidad del motor en una forma eficiente de energía. Como veremos en este capítulo, la eficiencia de energía asociada a los inversores de electrónica de potencia (como se describen en el capítulo 8) que se usan para el control de velocidades de motores de inducción es alta a lo largo de amplios rangos de velocidad y carga.

14-2 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA OPERACIÓN DE MOTORES DE INDUCCIÓN

En la gran mayoría de aplicaciones, los accionamientos por motores de inducción incorporan un motor trifásico en jaula de ardilla. Por tanto, aquí también suponemos un motor de inducción trifásico en jaula de ardilla. El estator de un motor de inducción consiste en tres devanados de fase distribuidos en las ranuras del estator. Estos tres bobinados están desplazados por 120° en espacio uno respecto del otro. El rotor en jaula de ardilla consiste en una pila de laminados aislados. A través de él, se encuentran insertadas barras de conducción eléctrica, cerca de la periferia en el sentido axial, las cuales están en cortocircuito eléctrico en cada extremo del rotor por medio de anillos de extremo, lo que constituye una estructura parecida a una jaula. Esto también ilustra la naturaleza simple, económica y robusta del rotor.

El objetivo del análisis que sigue es explicar de la manera más sencilla la interacción entre el motor de inducción y el convertidor de electrónica de potencia. Con este objetivo en mente, los detalles de proporcionalidades entre diversas variables del motor se expresan tan sólo como k_j (donde al subíndice j se le asignan valores numéricos arbitrarios). Además, se supone que el motor opera sin saturación magnética.

Si se aplica al estator un conjunto equilibrado de voltajes sinusoidales trifásicos con una frecuencia $f = \omega/2\pi$, el resultado es un conjunto equilibrado de corrientes, lo cual establece una distribución de densidad de flujo B_{ag} en el entrehierro con las siguientes propiedades: 1) tiene una amplitud constante y 2) gira con una velocidad constante, también llamada velocidad síncrona, de ω_s radianes por segundo. La velocidad síncrona en un motor de polos p, alimentada por la frecuencia f, se obtiene como

$$\omega_s = \frac{2\pi(p/2)}{1/f} = \frac{2}{p}(2\pi f) = \frac{2}{p}\omega \quad \text{(rad/s)} \tag{14-3}$$

que se sincroniza con la frecuencia f de las tensiones y corrientes aplicadas a los bobinados del estator. En términos de revoluciones por minuto (rpm), la velocidad síncrona es

$$n_s = 60 \times \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} f \tag{14-4}$$

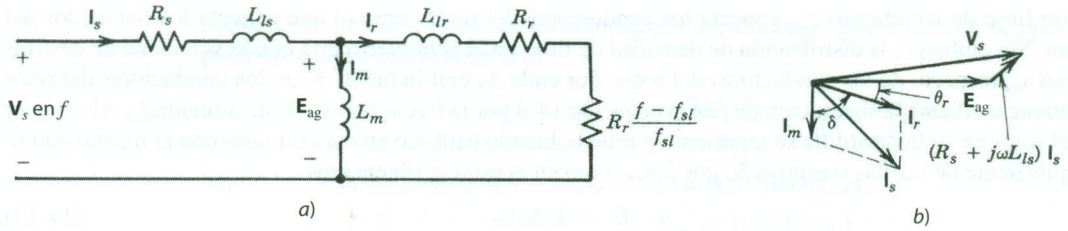


Figura 14-2
Representación por fase: *a*) circuito equivalente; *b*) diagrama fasorial.

El flujo del entrehierro ϕ_{ag} (debido a la distribución de densidad de flujo B_{ag}) gira con una velocidad relacionada con los bobinados del estator. Como consecuencia, se induce una fuerza contraelectromotriz, a menudo llamada E_{ag}, en cada fase del estator con la frecuencia f. Esto se ilustra por medio del circuito equivalente por fase que se muestra en la figura 14-2*a*, donde $\mathbf{V}_s$ es el voltaje por fase (igual al voltaje rms de línea a línea V_{LL} dividido entre $\sqrt{3}$), y $\mathbf{E}_{ag}$ es el voltaje del entrehierro. Aquí, R_s es la resistencia del bobinado del estator, y L_{ls}, la inductancia de dispersión del bobinado del estator. El componente magnetizador $\mathbf{I}_m$ de la corriente del estator $\mathbf{I}_s$ establece el flujo del entrehierro. Según el análisis del circuito magnético se ve que

$$N_s\phi_{ag} = L_m i_m \tag{14-5}$$

donde N_s es un número equivalente de vueltas o espiras por fase del bobinado del estator y L_m es la inductancia magnetizadora que se muestra en la figura 14-2*a*.

Según la ley de Faraday,

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \tag{14-6}$$

Con el flujo del entrehierro enlazando el bobinado de fase del estator para que $\phi_{ag}(t) = \phi_{ag}\text{sen}\ \omega t$, la ecuación 14-6 da por resultado

$$e_{ag} = N_s\omega\phi_{ag}\cos\omega t \tag{14-7}$$

que tiene un valor rms de

$$E_{ag} = k_3 f \phi_{ag} \tag{14-8}$$

donde k_3 es una constante.

El par de torsión en un motor de inducción es producido por la interacción del flujo del entrehierro y las corrientes del rotor. Si el rotor gira con la velocidad síncrona, no habrá ningún movimiento relativo entre ϕ_{ag} y el rotor, y por ende no habrá voltajes de rotor inducidos, corrientes del rotor ni par de torsión. Con cualquier otra velocidad ω_r del rotor en el mismo sentido de la rotación del flujo del entrehierro, el motor se "desliza" respecto del flujo del entrehierro con una velocidad relativa llamada velocidad de deslizamiento ω_{sl}, donde

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \tag{14-9}$$

Esta velocidad de deslizamiento, normalizada por la velocidad síncrona, se llama tan sólo "deslizamiento" s:

$$\frac{\text{Deslizamiento } s}{\text{(por unidad)}} = \frac{\text{velocidad de deslizamiento}}{\text{velocidad síncrona}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{14-10}$$

Por tanto, la velocidad del flujo del entrehierro respecto del motor se calcula como

$$\text{Velocidad de deslizamiento } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s\omega_s \tag{14-11}$$

Según la ley de Faraday, los voltajes inducidos en el circuito del rotor están con una frecuencia de deslizamiento f_{sl}, que es proporcional a la velocidad de deslizamiento:

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f = sf \tag{14-12}$$

La magnitud E de este voltaje de frecuencia de deslizamiento que se induce en cualquiera de los conductores del rotor se obtiene en forma parecida a la de los voltajes inducidos de las fases del estator. El

mismo flujo de entrehierro ϕ_{ag} conecta los conductores del rotor como el que conecta los bobinados del estator. Sin embargo, la distribución de densidad de flujo en el entrehierro gira con la velocidad de deslizamiento ω_{sl} respecto de los conductores del rotor. Por ende, la emf inducida E_r en los conductores del rotor se obtiene mediante la sustitución de f en la ecuación 14-8 por la frecuencia de deslizamiento f_{sl}. Al suponer que el rotor en jaula de ardilla se representa por un bobinado trifásico en cortocircuito con el mismo número equivalente de vueltas o espiras N_s por fase, como en el estator, obtenemos

$$E_r = k_3 f_{sl} \phi_{ag} \tag{14-13}$$

donde k_3 es el mismo que en la ecuación 14-8.

Como el bobinado del rotor en jaula de ardilla se pone en cortocircuito por los anillos finales, estos voltajes inducidos en la frecuencia de deslizamiento producen las corrientes del rotor I_r en la frecuencia de deslizamiento f_{sl}:

$$\mathbf{E}_r = R_r \mathbf{I}_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} \mathbf{I}_r \tag{14-14}$$

donde R_r y L_{lr} son la resistencia y la inductancia de dispersión del bobinado equivalente del rotor por fase. Las corrientes del rotor de frecuencia de deslizamiento producen un campo que gira con la velocidad de deslizamiento respecto del rotor y, por tanto, de la velocidad síncrona respecto del estator (pues $\omega_{sl} + \omega_r = \omega_s$). La interacción entre ϕ_{ag} y el campo producido por las corrientes del rotor genera un par de torsión electromagnético. Las pérdidas en la resistencia de bobinado del rotor son

$$P_r = 3R_r I_r^2 \tag{14-15}$$

Al multiplicar ambos lados de la ecuación 14-14 por f/f_{sl} y con las ecuaciones 14-8 y 14-13, tenemos

$$\mathbf{E}_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \mathbf{E}_r = f \frac{R_r}{f_{sl}} \mathbf{I}_r + j2\pi f L_{lr} \mathbf{I}_r \tag{14-16}$$

como se muestra en la figura 14-2*a*, donde fR_r/f_{sl} se representa como la suma de R_r y $R_r(f - f_{sl})/f_{sl}$. En la ecuación 14-16, todas las cantidades se refieren a N_s (el número de vueltas del estator). Si multiplicamos ambos lados de la ecuación 14-16 por $\mathbf{I}_r^*$ y tomamos la parte real $\text{Re}[\mathbf{E}_r \mathbf{I}_r^*]$, la potencia que cruza el entrehierro, que a menudo se llama potencia de entrehierro P_{ag}, es

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \tag{14-17}$$

Según las ecuaciones 14-17 y 14-15, la potencia electromecánica P_{em} se calcula como

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2 \tag{14-18a}$$

y

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \tag{14-18b}$$

Según las ecuaciones 14-9, 14-17, 14-18*a* y 14-18*b*,

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \tag{14-18c}$$

En el circuito equivalente de la figura 14-2*a*, la pérdida en la resistencia del rotor y la potencia electromecánica por fase se muestran al dividir o separar la resistencia $f(R_r/f_{sl})$ en la ecuación 14-16 en R_r y $R_r(f - f_{sl})f_{sl}$.

La corriente total $\mathbf{I}_s$ consumida por el estator es la suma de la corriente magnetizadora $\mathbf{I}_m$ y la corriente equivalente del estator $\mathbf{I}_r$ (aquí $\mathbf{I}_r$ es el componente de la corriente del estator que cancela las amperio-vueltas producidas por la corriente real del rotor):

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_r \tag{14-19}$$

El diagrama fasorial para las tensiones y corrientes del estator se muestra en la figura 14-2*b*. La corriente magnetizadora $\mathbf{I}_m$, que produce ϕ_{ag}, se queda atrás del voltaje del entrehierro por 90°. La corriente $\mathbf{I}_r$, res-

ponsable de producir el par de torsión electromagnético, se queda atrás de $\mathbf{E}_{ag}$ por el ángulo del factor de potencia θ_r del circuito del rotor:

$$\theta_r = \tan^{-1}\frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} = \tan^{-1}\frac{2\pi f L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \tag{14-20}$$

Según la teoría electromagnética, el par de torsión producido es

$$T_{em} = k_4 \phi_{ag} \mathbf{I}_r \operatorname{sen} \delta \tag{14-21}$$

donde

$$\delta = 90° + \theta_r \tag{14-22}$$

es el ángulo del par de torsión entre la corriente magnetizadora $\mathbf{I}_m$, que produce ϕ_{ag} e $\mathbf{I}_r$, que representa el campo del rotor. El voltaje del estator aplicado por fase $\mathbf{V}_s$ se da como

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{E}_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls})\mathbf{I}_s \tag{14-23}$$

En motores de inducción de diseño normal, la siguiente condición es verdadera en el circuito del rotor con valores de f_{sl} bajos correspondientes a la operación normal:

$$2\pi f_{sl} L_{lr} \ll R_r \tag{14-24}$$

Por tanto, θ_r en la ecuación 14-20 es aproximadamente igual a cero, y el ángulo del par de torsión δ en la ecuación 14-22 es igual a 90°. Por consiguiente, en la ecuación 14-21

$$T_{em} \simeq k_4 \phi_{ag} I_r \tag{14-25}$$

Según las ecuaciones 14-13 y 14-14, con la aproximación en la ecuación 14-24,

$$I_r \simeq k_5 \phi_{ag} f_{sl} \tag{14-26}$$

La combinación de las ecuaciones 14-25 y 14-26 nos da

$$T_{em} \simeq k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl} \tag{14-27}$$

La aproximación en la ecuación 14-24 también permite que la relación en la ecuación 14-19 produzca

$$I_s \simeq \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \tag{14-28}$$

Para parámetros normales del motor, excepto con valores bajos de la frecuencia de operación f, como analizaremos más adelante, en la ecuación 14-23

$$V_s \approx E_{ag} \tag{14-29}$$

Al emplear la ecuación 14-8 en la 14-29 tenemos

$$V_s \simeq k_3 \phi_{ag} f \tag{14-30}$$

Según las ecuaciones 14-15 y 14-18*a*, la relación entre la pérdida de potencia en el rotor y la potencia de salida electromecánica P_{em} es

$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \tag{14-31}$$

Las ecuaciones importantes para un motor de inducción controlado por frecuencia se resumen en la tabla 14-1. Algunas suponen que la condición de la ecuación 14-24 es válida.

De estas relaciones se obtienen las siguientes observaciones importantes:

1. La velocidad síncrona varía mediante la alteración de la frecuencia f de los voltajes aplicados.
2. Excepto con valores bajos de f, el porcentaje de la pérdida de potencia en la resistencia del motor es pequeño, siempre que f_{sl} sea pequeña. Por tanto, en estado permanente, la frecuencia de deslizamiento f_{sl} no debe exceder su valor nominal (correspondiente a la operación del motor en las condiciones especificadas en la placa del motor).
3. En caso de f_{sl} pequeñas, excepto con valores bajos de f, el deslizamiento s es pequeño y la velocidad del motor varía aproximadamente en forma lineal con la frecuencia f de los voltajes aplicados.

Tabla 14-1 Relaciones importantes

$$\omega_s = k_7 f$$

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

$$f_{sl} = sf$$

$$\%P_r = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}}$$

$$V_s \simeq k_3 \phi_{ag} f$$

$$I_r \simeq k_5 \phi_{ag} f_{sl}$$

$$T_{em} \simeq k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl}$$

$$I_m = k_8 \phi_{ag} \quad \text{(de la ec. 14-5)}$$

$$I_s \simeq \sqrt{I_m^2 + I_r^2}$$

4. Para que la capacidad del par de torsión sea igual al par de torsión nominal con cualquier frecuencia, ϕ_{ag} se debe mantener constante e igual a su valor nominal. Esto requiere que V_s varíe en forma proporcional a f (veremos más adelante el refuerzo de voltaje que se necesita con valores bajos de f).
5. Como I_r es proporcional a f_{sl}, para restringir la corriente del motor I_s si excede su valor nominal, la frecuencia de deslizamiento en estado permanente f_{sl} no debe exceder su valor nominal.

Basándonos en las observaciones antecedentes podemos concluir que la velocidad del motor varía mediante el control de la frecuencia aplicada f, y el flujo del entrehierro se debe mantener constante en su valor nominal mediante el control de la magnitud de los voltajes aplicados en proporción con f. Si un motor de inducción se controla de esta manera, el motor es capaz de suministrar su par de torsión nominal mientras que f_{sl}, I_r, I_s y todos los porcentajes de pérdidas en el circuito del rotor permanecen dentro de sus respectivos valores nominales.

14-3 CARACTERÍSTICAS DE MOTORES DE INDUCCIÓN CON FRECUENCIA NOMINAL (DE LÍNEA) Y TENSIÓN NOMINAL

Las características normales de un motor de inducción con valores de frecuencia y tensión de la placa del motor se muestran en las figuras 14-3 y 14-4, donde T_{em} e I_r, respectivamente, están trazados como funciones de la velocidad del rotor y f_{sl}. Con valores bajos de f_{sl}, T_{em} e I_r varían en forma lineal con f_{sl}. Conforme aumenta f_{sl}, T_{em} e I_r ya no aumentan en forma lineal con f_{sl} por las siguientes razones: 1) el término de reactancia inductiva del circuito del rotor ya no es insignificante en comparación con R_r en la ecuación 14-14; 2) θ_r en la ecuación 14-20 se vuelve significativo y causa así que δ se desvíe de su valor óptimo de 90°, y 3) los valores grandes de $\mathbf{I}_r$, y, por ende, $\mathbf{I}_s$ causan una caída de voltaje significativa a través de la impedancia del bobinado del estator en la ecuación 14-23, y por consiguiente causan que ϕ_{ag} ($=E_{ag}/f$) disminuya para una entrada de alimentación fija V_s con la frecuencia f. Todos estos efectos se llevan a cabo en forma simultánea, y las características resultantes de par de torsión y corriente para f_{sl} grandes se muestran como líneas punteadas en las figuras 14-3 y 14-4. El máximo par de torsión que el motor puede producir se llama par de torsión máximo.

Se debe destacar que en los accionamientos por motor de inducción comunes que analizamos en forma detallada en este capítulo, f_{sl} se mantiene pequeña y, por tanto, no se emplean las porciones de líneas punteadas de las curvas características del par de torsión y de la corriente de las figuras 14-3 y 14-4. Sin embargo, si se arranca un motor de inducción a partir del suministro de tensión de línea sin controlador de electrónica de potencia, consumiría 6 a 8 veces su corriente nominal en el arranque, como se muestra en la figura 14-4. La figura 14-5 muestra el par de torsión de aceleración disponible ($T_{em} - T_{carga}$) para la aceleración del motor desde la detención completa. Aquí suponemos una característica arbitraria de velocidad contra par de torsión, y la intersección entre las características del motor y la carga determina su punto de operación en estado permanente.

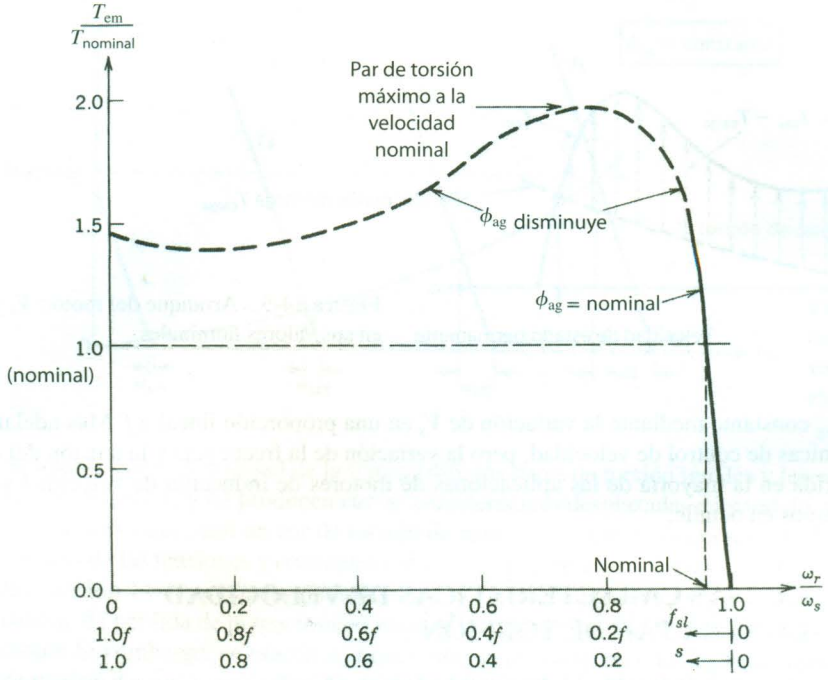


Figura 14-3 Curva característica habitual de par de torsión contra velocidad: V_s y f son constantes en sus valores nominales.

14-4 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE LA VARIACIÓN DE FRECUENCIA Y VOLTAJE DEL ESTATOR

El análisis de la sección 14-2 sugiere que la velocidad se controla mediante la variación de f, que controla la velocidad síncrona (y por ende la velocidad del motor, si el deslizamiento se mantiene pequeño), al con-

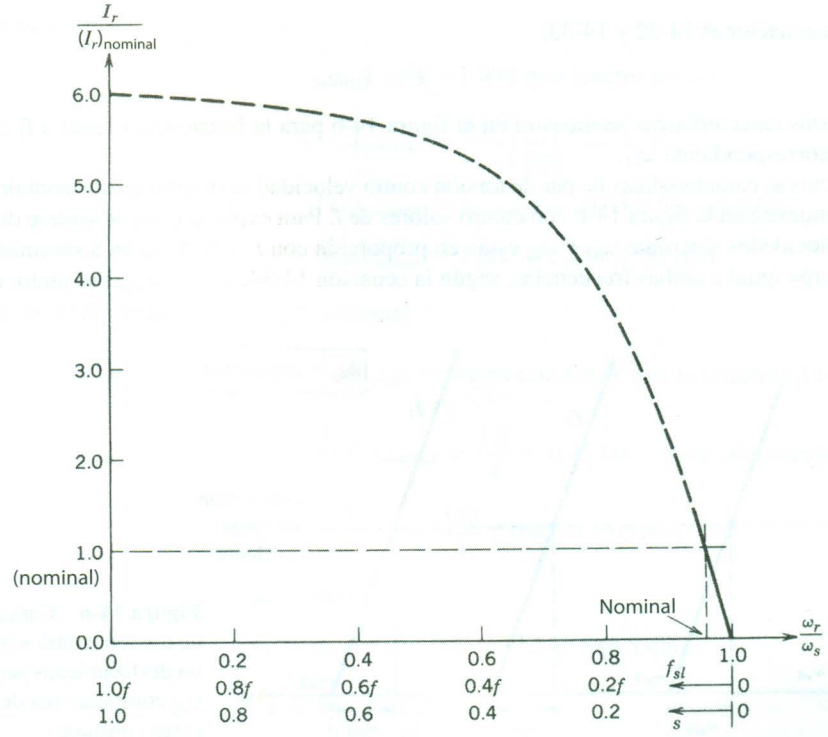


Figura 14-4 Trazado de I_r contra f_{sl}: V_s y f son constantes en sus valores nominales.

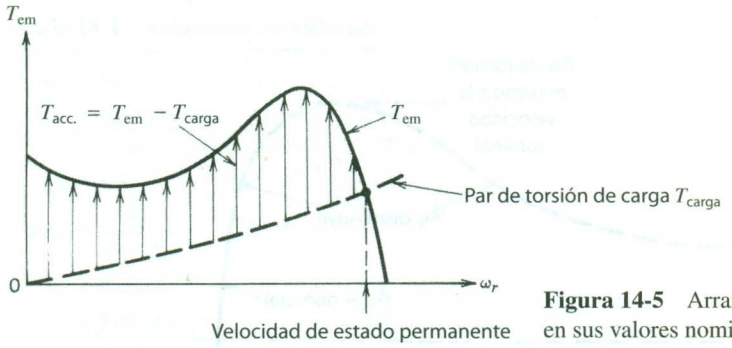


Figura 14-5 Arranque del motor: V_s y f son constantes en sus valores nominales.

servar ϕ_{ag} constante mediante la variación de V_s en una proporción lineal a f. Más adelante examinaremos otras técnicas de control de velocidad, pero la variación de la frecuencia y la tensión del estator es la técnica preferida en la mayoría de las aplicaciones de motores de inducción de velocidad variable, así que la analizaremos en detalle.

14-4-1 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE VELOCIDAD CONTRA PAR DE TORSIÓN

Según las relaciones de la tabla 14-1 para valores pequeños de f_{sl}, mantener ϕ_{ag} constante genera una relación lineal entre T_{em} y f_{sl} con cualquier valor de f:

$$T_{em} \simeq k_9 f_{sl} \tag{14-32}$$

lo cual representa la porción sólida de la curva característica par de torsión contra velocidad de la figura 14-3. Como f varía, es preferible expresar T_{em} como función de la velocidad de deslizamiento ω_{sl}. Según las ecuaciones 14-3 y 14-12,

$$\omega_{sl} = \frac{f_{sl}}{f}\omega_s = \frac{4\pi}{p} f_{sl} \tag{14-33}$$

Según las ecuaciones 14-32 y 14-33,

$$T \simeq k_{10}\omega_{sl} \tag{14-34}$$

Una de estas características se muestra en la figura 14-6 para la frecuencia f igual a f_1 con una velocidad síncrona correspondiente ω_{s1}.

Las curvas características de par de torsión contra velocidad se desplazan horizontalmente en paralelo, como se muestra en la figura 14-6 con cuatro valores de f. Para explicar esto, considere dos frecuencias f_1 y f_2. Las velocidades síncronas ω_{s1} y ω_{s2} están en proporción con f_1 y f_2. Si se va a suministrar un par de torsión de carga igual a ambas frecuencias, según la ecuación 14-34, $\omega_{sl1} = \omega_{sl2}$. Por tanto, en el plano de par

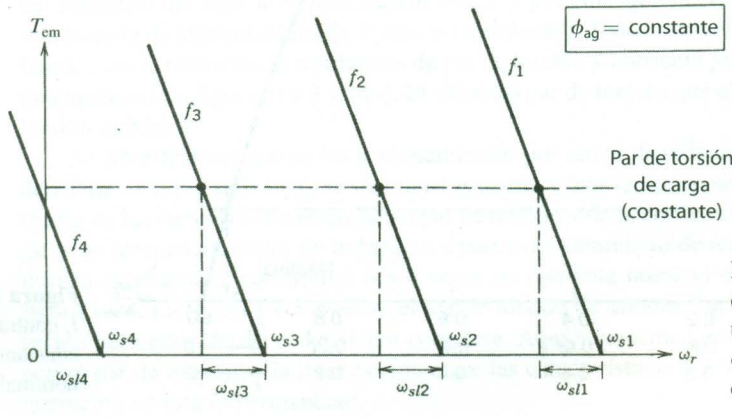


Figura 14-6 Características de par de torsión contra velocidad con un deslizamiento pequeño y un ϕ_{ag} constante: par de torsión de carga constante.

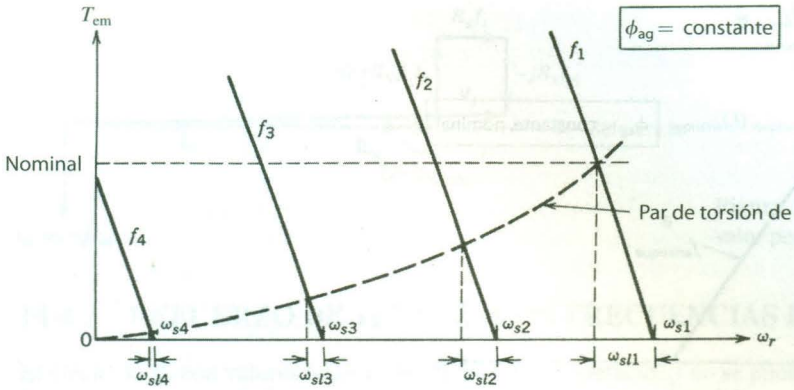


Figura 14-7 Par de carga centrífugo: el par de torsión varía conforme la velocidad se eleva al cuadrado.

de torsión contra velocidad de la figura 14-6, los pares de torsión iguales y las velocidades de deslizamiento iguales (con f_1 y f_2) producen curvas características desplazadas en paralelo, pero en forma horizontal.

Observe que, con un par de torsión de carga constante, la frecuencia de deslizamiento (que es la frecuencia de las tensiones y corrientes inducidas en el circuito del rotor en hertzios) es constante, pero, según la ecuación 14-12, el deslizamiento s sube conforme baja la frecuencia f. Según la ecuación 14-31, el porcentaje de pérdida de potencia en el rotor se incrementa conforme disminuye f para reducir la velocidad del motor. Sin embargo, en muchas cargas, como en las bombas centrífugas, compresores y ventiladores, el par de torsión de carga varía al cuadrado de la velocidad, como se da en la ecuación 14-1. En estos casos, tanto f_{sl} como s se reducen con la frecuencia decreciente, como se muestra en la figura 14-7. Por ende, las pérdidas del rotor se mantienen pequeñas.

■ ***Ejemplo 14-1*** Un motor de cuatro polos, 10 hp y 460 V suministra su potencia nominal a una carga centrífuga con frecuencia de 60 Hz. Su velocidad nominal es de 1 746 rpm.

Calcule su velocidad, frecuencia de deslizamiento y deslizamiento cuando se alimenta por una fuente de 230 V, 30 Hz.

Solución

Con 60 Hz,

$$n_s = 1\,800 \text{ rpm (cuatro polos)}$$

$$s_{\text{nominal}} = \frac{1\,800 - 1\,746}{1\,800} = 3\%$$

$$(f_{sl})_{\text{nominal}} = s_{\text{nominal}} f = 0.03 \times 60 = 1.8 \text{ Hz}$$

$$(n_{sl})_{\text{nominal}} = 1\,800 - 1\,746 = 54 \text{ rpm}$$

Con 30 Hz, manteniendo V_s/f constante,

$$T_{em} \simeq \frac{1}{4} T_{\text{nominal}} \quad \text{(carga centrífuga; con la ecuación 14-1)}$$

$$f_{sl} = \frac{1}{4}(f_{sl})_{\text{nominal}} = \frac{1.8}{4} = 0.45 \text{ Hz} \quad \text{(con la ecuación 14-32)}$$

$$n_{sl} = \frac{120}{\text{polos}} f_{sl} = \frac{120}{4} \times 0.45 = 13.5 \text{ rpm}$$

$$n_s = 900 \text{ rpm}$$

$$\therefore n_r = n_s - n_{sl} = 900 - 13.5 = 886.5 \text{ rpm}$$

$$s = \frac{f_{sl}}{f} = \frac{0.45}{30} = 1.5\%$$

■

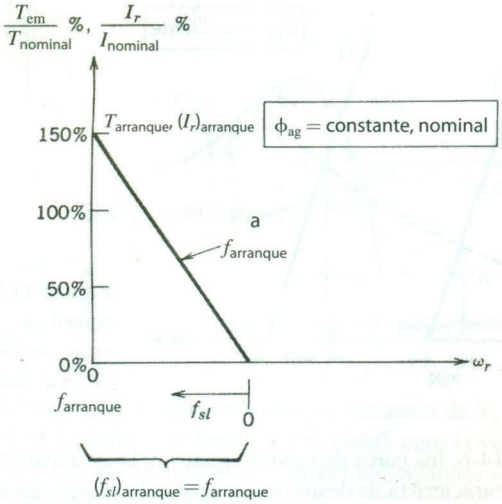


Figura 14-8 Frecuencia durante el arranque.

14-4-2 CONSIDERACIONES DEL ARRANQUE

Para un motor de inducción accionado por un inversor de estado sólido, es una consideración importante evitar que el consumo de corriente sea grande durante el arranque. Esto se logra mediante la siguiente relación: para un ϕ_{ag} constante según la ecuación 14-26,

$$I_r \simeq k_{11} f_{sl} \tag{14-35}$$

Con las ecuaciones 14-32 y 14-35, T_{em} e I_r están trazados en la figura 14-8 para demostrar cómo arrancar el motor con una frecuencia aplicada pequeña $f(= f_{arranque})$. Como en el arranque f_{sl} es igual a $f_{arranque}$, I_r se limita mediante la selección de un $f_{arranque}$ apropiado. Con un I_m constante debido a un ϕ_{ag} constante, se evita que la corriente del estator I_s se haga grande.

Por ejemplo, si se requiere que el par de torsión de arranque sea 150% del par de torsión nominal y si el accionamiento de estado sólido soporta una sobrecarga de corriente de 150% en el corto plazo, la frecuencia de arranque $f_{arranque}$ se determina a partir de las especificaciones de la placa del motor. Para el motor en el ejemplo 14-1, la frecuencia de arranque para 150% de par de torsión (y, por tanto, corriente) con base en la velocidad nominal de 1 746 rpm a 60 Hz se calcula mediante el uso de la figura 14-8 como

$$f_{arranque} = \frac{T_{arranque}}{T_{nominal}} (f_{sl})_{nominal} \tag{14-36}$$

$$= 1.5 \times 1.8 = 2.7 \text{ Hz}$$

En la práctica, la frecuencia del estator f se incrementa en forma continua con un índice preestablecido, como se muestra en la figura 14-9, lo que no permite que la corriente I_s exceda un límite especificado (como 150% de la corriente nominal) hasta que se alcance la velocidad final deseada. Este índice se reduce con cargas de mayor inercia para permitir que se adapte la velocidad del rotor.

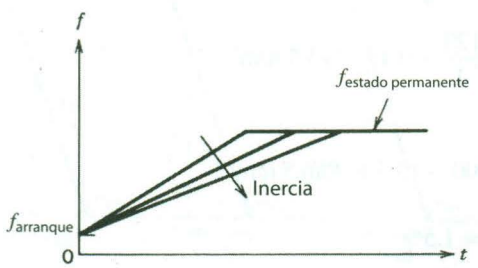


Figura 14-9 Control por rampa de la frecuencia f en el arranque.

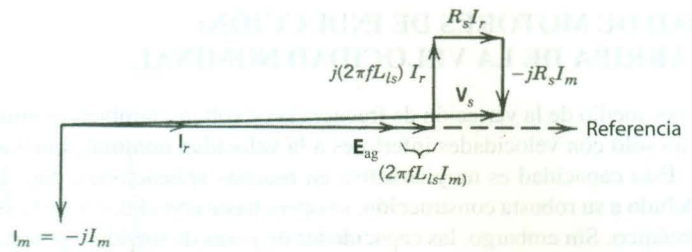


Figura 14-10 Diagrama fasorial con un valor pequeño de f_{sl}.

14-4-3 REFUERZO DE TENSIÓN CON FRECUENCIAS BAJAS

El efecto de R_s con valores bajos de la frecuencia de operación f no se puede ignorar, aunque f_{sl} sea pequeña. Esto se aprecia fácilmente con la siguiente observación: en motores de inducción de diseño normal, $2\pi f L_{lr}$ es insignificante en comparación con $R_r(f/f_{sl})$ en el circuito equivalente de la figura 14-2*a*. Por tanto, $\mathbf{I}_r$ estará en fase con $\mathbf{E}_{ag}$. Con $\mathbf{E}_{ag}$ como fasor de referencia, $\mathbf{I}_s = I_r - jI_m$. Por ende, la ecuación 14-23 se escribe como

$$\mathbf{V}_s \simeq [E_{ag} + (2\pi f L_{ls}) I_m + R_s I_r] + j[(2\pi f L_{ls}) I_r - R_s I_m] \tag{14-37}$$

y se representa con el diagrama fasorial en la figura 14-10. Como se muestra en la figura 14-10, el segundo término del lado derecho de la ecuación 14-37 corresponde a un fasor que es casi perpendicular a $\mathbf{V}_s$, y por consiguiente se puede ignorar su influencia sobre la magnitud de V_s:

$$V_s \simeq E_{ag} + (2\pi f L_{ls}) I_m + R_s I_r \tag{14-38a}$$

Si ϕ_{ag} se mantiene constante, E_{ag} varía en forma lineal con f. Si ϕ_{ag} se mantiene constante, I_m también es constante. Por tanto, el voltaje adicional que se requiere debido a L_{ls} en la ecuación 14-38*a* es también proporcional a la frecuencia de operación f. Por ende, para una ϕ_{ag} constante, la ecuación 14-38*a* se escribe como

$$V_s \approx k_{12} f + R_s I_r \tag{14-38b}$$

La ecuación 14-38*b* muestra que el voltaje adicional que se requiere para compensar la caída de voltaje a través de R_s para mantener ϕ_{ag} constante no depende de f, sino de I_r. Si reconocemos que I_r es proporcional a T_{em}, el voltaje terminal V_s requerido para mantener ϕ_{ag} constante en el par de torsión nominal se muestra por medio de una línea sólida en la figura 14-11. El voltaje proporcional a f, con el voltaje nominal en la frecuencia nominal, se indica con una línea punteada en la figura 14-11. El refuerzo de voltaje que se requiere para mantener un flujo de entrehierro constante para un T_{em} dado se obtiene de la ecuación 14-38*b* y la figura 14-11. La figura 14-11 muestra que para mantener ϕ_{ag} constante, se requiere un refuerzo de voltaje de un porcentaje mucho más alto en frecuencias de operación bajas debido a la caída de voltaje a través de R_s, mientras que con valores grandes de f se puede ignorar la caída de voltaje a través de R_s en comparación con E_{ag}. El voltaje que se requiere sin carga alguna se indica con una línea de rayas largas y cortas.

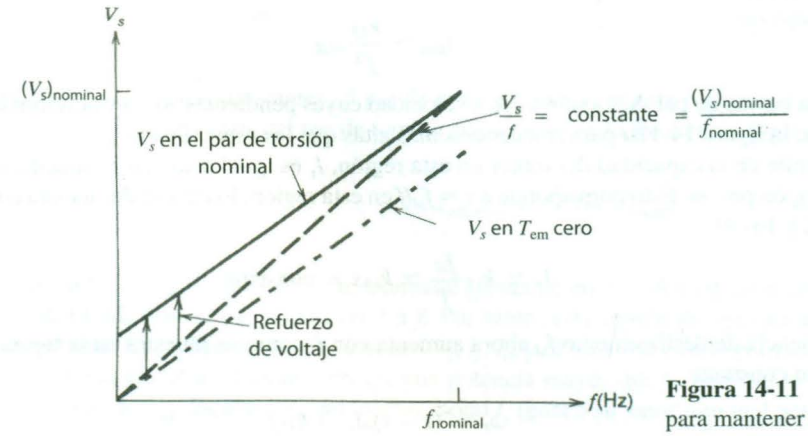


Figura 14-11 Refuerzo de voltaje necesario para mantener ϕ_{ag} constante.

14-4-4 CAPACIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN: ABAJO Y ARRIBA DE LA VELOCIDAD NOMINAL

El control de velocidad por medio de la variación de frecuencia (y voltaje) también permite tener la capacidad de operar el motor no sólo con velocidades inferiores a la velocidad nominal, sino también superiores a la velocidad nominal. Esta capacidad es muy atractiva en muchas aplicaciones, pues la mayoría de los motores de inducción, debido a su robusta construcción, se opera hasta con el doble de la velocidad nominal sin ningún problema mecánico. Sin embargo, las capacidades de pares de torsión y potencias como funciones de la velocidad del rotor tienen que establecerse con claridad.

Las características de par de torsión-velocidad del motor se muestran en la figura 14-12*a*. En la figura 14-12*b*, V_s, I_r, I_m y T_{em} están trazados como funciones de la velocidad normalizada del rotor; f_{sl} y s están trazados en la figura 14-12*c*. Se debe notar que, en motores grandes en el límite de la capacidad del motor, $I_s \approx I_r$, pues la contribución de I_m a I_s en la ecuación 14-28 es pequeña.

14-4-4-1 Debajo de la velocidad nominal: la región de par de torsión constante

En la región de velocidades inferiores a su valor nominal, las curvas de líneas sólidas en la figura 14-12*a* muestran las curvas características de par de torsión contra velocidad del motor con valores bajos de f_{sl}, donde ϕ_{ag} se mantiene constante mediante el control de V_s/f. La magnitud de voltaje del estator disminuye aproximadamente en proporción con la frecuencia desde su valor nominal hacia abajo hasta valores muy bajos, como se muestra en la figura 14-12*b*. Si ϕ_{ag} se mantiene constante, el motor puede entregar su par de torsión nominal (en forma continua) consumiendo su corriente nominal con f_{sl} constante, como se muestra en la figura 14-12. Por tanto, esta región (inferior a la velocidad nominal) se llama región de par de torsión constante.

En esta región, f_{sl} permanece constante en su valor de carga completa (nominal) mientras entrega el par de torsión nominal. La figura 14-12*c* muestra f_{sl} y s.

Con el par de torsión nominal constante, la pérdida de potencia $P_r = 3R_rI_r^2$ en las resistencias del rotor es también constante, donde I_r permanece constante. Sin embargo, en la práctica, eliminar este calor del rotor debido a P_r se convierte en un problema en velocidades bajas debido al enfriamiento reducido. Así, a menos que el motor tenga un ventilador de velocidad constante o un diseño completamente encerrado y sin ventilación, la capacidad del par de torsión disminuye a velocidades muy bajas. Se debe observar que esto no es motivo de preocupación en cargas centrífugas donde el requisito del par de torsión es muy bajo a velocidades muy bajas.

14-4-4-2 Más allá de la velocidad nominal: la región de potencia constante

Mediante el aumento de la frecuencia del estator por arriba de su valor nominal (especificado), es posible sobrepasar la velocidad especificada del motor. En la mayoría de las aplicaciones de accionamientos de velocidad ajustable, el voltaje del motor no excede su valor nominal, a diferencia de lo que se explica en la sección 14-4-4-4. Por tanto, al mantener V_s en su valor nominal, el aumento de la frecuencia f produce una V_s/f reducida y, por ende, un ϕ_{ag} reducido. Según las ecuaciones 14-27, 14-30 y 14-33, en esta región

$$T_{em} \simeq \frac{k_{13}}{f^2}\omega_{sl} \tag{14-39}$$

lo que genera curvas de par de torsión contra velocidad cuyas pendientes son proporcionales a $(1/f)^2$, como se muestra en la figura 14-12*a* para frecuencias más altas que las especificadas.

En el límite de la capacidad del motor en esta región, I_r es igual a su valor especificado, de modo parecido a la región previa. Esto corresponde a $s = f_{sl}/f$ en esta región, lo cual se demuestra con las ecuaciones 14-12, 14-26 y 14-30:

$$I_r \simeq k_{14}\frac{f_{sl}}{f} \simeq k_{14}s = \text{constante} \tag{14-40}$$

La frecuencia de deslizamiento f_{sl} ahora aumenta con f, como se muestra en la figura 14-12*c*. Con un deslizamiento constante

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s = k_{15}f \tag{14-41}$$

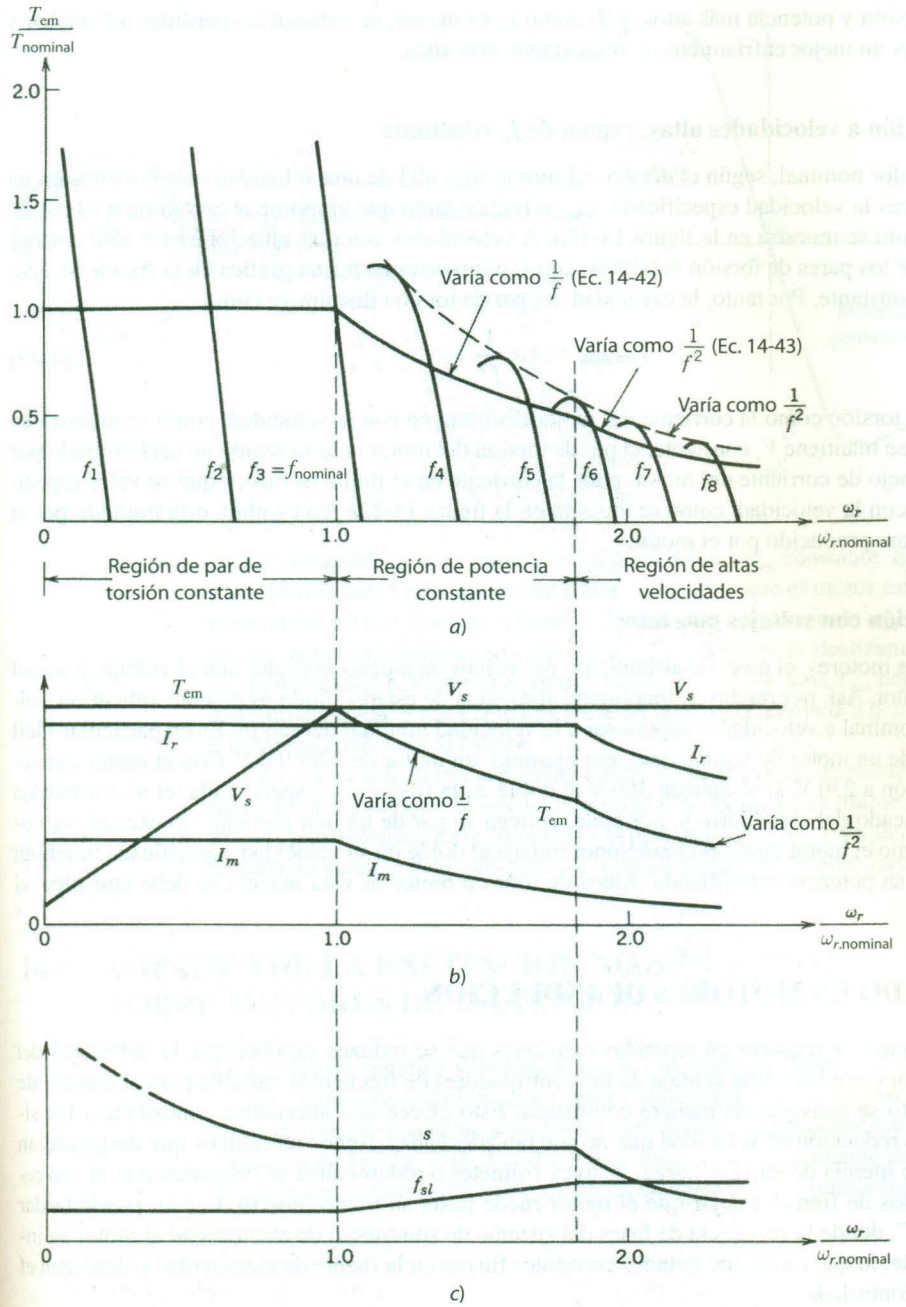


Figura 14-12 Curvas características y capacidades de motores de inducción.

Con V_s y f_{sl}/f como constantes, el par de torsión máximo en esta región se calcula según las ecuaciones 14-27 y 14-30 en términos del par de torsión especificado y la frecuencia especificada:

$$T_{em,máx} = \frac{f_{nominal}}{f} T_{nominal} \tag{14-42}$$

Por tanto, $P_{em,máx} = \omega_r T_{em,máx}$ se mantiene constante en su valor especificado al reconocer, según la ecuación 14-41, que ω_r es proporcional a f. Por tanto, esta región de operación se llama región de potencia constante. En la figura 14-12*b* se trazan V_s, I_r, I_m y el máximo estado permanente T_{em}.

En la práctica, el motor entrega una potencia mayor que la nominal si notamos que 1) I_m baja como resultado de ϕ_{ag} disminuido, del mismo modo I_s igual a su valor nominal permite un valor más alto de I_r y,

por tanto, par de torsión y potencia más altos, y 2) como I_m es menor, se reducen las pérdidas del núcleo y al mismo tiempo hay un mejor enfriamiento a velocidades más altas.

14-4-4-3 Operación a velocidades altas: región de f_{sl} constante

Con V_s igual a su valor nominal, según el diseño del motor, más allá de una velocidad más o menos en un rango de 1.5 a 2 veces la velocidad especificada, ϕ_{ag} se reduce tanto que el motor se aproxima a su par de torsión máximo, como se muestra en la figura 14-12*a*. A velocidades aún más altas, el motor sólo entrega un porcentaje fijo de los pares de torsión máximos, como se muestra en forma gráfica en la figura 14-12*a*, y $\omega_{sl}(f_{sl})$ se vuelve constante. Por tanto, la capacidad del par de torsión disminuye como

$$T_{\text{em,máx}} \simeq k_{16}\frac{1}{f^2} \tag{14-43}$$

Tanto el par de torsión como la corriente del motor disminuyen con la velocidad, como se muestra en la figura 14-12*b*. Si se mantiene V_s constante, el par de torsión del motor en esta región no está limitado por la capacidad de manejo de corriente del motor, pues la corriente en el límite es menor que su valor especificado y disminuye con la velocidad, como se muestra en la figura 14-12*b*; en cambio, está limitado por el par de torsión máximo producido por el motor.

14-4-4-4 Operación con voltajes más altos

En la mayoría de los motores, el nivel de aislamiento del voltaje es mucho más alto que el voltaje nominal especificado del motor. Así, por medio de una fuente apropiada de estado sólido es posible aplicar un voltaje mayor que el nominal a velocidades superiores a la velocidad nominal del motor. Es en particular fácil ver esto en el caso de un motor de voltaje dual, por ejemplo, un motor de 230/460 V. Con el motor conectado para la operación a 230 V, si se aplican 460 V al doble de la frecuencia especificada, el motor trabaja con el flujo especificado del entrehierro y, por ende, entrega su par de torsión nominal sin exceder su corriente nominal. Como el motor en estas condiciones trabaja al doble de su velocidad especificada, también entrega el doble de su potencia especificada. Antes de usar un motor de esta manera se debe consultar al fabricante.

14-4-5 FRENADO EN MOTORES DE INDUCCIÓN

En muchas aplicaciones se requiere en repetidas ocasiones que se reduzca rápidamente la velocidad del motor o detenerlo por completo. Una ventaja de los controladores de frecuencia variable para el control de velocidad es que esto se consigue de manera controlada. Esto ofrece una alternativa controlada a las siguientes maneras de reducción de velocidad que no son tan adecuadas: frenos mecánicos que desperdician energía asociada a la inercia de motor y carga, y cuyos cojinetes o rodamientos se desgastan con el uso repetido en los procesos de frenado; dejar que el motor ruede hasta su punto muerto, lo cual puede tardar mucho; y "plugging", donde la secuencia de fases del sistema de suministro de electricidad al motor se invierte repentinamente, lo que causa que grandes corrientes fluyan en la fuente de electricidad y detengan el motor en forma no controlada.

Para entender el frenado en motores de inducción se debe observar que es posible operar una máquina de inducción como un generador, accionándolo en forma mecánica por arriba de la velocidad síncrona (lo cual está relacionado con la frecuencia del voltaje de alimentación). Como se muestra en la figura 14-13*a*, una velocidad del rotor más alta que ω_s produce una velocidad de deslizamiento negativa ω_{sl} y un deslizamiento negativo s. La característica de par de torsión contra velocidad correspondiente a $\omega_r > \omega_s$ se muestra en la figura 14-13*b*, donde el par de torsión electromagnético desarrollado de este modo es negativo y actúa en sentido opuesto al del campo magnético rotativo.

Para que la máquina de inducción trabaje en el modo de generador, los voltajes de CA deben estar presentes en las terminales del estator; es decir, la máquina no generará, por ejemplo, si sólo está conectado un banco de resistores a las terminales del estator y se gira el eje; no hay ninguna fuente para establecer el campo magnético rotativo en el entrehierro.

El mecanismo generador que acabamos de analizar sirve para ofrecer el frenado en accionamientos por motores de inducción de frecuencia variable. La figura 14-14 muestra las características de par de torsión-

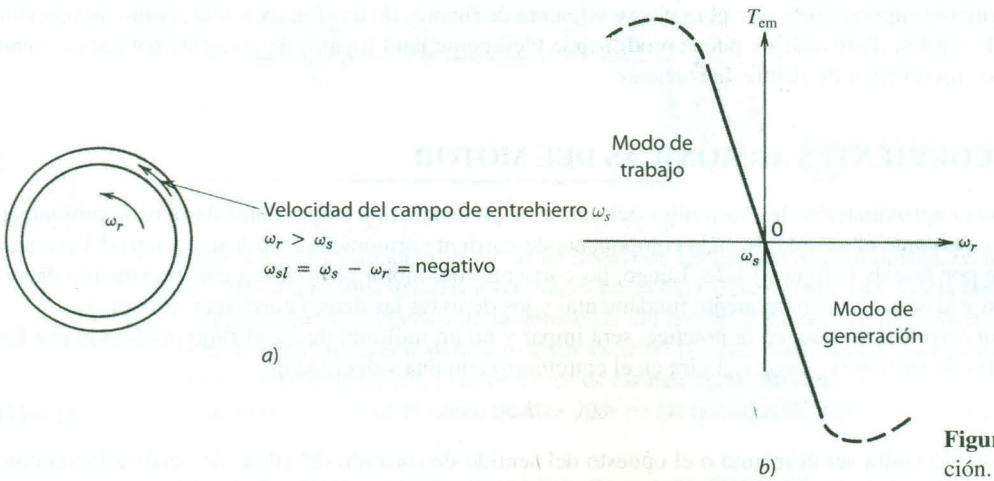


Figura 14-13 Modo de generación.

contra velocidad en dos frecuencias, suponiendo un ϕ_{ag} constante. Estas curvas se extienden más allá de las correspondientes velocidades síncronas. Considere que el motor está inicialmente trabajando con una frecuencia del estator f_0 a una velocidad del rotor de ω_{r0} debajo de ω_{s0}. Si se disminuye la frecuencia del estator a f_1, la nueva velocidad síncrona es ω_{s1}. La velocidad de deslizamiento se vuelve negativa y por tanto T_{em} se vuelve negativo, como se muestra en la figura 14-14. Este T_{em} negativo causa que la velocidad del motor disminuya rápidamente y que una parte de la energía asociada a la inercia de la carga del motor se alimente a la fuente conectada al estator.

En la práctica, la frecuencia del estator (si se mantiene constante ϕ_{ag}) se reduce poco a poco a fin de evitar corrientes grandes a través del controlador de frecuencia variable. Si se detiene el motor con este procedimiento puede considerarse lo opuesto al procedimiento de arranque. Se debe observar que el controlador de frecuencia variable debe ser capaz de manejar la energía suministrada por el motor en el modo de frenado.

14-5 IMPACTO DE LA EXCITACIÓN NO SINUSOIDAL SOBRE MOTORES DE INDUCCIÓN

En la sección anterior supusimos que los motores de inducción se alimentan a partir de un conjunto de voltajes trifásicos, equilibrados y sinusoidales. En la práctica, los inversores de los controladores de frecuencia variable producen tensiones y corrientes trifásicas idénticas en cada fase, con excepción del desplazamiento de fase de 120°. Por desgracia, éstas no son puramente sinusoidales y contienen componentes de frecuencias mayores que son armónicos de la frecuencia fundamental, como vimos en el capítulo 8. En el

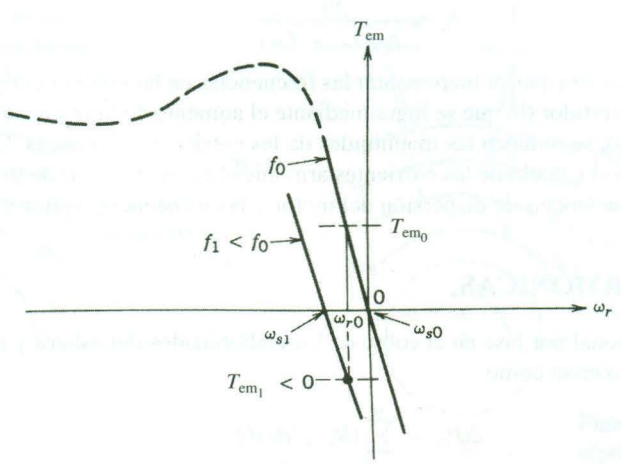


Figura 14-14 Frenado (la velocidad inicial del motor es ω_{r0} y la frecuencia aplicada se reduce en forma instantánea de f_0 a f_1).

análisis siguiente supondremos que el motor se alimenta de fuentes de tensión trifásicas, como un inversor de fuente de tensión. Este análisis puede modificarse fácilmente para fuentes de corriente trifásicas, como en el caso de un inversor de fuente de corriente.

14-5-1 CORRIENTES ARMÓNICAS DEL MOTOR

Como primera aproximación, las corrientes del motor en presencia de componentes de tensión armónicos se obtienen mediante el cálculo de cada componente de corriente armónica i_h (en h armónico) del circuito equivalente por fase de la figura 14-2*a*. Luego, las corrientes del motor se obtienen con el principio de superposición y al agregar el componente fundamental y los de todas las demás corrientes armónicas.

Con un h armónico (que, en la práctica, será impar y no un múltiplo de 3), el flujo producido por los componentes de tensión (v_{ah}, v_{bh}, v_{ch}) gira en el entrehierro con una velocidad de

$$\omega_{sh} = h\omega_s \tag{14-44}$$

donde el sentido podrá ser el mismo o el opuesto del sentido de rotación del rotor. Se verifica fácilmente que el flujo producido por los armónicos $h = 6n - 1$ (donde $n = 1, 2, 3,\ldots$) tiene una rotación de fase opuesta en comparación con la fundamental. Así, estos armónicos producen una rotación de flujo opuesta a la del rotor. Los armónicos $h = 6n + 1$ (donde $n = 1, 2, 3,\ldots$) producen una rotación de flujo en el mismo sentido que el rotor.

En una operación de frecuencia variable para el control de velocidad, el motor gira con un valor de deslizamiento relativamente pequeño; de tal modo, para una primera aproximación, se puede suponer que la velocidad del rotor es la misma que la velocidad síncrona de frecuencia fundamental:

$$\omega_r \simeq \omega_s \tag{14-45}$$

Por tanto, con un armónico h en el circuito equivalente de la figura 14-2*a* y las ecuaciones 14-44 y 14-45, el deslizamiento del rotor en relación con la velocidad síncrona en la frecuencia armónica es

$$\text{Deslizamiento } s_h = \frac{\omega_{sh} \pm \omega_r}{\omega_{sh}} \simeq \frac{h \pm 1}{h} \approx 1 \tag{14-46}$$

donde el símbolo de más o menos corresponde al sentido de la rotación del flujo del entrehierro igual u opuesto al sentido de rotación del rotor, respectivamente. Al reconocer que $\omega_r \approx \omega_s$ y $s_h \simeq 1$, se muestra un circuito equivalente aproximado con la frecuencia del armónico h en la figura 14-15, que se obtiene por el circuito equivalente de la figura 14-2*a* al ignorar L_m. Si el motor se excita desde una fuente de tensión y se conocen los componentes armónicos del voltaje del estator v_s, los componentes armónicos correspondientes en la corriente del motor i_s se obtienen mediante el principio de superposición y el circuito equivalente armónico de la figura 14-15 para cada armónico, uno a la vez.

Para calcular los componentes armónicos de la corriente, por lo general se pueden pasar por alto los componentes magnetizadores, y la magnitud de la corriente armónica se determina sobre todo por las reactancias de dispersión en las frecuencias armónicas que dominan sobre R_s y R_r:

$$I_h \approx \frac{V_h}{h\omega(L_{ls} + L_{lr})} \tag{14-47}$$

La ecuación 14-47 para I_h muestra que, al incrementar las frecuencias en las cuales ocurren las tensiones armónicas en la salida del convertidor (lo que se logra mediante el aumento de la frecuencia de conmutación, como vimos en el capítulo 8), se reducen las magnitudes de las corrientes armónicas. Observe que el procedimiento antecedente para el cálculo de las corrientes armónicas es, en el mejor de los casos, una primera aproximación, pues las reactancias de dispersión del motor y las resistencias varían con la frecuencia.

14-5-2 PÉRDIDAS ARMÓNICAS

La pérdida de potencia adicional por fase en el cobre de los embobinados del estator y rotor debida a estas corrientes armónicas se aproximan como

$$\Delta P_{cu} = \sum_{h=2}^{\infty} (R_s + R_r) I_h^2 \tag{14-48}$$

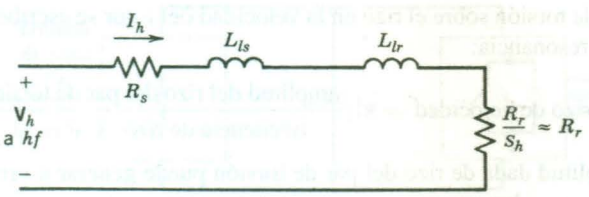


Figura 14-15 Circuito equivalente armónico por fase.

donde R_s y R_r aumentan en forma no lineal con las frecuencias armónicas. Es tedioso estimar las pérdidas de núcleo adicionales debidas a corrientes parásitas e histéresis de frecuencia armónica. Éstas y otras pérdidas suplementarias dependen de la geometría del motor, del material magnético, del espesor de la laminación, que puede optimizarse para la frecuencia de 60 Hz, etc. Estas pérdidas adicionales, que pueden ser significativas, son mensurables, y los procesos de estimación se analizan en la bibliografía. En general, estas pérdidas adicionales están en el rango de 10 a 20% de las pérdidas de potencia totales con la carga especificada.

14-5-3 PULSACIONES DEL PAR DE TORSIÓN

La presencia de armónicos en la excitación del estator produce un componente de par de torsión pulsante. Si los pares de torsión pulsantes están en frecuencias bajas, causan fluctuaciones de velocidad problemáticas así como fatiga del eje.

Si consideramos las frecuencias armónicas más bajas, que son la quinta y séptima en un inversor trifásico de onda cuadrada, la mejor manera de explicar la generación de un componente de par de torsión de pulsación es analizar estas excitaciones armónicas una por una.

En la figura 14-16*a*, la séptima excitación armónica produce un componente de flujo del entrehierro que gira a la velocidad $7\omega_s$ en el mismo sentido que el flujo del entrehierro fundamental y el rotor. Si suponemos que la velocidad del rotor es aproximadamente igual a ω_s, se ve fácilmente que el campo del rotor que se produce consiste en el componente fundamental B_{r1} a la velocidad de ω_s y el séptimo componente armónico B_{r7} a la velocidad de $7\omega_s$, como se muestra en la figura 14-16*a*. Los campos ϕ_{ag1} y B_{r1} giran con la misma velocidad y, por ende, producen un par de torsión no pulsante. Sucede lo mismo con la interacción de ϕ_{ag7} y B_{r7}, que giran con la misma velocidad. Sin embargo, la velocidad relativa entre ϕ_{ag7} y B_{r1} es $6\omega_s$. Del mismo modo, la velocidad relativa entre ϕ_{ag1} y B_{r7} es $6\omega_s$. Así, ambas interacciones producen componentes de par de torsión que pulsan en una sexta frecuencia armónica.

En la figura 14-16*b*, la quinta excitación armónica produce un flujo de entrehierro que gira con la velocidad de $5\omega_s$ en sentido opuesto al rotor. Los campos inducidos del rotor se muestran en la figura 14-16*b*. Aquí, ϕ_{ag5} interactúa con B_{r1} y ϕ_{ag1} interactúa con B_{r5} para producir componentes de par de torsión, ambos pulsando en una sexta frecuencia armónica.

Este análisis muestra que la quinta y séptima excitaciones armónicas se combinan para producir un par de torsión que pulsa en la sexta frecuencia armónica. Cálculos similares sirven para otras excitaciones de frecuencias armónicas.

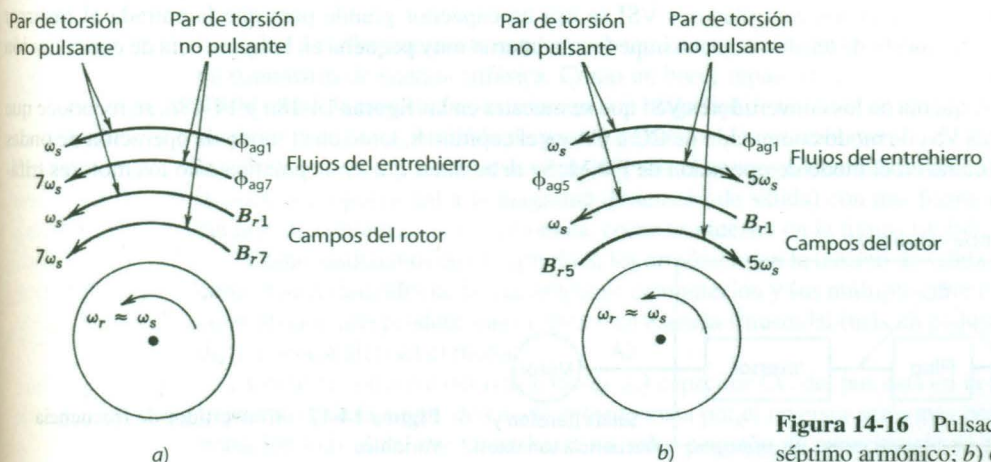


Figura 14-16 Pulsaciones del par de torsión: *a*) séptimo armónico; *b*) quinto armónico.

El efecto del rizo del par de torsión sobre el rizo en la velocidad del rotor se escribe como sigue, suponiendo que no ocurra ninguna resonancia:

$$\text{Amplitud del rizo de velocidad} = k_{17} \frac{\text{amplitud del rizo del par de torsión}}{\text{frecuencia de rizo} \times \text{inercia}} \tag{14-49}$$

lo que demuestra que una amplitud dada de rizo del par de torsión puede generar un rizo de velocidad insignificante con frecuencias de rizo altas.

14-6 CLASIFICACIONES DE CONVERTIDORES DE FRECUENCIA VARIABLE

A partir del análisis de la sección anterior, los convertidores de frecuencia variable que actúan como interfaz entre los sistemas de suministro de energía y el motor de inducción deben satisfacer los siguientes requisitos:

1. La capacidad de ajustar la frecuencia de acuerdo con la velocidad de salida deseada.
2. La capacidad de ajustar la tensión de salida de modo que se mantenga un flujo constante del entrehierro en la región del par de torsión constante.
3. La capacidad de alimentar una corriente especificada de manera continua en cualquier frecuencia.

Con excepción de unos cuantos casos especiales de aplicaciones de muy alta potencia, donde se usan cicloconvertidores (que veremos brevemente en el capítulo 15), los accionamientos de frecuencia variable usan inversores con una entrada de CC, como vimos en el capítulo 8. La figura 14-17 ilustra el concepto básico donde la entrada del sistema de suministro de energía se convierte en CC por medio de un rectificador controlado o no controlado y luego se invierte para proveer tensiones y corrientes trifásicas al motor, con magnitud y frecuencia ajustables. Estos convertidores se clasifican con base en el tipo de rectificador e inversor de la figura 14-17:

1. Inversor de fuente de tensión modulado por el ancho de pulsos (PWM-VSI) con un rectificador de diodos.
2. Inversor de fuente de tensión de ondas cuadradas (VSI de ondas cuadradas) con un rectificador de tiristores.
3. Inversor de fuente de corriente (CSI) con un rectificador de tiristores.

Como implican los nombres, la diferencia básica entre el VSI y el CSI es la siguiente: en el VSI, la entrada de CC aparece como fuente de tensión de CC (idealmente sin impedancia interna) al inversor. Por otro lado, en el CSI, la entrada de CC aparece como fuente de corriente CC (idealmente con la impedancia interna acercándose a infinito) al inversor.

La figura 14-18*a* muestra el esquema de un PWM-VSI con un rectificador de diodos. En el VSI de ondas cuadradas de la figura 14-18*b*, un rectificador controlado se usa en el frente y el inversor trabaja en el modo de ondas cuadradas (también llamado modo de seis pasos). El voltaje de línea puede ser monofásico o trifásico. En ambos controladores VSI se usa un capacitor grande para que la entrada al inversor aparezca como fuente de tensión con una impedancia interna muy pequeña en la frecuencia de conmutación del inversor.

En el esquema de los convertidores VSI que se muestra en las figuras 14-18*a* y 14-18*b*, se reconoce que vimos ya los VSI de modo conmutado de CC a CA en el capítulo 8, tanto en el modo de operación de ondas cuadradas como en el modo de operación de PWM. Se debe notar que en la práctica sólo los motores trifá-

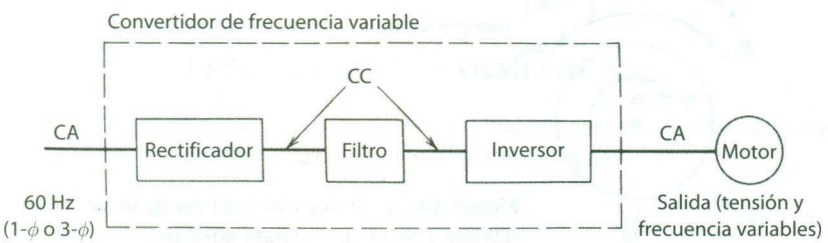


Figura 14-17 Convertidor de frecuencia variable.

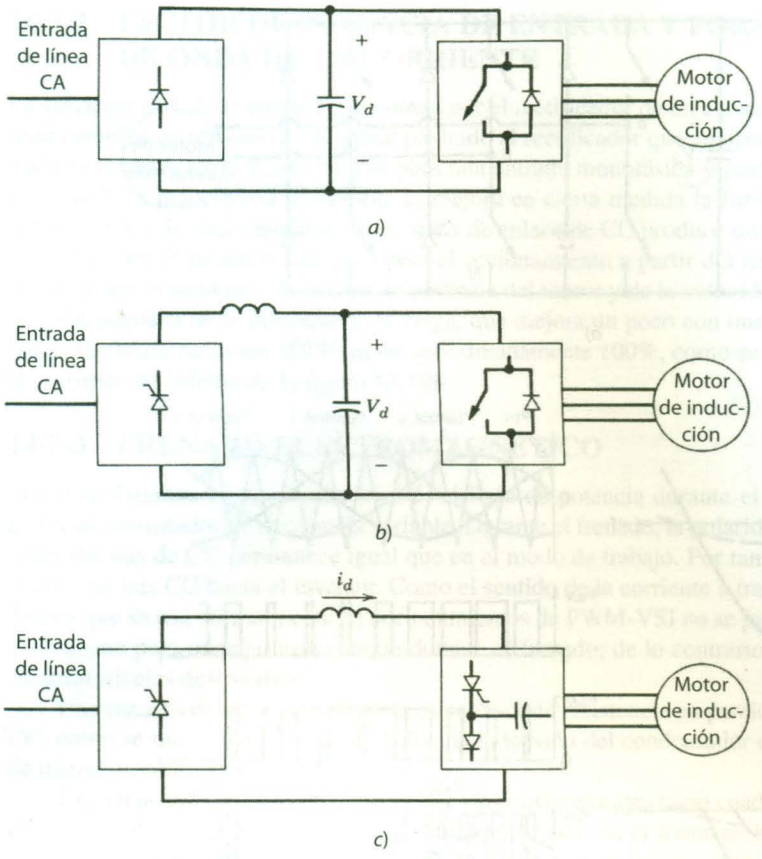


Figura 14-18 Clasificación de convertidores de frecuencia variable: *a*) PWM-VSI con un rectificador de diodos; *b*) VSI de ondas cuadradas con un rectificador controlado; *c*) CSI con un rectificador controlado.

sicos se controlan por medio de la frecuencia variable. Por tanto, aquí sólo son aplicables los inversores de CC a CA trifásica. Además, analizamos en detalle la rectificación controlada y no controlada (de diodos) de entradas monofásicas y trifásicas de CA a CC en los capítulos 5 y 6. Así, el énfasis principal en este capítulo estará en la interacción de los VSI con los tipos de carga de motores de inducción.

La figura 14-18*c* muestra el esquema de un accionamiento CSI donde se emplea al frente un convertidor controlado conmutado por voltaje de línea (como vimos en el capítulo 6). Debido a un inductor grande en el vínculo de CC, la entrada al inversor aparece como fuente de corriente CC. El inversor utiliza tiristores, diodos y capacitores para la conmutación forzada.

14-7 ACCIONAMIENTOS PWM-VSI DE FRECUENCIA VARIABLE

La figura 14-19*a* muestra el esquema de un accionamiento PWM-VSI suponiendo una entrada del sistema de suministro de energía trifásica. Como un breve repaso de lo que ya vimos en el capítulo 8, un inversor PWM controla tanto la frecuencia como la magnitud de la salida de tensión. Por tanto, se usa por lo general un rectificador no controlado de puente de diodos. Un posible método de generar las señales de control de los interruptores del inversor es comparar tres tensiones sinusoidales de control (en la frecuencia de salida deseada y proporcional a la magnitud de tensión de salida) con una forma de onda triangular en una frecuencia de conmutación seleccionada, como se muestra en la figura 14-19*b*.

Como analizamos en el capítulo 8, los armónicos en la tensión de salida de un inversor PWM aparecen como bandas laterales de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Por consiguiente, una frecuencia de conmutación alta produce una corriente en esencia sinusoidal (más un pequeño rizo sobreimpuesto en caso de frecuencia alta) en el motor.

Como la corriente del rizo a través del capacitor CC del bus está en la frecuencia de conmutación, la impedancia de la *fuente de CC de entrada* vista por el inversor sería más pequeña con frecuencias de conmutación más altas. Por tanto, basta un valor pequeño de capacitancia en inversores de PWM, pero este

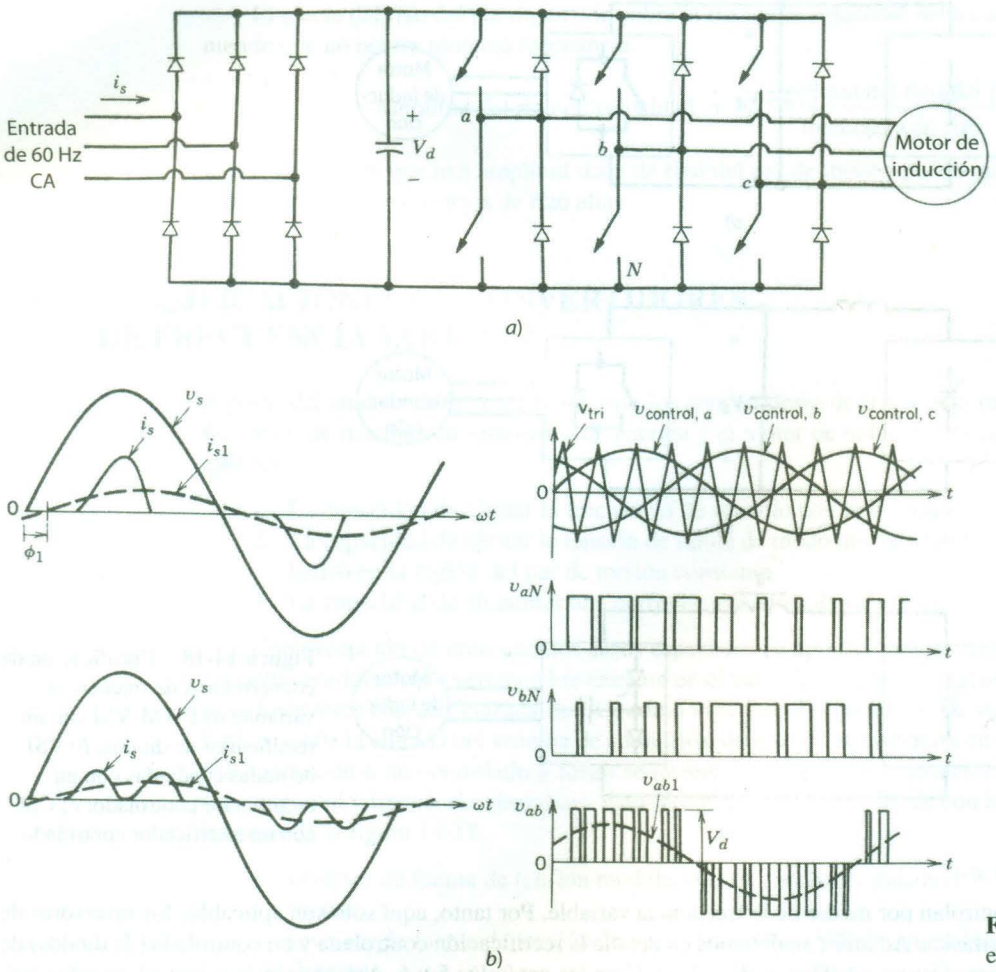


Figura 14-19 PWM-VSI: *a*) esquema; *b*) formas de onda.

capacitor debe ser capaz de transportar la corriente de rizo. Una capacitancia pequeña a través del rectificador de diodos también permite una mejor forma de onda de la corriente de entrada tomada del sistema de suministro de energía. Sin embargo, se debe poner atención para que no se permita que el rizo de tensión en la tensión del bus de CC crezca demasiado, pues esto causaría armónicos adicionales en la tensión que se aplica al motor.

14-7-1 IMPACTO DE LOS ARMÓNICOS DE PWM-VSI

Como los armónicos están en una frecuencia alta en la tensión de salida de un inversor PWM, el rizo en la corriente del motor suele ser pequeño, debido a las altas reactancias de dispersión en estas frecuencias. Debido a que estos armónicos de tensión de altas frecuencias tienen una amplitud igual o incluso más alta en comparación con el componente de frecuencia fundamental, son predominantes las pérdidas en el hierro (corrientes parásitas e histéresis en el estator y el hierro del rotor). De hecho, las pérdidas totales debido a armónicos pueden ser aún más altas con un inversor PWM que con uno de onda cuadrada. Esta comparación dependería por supuesto del diseño del motor, de la propiedad del material magnético y de la frecuencia de conmutación. Debido a estas pérdidas adicionales por armónicos se recomienda por lo general que se use un motor estándar con una potencia especificada de 5 a 10% más alta.

En un accionamiento de PWM, los pares de torsión pulsantes que se desarrollan son pequeños en amplitud y están en frecuencias altas (comparadas con la fundamental). Así, como se muestra en la ecuación 14-49, producen pocas pulsaciones de velocidad debido a la inercia del motor.

14-7-2 FACTOR DE POTENCIA DE ENTRADA Y FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE

La corriente de CA de entrada consumida por el rectificador de un accionamiento PWM-VSI contiene una gran cantidad de armónicos, de modo parecido al rectificador que analizamos en el capítulo 5. Su forma de onda se muestra en la figura 14-19*b* para una entrada monofásica y para una trifásica. Como vimos en el capítulo 5, la inductancia de entrada L_s mejora en cierta medida la forma de onda de la corriente CA de entrada. Además, una capacitancia pequeña de enlace de CC produce una mejor forma de onda.

El factor de potencia con que opera el accionamiento a partir del sistema de suministro de energía es en esencia independiente del factor de potencia del motor y de la velocidad del accionamiento. Sólo es una función pequeña de la potencia de la carga, que mejora un poco con una potencia mayor. El factor de potencia de desplazamiento (DPF) es de aproximadamente 100%, como se observa en las formas de onda de la corriente de entrada de la figura 14-19*b*.

14-7-3 FRENADO ELECTROMAGNÉTICO

Como analizamos en la sección 14-4-5, el flujo de potencia durante el frenado electromagnético va del motor al controlador de frecuencia variable. Durante el frenado, la polaridad de tensión a través del condensador del bus de CC permanece igual que en el modo de trabajo. Por tanto, se invierte el sentido de la corriente del bus CC hacia el inversor. Como el sentido de la corriente a través del puente del rectificador de diodos que se usa normalmente en accionamientos de PWM-VSI no se puede invertir, debe aplicarse algún mecanismo para manejar esta energía durante el frenado; de lo contrario, la tensión del bus de CC puede alcanzar niveles destructivos.

Una manera de alcanzar esta meta es activar una resistencia en paralelo con el condensador del bus de CC, como se muestra en la figura 14-20*a*, si la tensión del condensador excede el nivel programado, a fin de disipar la energía de frenado.

Una técnica de energía eficiente es usar un convertidor de cuatro cuadrantes (del modo conmutado o un convertidor de tiristores conectados espalda con espalda) en el frente en lugar del rectificador de puente de diodos. Esto permitiría alimentar la energía recuperada de la inercia de motor/carga de regreso al sistema de suministro de energía, como se muestra en la figura 14-20*b*, pues la corriente a través del convertidor de cuatro cuadrantes con que se crea una interfaz con el sistema de suministro de energía puede invertir su sentido. Esto se llama frenado regenerativo, pues la energía recuperada no se desperdicia. La decisión de emplear el frenado regenerativo y no el frenado disipador depende del costo de los equipos adicionales respecto de los ahorros de energía y la operación del factor de potencia unitario según el sistema de suministro de energía.

14-7-4 CONTROL DE VELOCIDAD AJUSTABLE DE LOS ACCIONAMIENTOS PWM-VSI

En los accionamientos VSI (PWM y de onda cuadrada), la velocidad se controla sin lazo de realimentación de velocidad, donde puede existir un lazo de realimentación de actuación más lenta a través del controlador

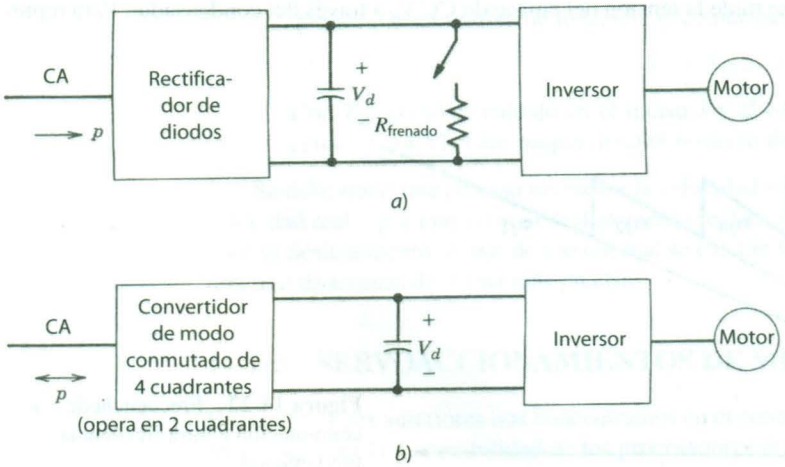


Figura 14-20 Frenado electromagnético en PWM-VSI: *a*) frenado disipador; *b*) frenado regenerativo.

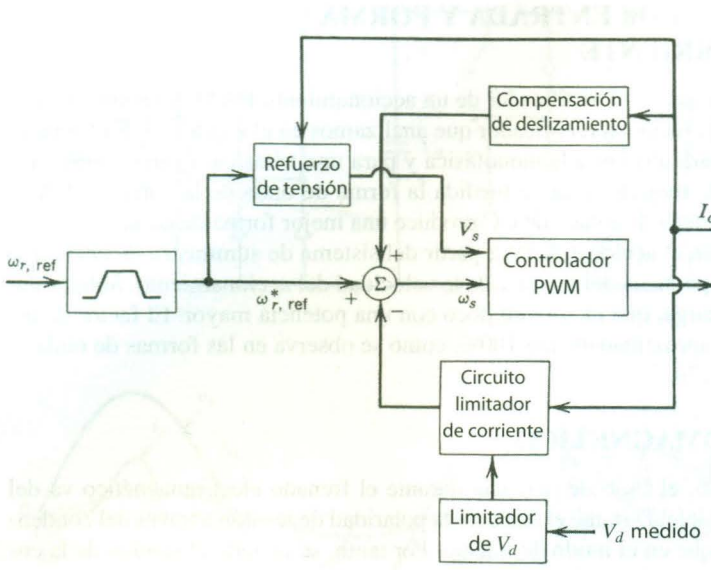


Figura 14-21 Circuito de control de velocidad. No se mide la velocidad del motor.

del procesador, como explicaremos en el capítulo 12. La figura 14-21 muestra un control de este tipo. La frecuencia f de las tensiones de salida del inversor se controla por la señal de referencia de velocidad de entrada ω_{ref}. En la figura 14-21 se modifica el comando de entrada ω_{ref} para proteger y mejorar el desempeño, como veremos más adelante, y se calculan las entradas de control requeridas (ω_s o señales f y V_s) al controlador PWM. El controlador PWM se elabora mediante componentes analógicos, como vimos en el capítulo 8 y lo indica la figura 14-19*b*. Las señales de control (por ejemplo, $v_{a,control}$) se calculan a partir de las señales f y V_s, y al conocer V_d y $\hat{V}_{tri}$.

Como mencionamos en el capítulo 8, se debe usar un PWM síncrono. Esto requiere que la frecuencia de conmutación varíe en proporción a f. Para mantener la frecuencia de conmutación cerca de su valor máximo, hay saltos en m_f y por ende en f_s conforme disminuye f, como se muestra en la figura 14-22. Para impedir fluctuaciones en frecuencias donde ocurren saltos, se debe proporcionar histéresis. IC digitales, como el HEF5752V, que incorporan muchas de las funciones del controlador PWM ya descrito, están comercialmente disponibles.

Para la protección y una mejor precisión de velocidad se puede usar la realimentación de corriente y tensión. Estas señales se requieren de todos modos para el arranque/paro del accionamiento, para limitar la corriente máxima a través del accionamiento durante la aceleración/desaceleración o en condiciones de cargas pesadas y para limitar la tensión del enlace de CC durante el frenado del motor de inducción. Debido al deslizamiento, el motor de inducción trabaja con una velocidad más baja que la velocidad síncrona. Es posible compensar en forma aproximada esta velocidad de deslizamiento que aumenta con el par de torsión sin medir la velocidad real. Además, se requiere un refuerzo de tensión para velocidades más bajas. A fin de cumplir con estos objetivos se mide la tensión del enlace de CC V_d a través del condensador. Para repre-

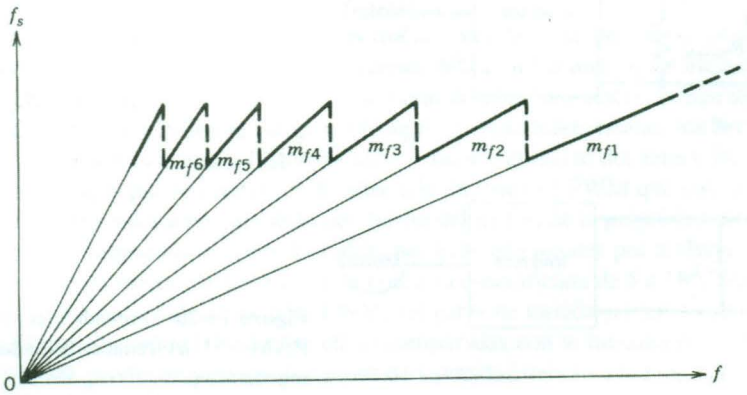


Figura 14-22 Frecuencia de conmutación contra frecuencia fundamental.

sentar las corrientes instantáneas de un motor trifásico de CA, se mide la corriente i_o en la entrada del inversor, como se muestra en la figura 14-21. Describimos las siguientes opciones de control:

1. *Circuito de control de velocidad.* Como se muestra en la figura 14-21, un circuito de control de velocidad acepta la señal de referencia de velocidad $\omega_{r,\text{ref}}$ como la entrada que controla la frecuencia de las tensiones de salida del inversor. Por medio del limitador de rampas, el usuario especifica los índices de aceleración/desaceleración máximos a través de potenciómetros que ajustan el índice de cambio que se le permite a la señal de referencia de velocidad. Durante la condición de aceleración/desaceleración es necesario mantener la corriente del motor i_o y la tensión del bus de CC V_d dentro de los límites.

   Si se va a mejorar la regulación de la velocidad para ser más independiente del par de torsión de la carga, también acepta una entrada del subcircuito de compensación del deslizamiento, como se muestra en la figura 14-21 y como explicaremos en el inciso 3.
2. *Circuito limitador de corriente.* Un circuito limitador de corriente es necesario si no se usa un limitador de rampa de velocidad, como en la figura 14-21. Si ω_s se incrementa demasiado rápido en comparación con la velocidad del motor en modo de trabajo, aumentarían ω_{sl} y por ende i_o. Para limitar el índice máximo de velocidad de forma que la corriente permanezca debajo del límite de la corriente, se compara la corriente real del motor con el límite de la corriente, y el error actúa a través de un controlador sobre el circuito de control de velocidad mediante la reducción del índice de aceleración (es decir, mediante la reducción de ω_s).

   En el modo de frenado, si ω_s se reduce demasiado rápido, crecería la magnitud del deslizamiento negativo y produciría una corriente de frenado grande a través del motor y el inversor. Para restringir esta corriente al límite de corriente durante el frenado, se compara la corriente real con el límite de corriente, y el error, alimentado a través de un controlador, actúa sobre el circuito de control de velocidad mediante la reducción del índice de desaceleración (es decir, mediante el aumento de ω_s). Durante el frenado, la tensión del capacitor del bus de CC se tiene que mantener dentro del límite máximo. Si no hay frenado regenerativo, se enciende un reóstato de disipación en paralelo con el condensador del bus de CC para proporcionar la capacidad de frenado dinámico. Si la energía recuperada es mayor que la que se perdió a través de varias pérdidas, la tensión del condensador puede ser excesiva. Por tanto, si se excede el límite de tensión, el circuito de control reduce el índice de desaceleración (mediante el incremento de ω_s).
3. *Compensación del deslizamiento.* Para mantener constante la velocidad del rotor se tiene que agregar un término a la frecuencia del estator aplicada proporcional al par de torsión del motor T_{em}, como se ve en la figura 14-6:

$$\omega_s = \omega_{r,\text{ref}} + k_{18} T_{\text{em}} \tag{14-50}$$

   El segundo término en la ecuación 14-50 se calcula mediante el bloque de compensación del deslizamiento de la figura 14-21. Una opción es estimar T_{em}. Esto se realiza por medio de la medición de la potencia de CC al motor, restando las pérdidas en el inversor y en el estator del motor para obtener la potencia del entrehierro P_{ag}. T_{em} se calcula según las ecuaciones 14-3 y 14-18*c*.
4. *Refuerzo de tensión.* Para mantener constante el flujo del entrehierro ϕ_{ag}, la tensión del motor tiene que ser (como se obtiene mediante la combinación de las ecuaciones 14-38*b* y 14-25)

$$V_s = k_{19}\omega_s + k_{20} T_{\text{em}} \tag{14-51}$$

   Con T_{em} como se calculó en el inciso 3 y al conocer ω_s, la tensión requerida se calcula según la ecuación 14-51. Esto proporciona el refuerzo de tensión necesario en la figura 14-21.

Se debe notar que en caso necesario la velocidad se controla con precisión mediante la medición de la velocidad real y por tanto con el deslizamiento real en el diagrama de bloques de la figura 14-21. Si se conoce el deslizamiento, el par de torsión real se calcula según la ecuación 14-27, lo que permite calcular el refuerzo de tensión de forma más precisa.

14-7-5 SERVOACCIONAMIENTOS DE MOTORES DE INDUCCIÓN

En las secciones anteriores nos concentramos en el control de la velocidad de motores de inducción. Desde hace poco, por la disponibilidad de los procesadores digitales de señales (DSP), enpiezan a usarse en mo-

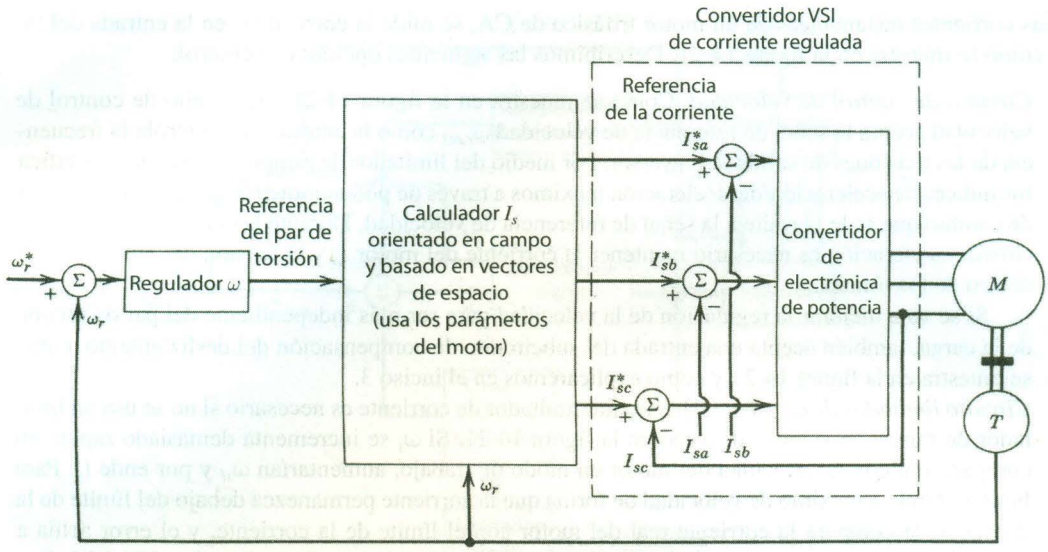


Figura 14-23 Control orientado por campo para un servoaccionamiento por motor de inducción.

tores de inducción para servoaccionamientos. En el servoaccionamiento, el par de torsión desarrollado por el motor debe responder de manera rápida y precisa al comando del par de torsión sin oscilación en todas las velocidades, incluso el reposo, pues estos accionamientos sirven para el control de posiciones.

El control de servoaccionamientos para motores de inducción se realiza normalmente por medio de cálculos orientados en el campo y basados en vectores de espacio de lo que deben ser las corrientes de estatores del motor de inducción para proporcionar un par de torsión electromagnético T_{em} igual al comando de par de torsión especificado por el regulador de velocidad. En estos cálculos se necesita un modelo del motor de inducción; así, los parámetros del motor deben estar conectados en el modelo en el bloque del calculador I_s que se muestra en la figura 14-23. Muchos de estos modelos dependen del conocimiento preciso de la resistencia del rotor R_r. Como la resistencia de cobre varía 40% cuando la temperatura varía 100%, no es fácil saber esto durante la operación del motor. La mayoría de estos modelos también necesita información de la velocidad real, aunque en realidad esto no es una restricción grave, pues la velocidad se mide de todas maneras en el servoaccionamiento. A menudo se utiliza el control adaptivo con estimación de parámetros.

Como se muestra en la figura 14-23, el controlador orientado en el campo calcula las corrientes trifásicas de referencia que el convertidor de potencia debe alimentar al motor. Un inversor VSI (CR-VSI) de corriente regulada, como vimos en el capítulo 8, se puede utilizar donde las señales de control del interruptor del inversor se obtengan mediante la comparación de las corrientes de referencia con las corrientes reales de fase medidas.

14-8 ACCIONAMIENTOS VSI DE ONDA CUADRADA Y FRECUENCIA VARIABLE

El esquema de este tipo de accionamientos se mostró en la figura 14-18*b*. El inversor trabaja en modo de ondas cuadradas, lo cual produce una tensión neutral de fase a motor, como lo muestra la figura 14-24*a*. Con la operación del inversor de ondas cuadradas que describimos en el capítulo 8, cada interruptor del inversor está encendido para 180°, y un total de tres interruptores están encendidos en cualquier momento. La forma de onda resultante de la corriente del motor también se muestra en la figura 14-24*b*. Como el inversor trabaja en modo de ondas cuadradas, la magnitud de las tensiones del motor se controla mediante el control de V_d en la figura 14-18*b* por medio de un convertidor de frecuencia de línea y controlado por fases.

Los armónicos de tensión en la salida del inversor disminuyen cuando V_1/h con $h = 5, 6, 11, 13, \ldots$, donde V_1 es la tensión de fase a neutro de frecuencia fundamental. Debido a las magnitudes considerables de armónicos de orden bajo, las corrientes armónicas calculadas según la ecuación 14-47 son significativas. Estas corrientes armónicas producen un rizo de par de torsión grande que puede generar rizos de velocidad problemáticos en velocidades bajas de operación.

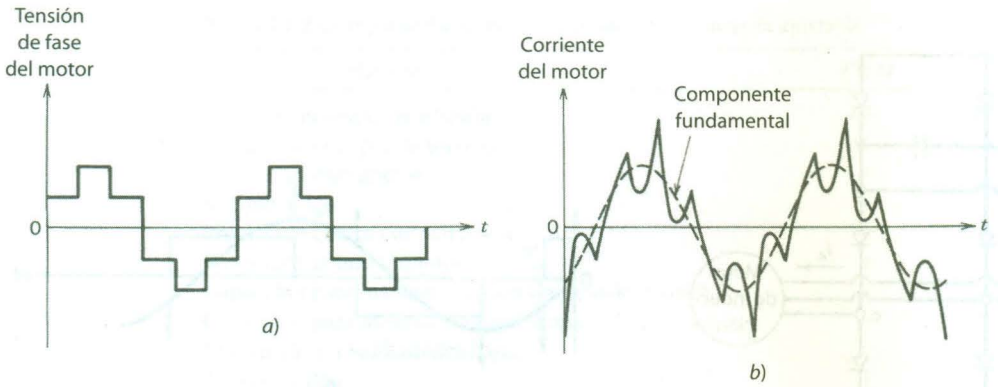


Figura 14-24 Formas de onda VSI de ondas cuadradas.

El rectificador de línea de la figura 14-18*b* se parece a los convertidores de frecuencia de línea controlados por fases que describimos en el capítulo 6. Si suponemos una corriente de flujo continuo a través del rectificador y, por motivos de simplicidad, ignoramos las inductancias del lado de la línea,

$$V_d = 1.35V_{LL}\cos\alpha \tag{14-52}$$

donde V_{LL} es el voltaje rms de línea-línea. Según la ecuación 8-58, el voltaje de línea-línea del motor para un V_d dado es

$$V_{LL1}^{\text{motor}} = 0.78V_d \tag{14-53}$$

Según las ecuaciones 14-52 y 14-53,

$$V_{LL1}^{\text{motor}} = 1.05V_{LL}\cos\alpha \simeq V_{LL}\cos\alpha \tag{14-54}$$

lo que demuestra que el máximo voltaje del motor de frecuencia fundamental y línea-línea (en $\alpha = 0$) es aproximadamente igual a V_{LL}. Observe que al mismo voltaje máximo del motor (igual al voltaje de línea) en accionamientos PWM-VSI sólo se puede acercar por medio de la sobremodulación, como vimos en el capítulo 8. Así, tanto en los accionamientos de PWM como en los VSI de ondas cuadradas, la máxima tensión del motor disponible en la figura 14-12*b* es aproximadamente igual a la tensión de la línea. Esto permite el uso de motores estándares de 60 Hz, pues el inversor es capaz de alimentar la tensión especificada del motor en su frecuencia nominal de 60 Hz.

En un accionamiento de ondas cuadradas, según la ecuación 14-54 y suponiendo que V_s/f es constante,

$$\frac{\omega_r}{\omega_{r,\text{nominal}}} \approx \frac{V_{LL1}^{\text{motor}}}{V_{LL}} \approx \cos\alpha \tag{14-55}$$

Según las ecuaciones 6-47*a* y 14-55, el accionamiento trabaja con el siguiente factor de potencia de la línea (si suponemos la presencia de un inductor filtrante de tamaño suficiente en la figura 14-18*b* en la salida del rectificador):

$$\text{Factor de potencia de la línea} \approx 0.955\cos\alpha \approx 0.955\frac{\omega_r}{\omega_{r,\text{nominal}}} \tag{14-56}$$

lo que demuestra que el factor de potencia de la línea con la velocidad especificada es mejor que el de un motor de inducción directamente alimentado por la línea. Con bajas velocidades, sin embargo, el factor de potencia de la línea de un accionamiento de ondas cuadradas puede volverse muy bajo, como se aprecia según la ecuación 14-56. Esto se remedia al sustituir el rectificador de tiristores por un puente de rectificador de diodos en combinación con un convertidor reductor de CC-CC.

14-9 ACCIONAMIENTOS CSI DE FRECUENCIA VARIABLE

La figura 14-18*c* muestra el esquema de un accionamiento CSI. Este accionamiento consiste básicamente en un rectificador controlado por fases, un inductor grande y un inversor de CC a CA. Un inductor grande se usa en el enlace de CC, lo que hace que la entrada aparezca como fuente de corriente para el inversor.

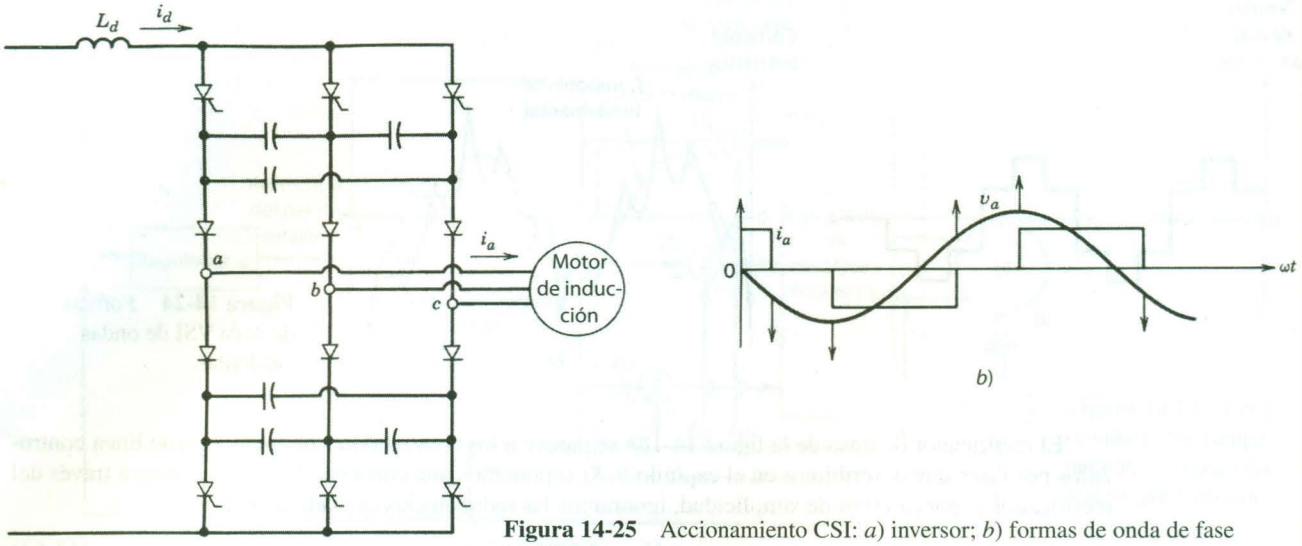


Figura 14-25 Accionamiento CSI: *a*) inversor; *b*) formas de onda de fase idealizadas.

Como el motor de inducción opera en un factor de potencia de atraso, se necesitan circuitos para la conmutación forzada de los tiristores del inversor, como se muestra en la figura 14-25*a* el motor de inducción opera con un factor de potencia 25*a*. Estos circuitos de conmutación forzada consisten en diodos, condensadores e inductancias de dispersión del motor. Esto requiere que el inversor se use con el motor específico para el cual se diseñó. En cualquier momento solamente conducen dos tiristores: uno de los tiristores conectados al bus de CC positiva y el otro conectado al bus de CC negativa. La corriente del motor y la resultante forma de onda de tensión de fase se muestran en la figura 14-25*b*. En un accionamiento CSI, el frenado regenerativo se provee fácilmente sin ningún circuito adicional.

En el pasado, el hecho de que los tiristores de frecuencia de línea con circuitos de conmutación sencillos actuasen como interruptores del inversor fue una ventaja muy importante de los accionamientos CSI. Con la disponibilidad de interruptores controlables con índices de potencia cada vez más altos, hoy en día se usan los accionamientos CSI sobre todo en aplicaciones de muchos caballos de potencia.

14-10 COMPARACIÓN DE ACCIONAMIENTOS DE FRECUENCIA VARIABLE

Es posible usar los tres tipos de accionamientos (PWM-VSI, VSI de ondas cuadradas y CSI) con motores de inducción multiusos. Los tres proporcionan una capacidad de par de torsión constante, desde la velocidad especificada hasta alguna velocidad muy baja donde el enfriamiento reducido en el motor dicte que se disminuya la capacidad del par de torsión. La desproporción del motor como porcentaje del índice de caballos de potencia indicado en la placa del motor es en esencia independiente del tipo de accionamiento.

A pesar de la naturaleza un tanto similar de estos tres tipos de accionamiento, existen ciertas diferencias básicas que se comparan en la tabla 14-2, donde "+" es un atributo positivo y "−" es uno negativo. Se debe tener en cuenta que esta comparación aborda la capacidad inherente de cada accionamiento. Por medio de circuitos adicionales se supera la mayoría de las limitaciones.

Vale la pena formular algunos comentarios generales acerca de la tendencia para la aplicación de estos accionamientos. Para aplicaciones de reequipamiento se prefieren los PWM-VSI ante los CSI, que requieren una mejor combinación entre el inversor y el motor. Para tamaños inferiores a unos cuantos cientos de caballos de potencia cada vez se tiende más a usar PWM-VSI.

Para mejorar la confiabilidad de estos controladores de estado sólido se incorpora una infinidad de otras características de protección, como el disparo instantáneo de sobrecorriente, disyuntores de circuitos de entrada, fusibles de limitación de corriente, reactores de línea o transformadores de aislamiento en la entrada, interruptor de desconexión de salida entre el VSI y el motor, protección térmica del motor incorporada en el controlador, disparos, desconexiones en caso de sobretensión, falta de tensión, pérdida de fase, etcétera.

Tabla 14-2 Comparación de accionamientos de frecuencia ajustable

Parámetro	*PWM*	*Ondas cuadradas*	*CSI*
Factor de potencia de entrada	+	−	− −
Pulsaciones del par de torsión	+ +	−	−
Capacidad multimotor	+	+	−
Regeneración	−	−	+ +
Protección contra cortocircuitos	−	−	+ +
Protección contra circuitos abiertos	+	+	−
Capacidad para manejar motores demasiado pequeños	+	+	−
Capacidad para manejar motores demasiado grandes	−	−	−
Eficiencia con velocidades bajas	−	+	+
Tamaño y peso	+	+	− −
Capacidad de trayectoria directa	+	−	−

14-11 ACCIONAMIENTOS DE FRECUENCIA DE LÍNEA Y TENSIÓN VARIABLE

Los accionamientos de frecuencia variable y velocidad variable que describimos representan la forma de energía más eficiente y versátil para controlar la velocidad de motores de inducción de jaula de ardilla. Sin embargo, en algunas aplicaciones puede ser más económico usar accionamientos de frecuencia variable y velocidad variable, como veremos en este capítulo.

En el circuito equivalente de la figura 14-12*a*, con f igual a la frecuencia de línea y un valor fijo de f_{sl}, la potencia en cualquier elemento resistivo es proporcional a V_s^2. Por tanto, con las ecuaciones 14-17 y 14-18, el par de torsión T_{em} será proporcional a V_s^2 para un valor de velocidad del rotor ω_r determinado por f y f_{sl}:

$$T_{em} = k_{21} V_s^2 \tag{14-57}$$

Con base en la ecuación 14-57, la figura 14-26*a* muestra las curvas par de torsión contra velocidad del motor con varios valores de V_s para un motor de inducción normal con un valor pequeño del deslizamiento especificado. El par de torsión de carga de una carga tipo ventilador o bomba varía aproximadamente como el cuadrado de la velocidad. Así, sólo se requiere un par pequeño en velocidades bajas, y, como lo muestra la figura 14-26*a*, la velocidad se controla en un rango amplio. Debido a la gran dependencia del par de torsión de carga de la velocidad, el punto de operación del motor, por ejemplo, *A* (intersección entre la carga y las curvas de velocidad/par de torsión del motor), en la figura 14-26*a* es estable. El punto de operación no sería estable si el par de torsión permaneciera constante con la velocidad.

Para una carga que requiere un par de torsión constante con velocidad es necesario usar un motor con una resistencia de motor más alta, cuyas características de velocidad de carga se muestran en la figura 14-26*b*. Un motor con una resistencia de rotor alta tiene un valor de deslizamiento grande en el cual se desarrolla el par de torsión de motor crítico. Este tipo de motor permite controlar la velocidad en un rango amplio aunque alimente una carga de par de torsión constante.

El control de velocidad mediante el control de la tensión del estator produce una eficiencia muy pobre de energía en bajas velocidades debido a las altas pérdidas del rotor causadas por deslizamientos grandes. En un motor, la pérdida real del rotor debe estar por debajo de su pérdida especificada (lo que ocurre mientras el motor alimente el par de torsión especificado, alimentado de la tensión especificada). Como se ve en las figuras 14-26*a* y 14-26*b*, el control de velocidad mediante el ajuste de la tensión del estator produce un deslizamiento grande y, por ende, una gran pérdida de potencia del rotor en velocidades reducidas. Por tanto, el motor que se seleccione para esta aplicación debe tener una especificación lo bastante grande para que su pérdida especificada del rotor sea más grande que la máxima pérdida del rotor encontrada por el uso de esta técnica, la cual se emplea extensamente en accionamientos de ventiladores o bombas de fracciones de caballos de potencia. Estos motores de potencia menor de un caballo son por lo general motores monofásicos, pero es aplicable el análisis que se presentó para el motor trifásico. Esta técnica de control de velocidad también se usa para grúas y elevadores de carga (que tienen un par de torsión de carga independiente de la velocidad) donde se requiere la operación de alto deslizamiento y altas pérdidas de potencia sólo para una pequeña parte del ciclo de trabajo de carga.

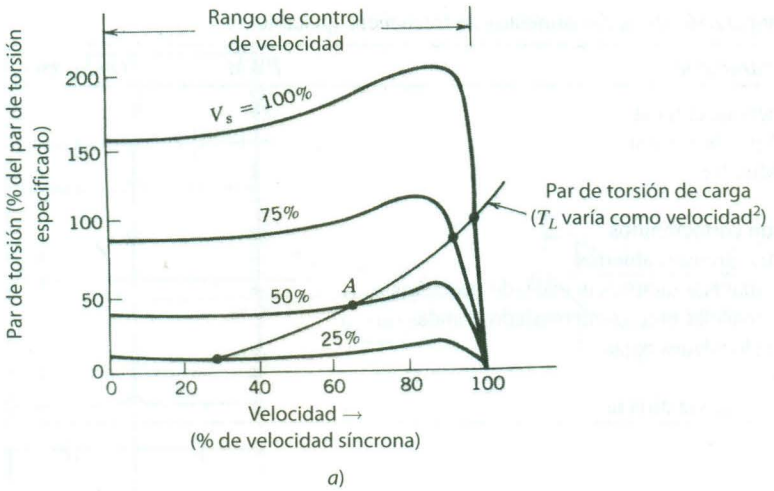


Figura 14-26 Control de velocidad mediante control de tensión por estator: *a*) motor con un valor bajo de s_{nominal}, carga de tipo ventilador; *b*) motor con una carga de torque constante grande s_{nominal}.

Un circuito práctico para controlar la tensión del estator de un motor de inducción trifásico se muestra en la figura 14-27*a*. Este circuito consiste en tres pares de tiristores conectados espalda con espalda.

Debido a la interacción entre las fases no es posible analizar este circuito por fase. Se ha demostrado en la literatura sobre la materia que, para propósitos de análisis, cada fase del motor se puede representar por medio de una fuerza contraelectromotriz sinusoidal en serie con una inductancia. La figura 14-27*b* muestra uno de los voltajes del motor, v_{an}, así como la corriente de fase i_a. Como se muestra en la figura 14-27*b*, las corrientes del motor ya no son sinusoidales, y sus componentes armónicos dan como resultado un par de torsión pulsante y una pérdida de potencia más alta en comparación con una alimentación sinusoidal. Estas pérdidas son adicionales a las pérdidas del circuito del rotor debido a una operación de alto deslizamiento en bajas velocidades. Estas corrientes sinusoidales también entran en la red del sistema de suministro de energía. Debido a las altas pérdidas del rotor, esta técnica para controlar la velocidad se limita a las aplicaciones de pocos caballos de potencia o de carga intermitente.

14-12 ARRANQUE CON TENSIÓN REDUCIDA ("ARRANQUE SUAVE") DE MOTORES DE INDUCCIÓN

El circuito de la figura 14-27*a* también sirve en accionamientos de velocidad constante para reducir las tensiones del motor en el arranque, con lo que se reducen las corrientes de arranque. En motores de inducción normales (de resbalamiento bajo), las corrientes de arranque pueden ser tan grandes como seis a ocho

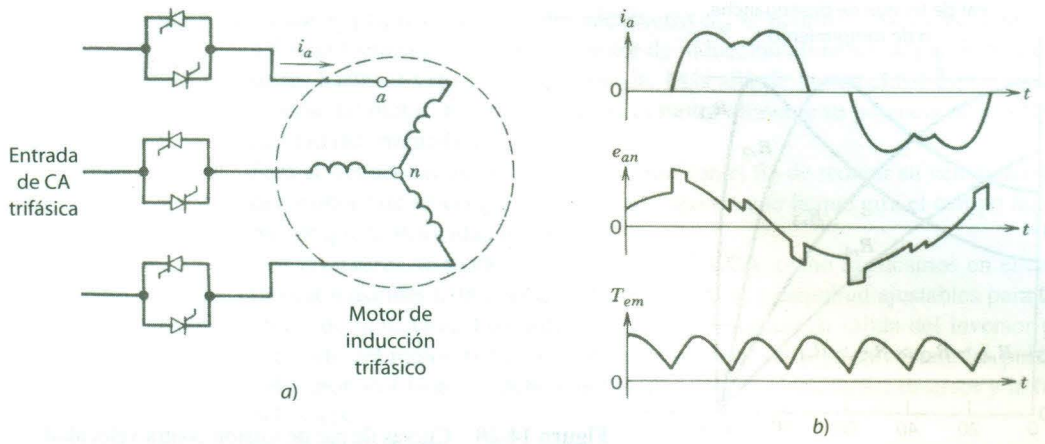


Figura 14-27 Control de tensión del estator: *a*) circuito; *b*) formas de onda.

veces la corriente de carga completa. Para reducir estas corrientes grandes de arranque, el motor se arranca con tensiones reducidas que se obtienen del circuito de la figura 14-27*a*. En tanto el par de torsión desarrollado con una tensión reducida baste para superar la carga, el motor acelera (el deslizamiento s se disminuirá) y la corriente del motor disminuye. Durante la operación en estado permanente, cada tiristor conduce durante un semiciclo completo. Luego, estos tiristores se ponen en cortocircuito por medio de contactos mecánicos conectados en paralelo con los pares de tiristores conectados espalda con espalda a fin de eliminar las pérdidas de potencia en los tiristores debido a una caída de voltaje de conducción finita (1 a 2 V) a través de los tiristores.

El circuito de la figura 14-27*a* también se usa en accionamientos de velocidad constante para minimizar pérdidas del motor. En un motor de inducción (monofásico y trifásico) en una salida de par de torsión dada, las pérdidas del motor varían con el voltaje del estator V_s. El voltaje del estator en el cual ocurre la pérdida mínima de potencia disminuye conforme disminuye la carga. Así, es posible usar el circuito de la figura 14-27*a* para reducir V_s con cargas reducidas y, por tanto, ahorrar energía.

La cantidad de energía que se ahorra es significativa (en comparación con las pérdidas adicionales en el motor debido a armónicos de corriente, y en los tiristores debido a una caída de tensión de conducción finita) sólo si el motor trabaja con cargas muy ligeras durante periodos largos. En aplicaciones donde se requiere el arranque con tensiones reducidas (arranque suave), los interruptores de potencia ya están instrumentados y sólo se tiene que agregar el control para la pérdida mínima de potencia. En estos casos, el presente concepto puede ser económico.

14-13 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE LA RECUPERACIÓN DE POTENCIA POR DESLIZAMIENTO ESTÁTICO

Según el circuito equivalente del motor de inducción, es posible obtener curvas de par de torsión contra velocidad para varios valores de resistencias del rotor. En el circuito equivalente de la figura 14-2*a*, si R_r/s se mantiene constante (es decir, si R_r y s aumentan por el mismo factor), I_r y por tanto T_{em} permanecen constantes. Esto produce las curvas características que se muestran en la figura 14-28 para varios valores de la resistencia del rotor R_r. En un motor de inducción de rotor con devanado, la resistencia total R_r en las fases del rotor varían mediante la adición de una resistencia externa a través de los anillos colectores.

En la curva de par de torsión-carga respecto de la velocidad que se muestra en la figura 14-28 se observa de inmediato que la velocidad de operación varía en forma continua mediante el control de la resistencia externa en el circuito del rotor (la velocidad de estado permanente está dada por la intersección entre la carga y las curvas de par de torsión contra velocidad del motor, como en todos los accionamientos por motor). Sin embargo, pueden ser inaceptables las altas pérdidas del rotor (debido a altos deslizamientos).

El método de recuperación de potencia mediante deslizamiento estático es una alternativa para los accionamientos históricos de Scherbius y Kramer. Los dos requieren una segunda máquina rotativa para recuperar la potencia eléctrica del circuito del rotor. En el sistema de recuperación de potencia de deslizamiento estático, en vez de disipar la potencia de deslizamiento en las resistencias externas del rotor, estas resistencias

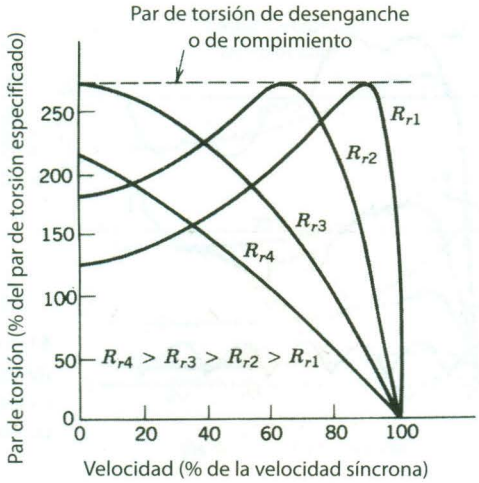


Figura 14-28 Curvas de par de torsión contra velocidad para un motor de inducción de rotor con devanado.

se simulan por medio de un rectificador de diodos, y la energía recuperada se realimenta a la fuente de CA por medio de un inversor conmutado por tensión de la línea, como se muestra en la figura 14-29.

Este método requiere un motor de rotor con devanado con anillos colectores. Este tipo de motor no es tan económico ni exento de mantenimiento como su contraparte de jaula de ardilla. No obstante, con muy altas especificaciones de potencia, este método puede competir con el accionamiento de frecuencia ajustable si se controla la velocidad sólo en un rango pequeño alrededor de su valor nominal. Un rango pequeño de velocidad produce una menor especificación del convertidor de estado sólido requerido, lo cual hace que este método sea competitivo.

RESUMEN

1. Los motores de inducción son las herramientas principales de la industria debido a su bajo costo y construcción robusta. Cuando se opera directamente a partir de la tensión de línea, un motor de inducción trabaja casi con una velocidad constante. Por medio de convertidores electrónicos de potencia, los motores de inducción sirven para aplicaciones de velocidad ajustable y de servoaccionamientos. Una de las principales aplicaciones para accionamientos por motores de inducción de velocidad ajustable es mejorar la eficiencia de energía en varios sistemas residenciales, industriales y del sistema de suministro de energía.
2. En un motor de inducción trifásico, la distribución de campo resultante en el entrehierro es sinusoidal y gira con una velocidad sincrónica $\omega_s = (2\pi f)2/p$ radianes por segundo para un devanado de polo p cuando se excita por tensiones y corrientes trifásicas en la frecuencia f.
3. La velocidad de un motor de inducción se controla mediante la variación de la frecuencia del estator f que controla la velocidad sincrónica y, por tanto, la velocidad del motor, pues el deslizamiento s se

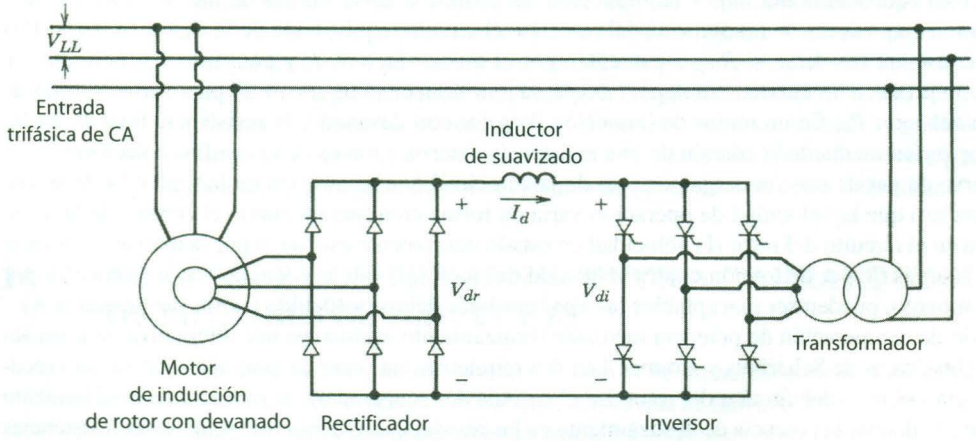


Figura 14-29 Recuperación de deslizamiento estático.

mantiene pequeño. El flujo del entrehierro ϕ_{ag} se mantiene constante mediante V_s en proporción lineal a f. Esta técnica permite que el motor de inducción alimente su par de torsión especificado con velocidades hasta su velocidad especificada. Más allá de la velocidad especificada, la capacidad de par de torsión del motor disminuye aunque el motor alimente su potencia de salida especificada hasta una velocidad determinada.

4. Para el frenado en un motor de inducción con el fin de reducir su velocidad, se disminuye la frecuencia del estator f de modo que la velocidad síncrona con la que gira el campo magnético del entrehierro sea menor que la velocidad del rotor.
5. Los inversores de modo conmutado de CC a CA, como explicamos en el capítulo 8, se usan para alimentar tensiones trifásicas de CA de frecuencia y magnitud ajustables para el control de velocidad del motor de inducción. Los armónicos en las tensiones de salida del inversor producen armónicos en la corriente del motor, pérdidas armónicas en el motor y posiblemente las pulsaciones del par de torsión del motor. Por tanto, se debe tener cuidado en la selección del inversor y la frecuencia de conmutación del inversor.
6. Los inversores con que se controla la velocidad del motor de inducción se clasifican como inversores de fuentes de tensión modulados por el ancho de pulsos. Las ventajas y desventajas comparativas de estos inversores se indican en la tabla 14-2.
7. Por medio del control de vectores orientado en el campo, los accionamientos por motores de inducción sirven para las aplicaciones de servoaccionamientos.
8. Existen otras medidas para controlar la velocidad de motores de inducción. Algunos métodos son *a*) el cambio de polos del estator, *b*) la modulación de la amplitud de los polos, *c*) el control de tensión del estator en la frecuencia de línea y *d*) la recuperación de potencia de resbalamiento estático. En ciertas aplicaciones, una de estas técnicas puede ser preferible al control por frecuencia del estator.

PROBLEMAS

14-1 Un motor de inducción trifásico de 60 Hz, cuatro polos, 10 hp y 460 V (línea-línea, rms) tiene una velocidad de carga completa de 1 746 rpm. Suponga que la característica de par de torsión/velocidad se encuentra en un rango de 0 a 150% de par de torsión especificado para ser lineal. Se acciona por una alimentación sinusoidal de frecuencia ajustable de modo que el flujo del entrehierro se mantenga constante. Trace sus características de par de torsión/velocidad con los siguientes valores de frecuencia f: 60, 45, 30 y 15 Hz.

14-2 El accionamiento en el problema 14-1 alimenta una carga de bomba centrífuga que a la velocidad de carga completa requiere el par de torsión especificado del motor. Calcule y trace la velocidad, frecuencia f, frecuencia de deslizamiento f_{sl} y deslizamiento s con los siguientes valores de par de torsión especificado de la bomba: 100, 75, 50 y 25%.

14-3 Un motor de inducción de cuatro polos, 460 V y 60 Hz desarrolla su par de torsión especificado consumiendo 10 A con un factor de potencia de 0.866. Los otros parámetros son los siguientes:

$$R_s = 1.53\,\Omega \qquad X_{ls} = 2.2\,\Omega \qquad X_m = 69.0\,\Omega$$

Si este motor va a producir un par de torsión especificado en frecuencias inferiores a 60 Hz mientras mantenga un entrehierro constante, calcule y trace la tensión de línea-línea requerida como función de la frecuencia.

14-4 El motor en el problema 14-3 tiene una velocidad de carga completa de 1 750 rpm. Calcule f_{arranque}, I_{arranque} y $(V_{LL})_{\text{arranque}}$ si el motor va a desarrollar un par de torsión de arranque igual a 1.5 veces de su par de torsión especificado. Suponga que el efecto de L_{lr} es insignificantemente pequeño y que el flujo del entrehierro es de su valor especificado.

14-5 El motor idealizado del problema 14-1 al principio trabaja en sus condiciones especificadas con 60 Hz. Si la frecuencia de alimentación disminuye de repente 5% mientras se mantiene un flujo de entrehierro constante, calcule el par de torsión de frenado desarrollado como porcentaje de su par de torsión especificado.

14-6 En un motor de inducción trifásico de 60 Hz y 460 V, $R_s + R_r = 3.0\,\Omega$ y $X_{ls} + X_{lr} = 5.0\,\Omega$. El motor se acciona por un inversor de fuente de tensión de ondas cuadradas que alimenta una tensión de línea-línea de 460 V en la frecuencia de 60 Hz. Estime las corrientes armónicas y las pérdidas de cobre adicionales debido a estas corrientes armónicas mediante la inclusión de los armónicos quinto, séptimo, undécimo y decimotercero.

14-7 Para el análisis de frecuencias armónicas, un motor de inducción se representa mediante un circuito equivalente por fase, como se muestra en la figura P14-7, que incluye una contrafuerza electromotriz de frecuencia fundamen-

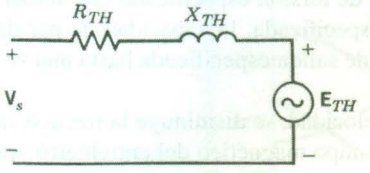


Figura P14-7

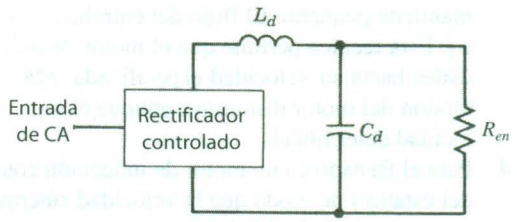


Figura P14-9

tal o tensión de Thèvenin $\mathbf{E}_{TH}$. Además, $R_{TH} = 3.0\ \Omega$ y $X_{TH} = 5.0\ \Omega$. Está alimentado por un inversor de fuente de tensión que produce un componente de tensión de línea-línea de 60 Hz de 460 V. La carga en el motor es tal que la corriente de frecuencia fundamental consumida por el motor es 10 A, que se queda atrás de la tensión de frecuencia fundamental por un ángulo de 30°.

Obtenga y trace la corriente consumida por el motor como función del tiempo, si se acciona por un VSI de ondas cuadradas. ¿Cuál es la corriente pico que deben transportar los interruptores del inversor?

14-8 Repita el problema 14-7 si el motor de inducción se acciona por un PWM-VSI con una relación de modulación de amplitud $m_a = 1.0$ y una relación de modulación de frecuencia $m_f = 15$. Compare las corrientes pico de conmutación con las del problema 14-7.

14-9 Un accionamiento VSI de ondas cuadradas alimenta 460 V de línea-línea con una frecuencia de 60 Hz a un motor de inducción que desarrolla un par de torsión especificado de 50 N-m a 1 750 rpm. Se puede suponer que las eficiencias del motor e inversor son constantes a 90 y 95%, respectivamente, mientras operen con el par de torsión de motor especificado.

Si el motor se opera con su par de torsión especificado y el flujo de entrehierro especificado, determine la resistencia equivalente R_{eq} que representa la combinación de inversor/motor en la figura P14-9 con frecuencias de motor de 60, 45, 30 y 15 Hz.

14-10 Repita el problema 14-9 con un accionamiento PWM-VSI y un rectificador no controlado, donde $m_a = 1.0$ con 60 Hz de salida.

14-11 Un motor de inducción accionado por CSI alimenta una carga de par de torsión constante igual al par de torsión especificado del motor. El accionamiento CSI se alimenta desde una entrada trifásica de 460 V y 60 Hz. Alimenta al motor un voltaje de 460 V (línea-línea) a una frecuencia de 60 Hz con una corriente de frecuencia fundamental de 100 A que se queda atrás de la tensión de frecuencia fundamental por un ángulo de 30°.

Si el ángulo del factor de potencia de desplazamiento del motor permanece constante en 30°, estime y trace el factor de potencia de entrada con las frecuencias del motor 60, 45, 30 y 15 Hz. Idealice las formas de onda de la corriente del motor para que sean como lo muestra la figura 14-25*b* y suponga un flujo de entrehierro constante en el motor. Ignore las pérdidas del motor y del inversor.

14-12 Demuestre que en un motor de inducción que alimenta un par de torsión de carga constante, la pérdida de potencia en el circuito del rotor con el voltaje V_s como relación de la pérdida de potencia en la condición del voltaje especificado se puede aproximar como

$$\frac{P_r}{(P_r)_{\text{voltaje especificado}}} \approx \left(\frac{V_{s,\text{nominal}}}{V_s}\right)^2$$

para valores de deslizamiento razonablemente pequeños.

REFERENCIAS

1. N. Mohan y R. J. Ferraro, "Techniques for Energy Conservation in AC Motor Driven Systems", Electric Power Research Institute, Final Report 2037, Project 1201-13, septiembre de 1981, Palo Alto, California.
2. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, Jr., y S. D. Umans, *Electric Machinery*, 4a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1983.
3. G. R. Slemon y A. Straughen, *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1980.
4. B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1986.
5. W. Leonard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Nueva York, 1985.

CAPÍTULO 15

ACCIONAMIENTOS POR MOTOR SÍNCRONO

15-1 INTRODUCCIÓN

Los motores síncronos se usan como servoaccionamientos en aplicaciones como equipos periféricos de computadoras, robótica y accionamientos de velocidad ajustable en diversas aplicaciones, como bombas de calor moduladas por capacidad y de carga proporcional, ventiladores grandes y compresores. En aplicaciones de potencia baja de unos pocos kilovatios, se usan motores síncronos de imanes permanentes (véase la figura 15-1*a*). A menudo estos motores se llaman motores "de CC sin escobillas" o motores electrónicamente conmutados. Los motores síncronos con un campo de rotor devanado se usan en potencias nominales grandes (véase la figura 15-1*b*).

15-2 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA OPERACIÓN DEL MOTOR SÍNCRONO

El devanado de campo en el rotor produce un flujo ϕ_f en el entrehierro. Este flujo gira con la velocidad síncrona ω_s rad/s que es igual que la velocidad del rotor. El flujo ϕ_{fa} que vincula a uno de los devanados del estator, por ejemplo, la fase *a*, varía en forma sinusoidal con el tiempo:

$$\phi_{fa}(t) = \phi_f \operatorname{sen} \omega t \tag{15-1}$$

donde

$$\omega = 2\pi f = \frac{p}{2}\omega_s \tag{15-2}$$

y p es el número de polos en el motor. Si suponemos que N_s es un número equivalente de vueltas o espiras en cada devanado de fase del estator, la fuerza electromotriz en la fase *a* según la ecuación 15-1 es

$$e_{fa}(t) = N_s \frac{d\phi_{fa}}{dt} = \omega N_s \phi_f \cos \omega t \tag{15-3}$$

Esta tensión inducida en el devanado del estator se llama tensión de excitación, y su valor rms es

$$E_{fa} = \frac{\omega N_s}{\sqrt{2}} \phi_f \tag{15-4}$$

De acuerdo con la convención normal, las amplitudes de los fasores de tensión y corriente se representan por sus valores eficaces (rms), las amplitudes de los fasores de flujo son representados por sus valores pico. Al ser sinusoidales con el tiempo, e_{fa} y ϕ_{fa} se representan como fasores en $\omega t = 0$, donde $\mathbf{E}_{fa} = E_{fa}$ es el fasor de referencia en la figura 15-2*a*, y según la ecuación 15-1 es

$$\boldsymbol{\Phi}_{fa} = -j\phi_f \tag{15-5}$$

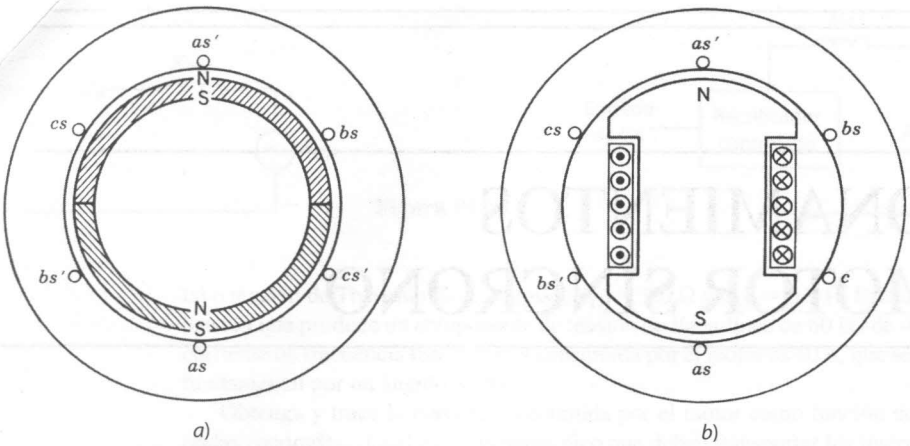


Figura 15-1 Estructura de los motores síncronos: *a*) rotor de imán permanente (de dos polos); *b*) rotor con devanado de polos salientes (de dos polos).

Según las ecuaciones 15-3 a 15-5 y la figura 15-2*a*,

$$\mathbf{E}_{fa} = j\frac{\omega N_s}{\sqrt{2}}\boldsymbol{\Phi}_{fa} = E_{fa} \tag{15-6}$$

En accionamientos por motor síncrono el estator se alimenta por un conjunto de corrientes trifásicas equilibradas cuya frecuencia se controla para que sea f, lo que según la ecuación 15-2 es

$$f = \frac{p}{4\pi}\omega_s \tag{15-7}$$

Los componentes de frecuencia fundamental de estas corrientes del estator producen un flujo de amplitud constante ϕ_s en el entrehierro que gira con la velocidad síncrona ω_s. La amplitud de ϕ_s es proporcional a las amplitudes de los componentes de frecuencia fundamental en las corrientes del estator.

En este motor trifásico, el flujo que se conecta a la fase a debido a ϕ_s producido por las tres corrientes del estator es $\phi_{sa}(t)$. Como se muestra en la referencia 1, $\phi_{sa}(t)$ es proporcional a la corriente de fase a $i_a(t)$:

$$N_s\phi_{sa}(t) = L_a i_a(t) \tag{15-8}$$

donde la inductancia del inducido L_a es 3/2 veces la autoinductancia de la fase a. Por tanto, la tensión inducida en la fase a debido a $\phi_{sa}(t)$, según la ecuación 15-8, es

$$e_{sa}(t) = N_s\frac{d\phi_{sa}}{dt} = L_a\frac{di_a}{dt} \tag{15-9}$$

Si suponemos que el componente fundamental de la corriente suministrada a la fase del estator a es

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_a\text{sen}(\omega t + \delta) \tag{15-10}$$

nos da

$$e_{sa}(t) = \sqrt{2}\omega L_a I_a\cos(\omega t + \delta) \tag{15-11}$$

según la ecuación 15-9, donde δ se define más tarde como el ángulo del par de torsión. Aquí, i_a y e_{sa} se representan como fasores, lo que con $\omega_t = 0$

$$\mathbf{I}_a = I_a e^{j(\delta - \pi/2)} \tag{15-12}$$

y, como se muestra en la figura 15-2*a*,

$$\mathbf{E}_{sa} = j\omega L_a\mathbf{I}_a = \omega L_a I_a e^{+j\delta} \tag{15-13}$$

El resultante flujo de entrehierro $\phi_{ag,a}(t)$ que vincula la fase del estator a es la suma de $\phi_{fa}(t)$ y $\phi_{sa}(t)$:

$$\phi_{ag,a}(t) = \phi_{fa}(t) + \phi_{sa}(t) \tag{15-14}$$

que se representa como fasor,

$$\boldsymbol{\Phi}_{ag,a} = \boldsymbol{\Phi}_{fa} + \boldsymbol{\Phi}_{sa} \tag{15-15}$$

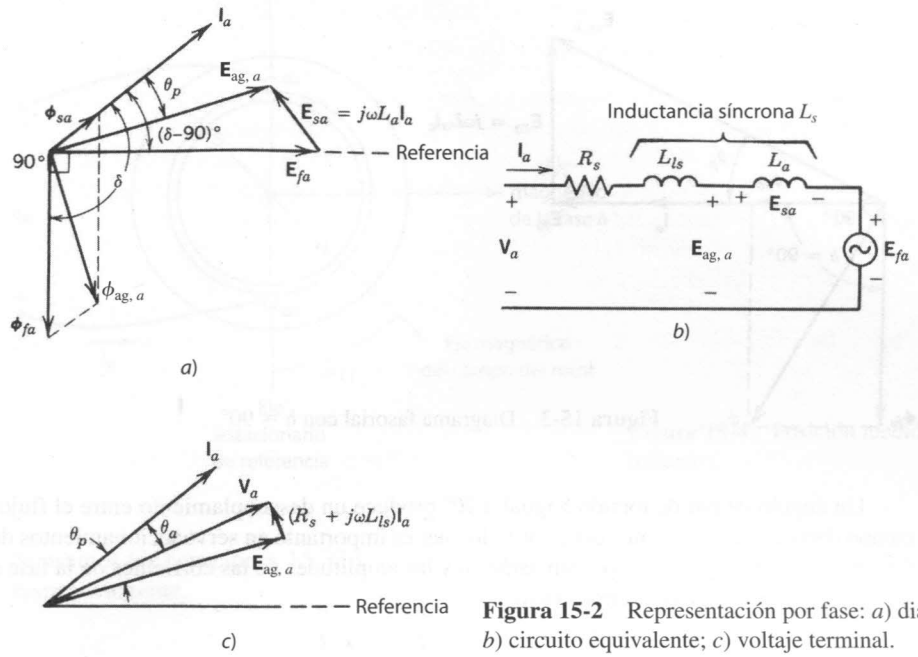


Figura 15-2 Representación por fase: *a*) diagrama fasorial; *b*) circuito equivalente; *c*) voltaje terminal.

La tensión del entrehierro $e_{ag,a}(t)$ debido al flujo del entrehierro resultante que vincula la fase a es

$$e_{ag,a}(t) = N_s \frac{d\phi_{ag,a}}{dt} = e_{fa}(t) + e_{sa}(t) \tag{15-16}$$

según las ecuaciones 15-14, 15-3 y 15-9. Las ecuaciones 15-6 y 15-13, combinadas con la ecuación 15-16, dan como resultado

$$\mathbf{E}_{ag,a} = \mathbf{E}_{fa} + \mathbf{E}_{sa} = \mathbf{E}_{fa} + j\omega L_a \mathbf{I}_a \tag{15-17}$$

Todos estos fasores están trazados en la figura 15-2*a*. Con base en la ecuación 15-17 y el diagrama fasorial, un circuito equivalente por fase de un motor síncrono se muestra en la figura 15-2*b*, donde R_s y L_{ls} son la resistencia del devanado del estator y la inductancia de disipación, respectivamente. Con la caída de tensión a través de R_s y L_{ls}, el voltaje terminal por fase en la fase a es

$$\mathbf{V}_a = \mathbf{E}_{ag,a} + (R_a + j\omega L_s)\mathbf{I}_a \tag{15-18}$$

El diagrama fasorial correspondiente a la ecuación 15-18 se muestra en la figura 15-2*c*, donde θ_a es el ángulo entre fasores de la corriente y el voltaje terminal.

Según el circuito equivalente por fase de la figura 15-2*b* y el diagrama fasorial de la figura 15-2*a*, el par de torsión electromagnético T_{em} se obtiene como sigue: la potencia eléctrica que se convierte en potencia mecánica P_{em} es

$$P_{em} = 3E_{fa}I_a \cos\left(\delta - \frac{1}{2}\pi\right) \tag{15-19}$$

y

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_s} \tag{15-20}$$

Con las ecuaciones 15-19, 15-20 y 15-4,

$$T_{em} = k_f \phi_f I_a \operatorname{sen} \delta \tag{15-21}$$

donde el ángulo δ entre ϕ_{fa} e $\mathbf{I}_a$ se llama ángulo del par de torsión y k_t es la constante de proporcionalidad.

En el diagrama fasorial de la figura 15-2*c*, $\mathbf{I}_a$ va delante de $\mathbf{V}_a$. Esta operación de factor de potencia en adelanto es necesaria si el motor síncrono se alimenta por un accionamiento donde la corriente a través de los tiristores del inversor se conmuta por las tensiones del motor síncrono.

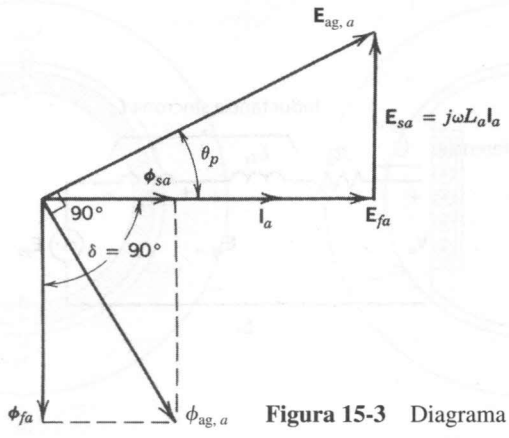


Figura 15-3 Diagrama fasorial con $\delta = 90°$.

Un ángulo de par de torsión δ igual a 90° produce un desacoplamiento entre el flujo de campo ϕ_f y el campo debido a las corrientes del estator, lo cual es importante en servoaccionamientos de alto desempeño. Con $\delta = 90°$, un flujo de campo constante ϕ_f y las amplitudes de las corrientes de la fase del estator iguales a I_s, la ecuación 15-21 se escribe como

$$T_{em} = k_T I_s \tag{15-22}$$

donde k_T es la constante del par de torsión del motor. Un diagrama fasorial correspondiente a $\delta = 90°$ se muestra en la figura 15-3, donde $\mathbf{I}_a$ debe ir adelante de ϕ_{fa} por 90°. Esta condición para servoaccionamientos implica que la corriente i_a debe alcanzar un valor máximo positivo, $\omega t = 90°$ o $t = (\pi/2)(p/2)\omega_s$ segundos, antes de que ϕ_{fa} alcance su valor máximo positivo. Otra observación según el diagrama fasorial de un servoaccionamiento es que $\mathbf{I}_a$ está con un factor de potencia de retraso. Por tanto, el inversor del accionamiento debe consistir en interruptores autocontrolados.

En el análisis anterior ignoramos el efecto de los polos salientes (saliencia) del rotor. El efecto de la saliencia del rotor no puede representarse por un circuito equivalente por fase debido a una permeancia magnética diferente a lo largo del eje del polo del rotor (que se llama eje *d*) y a lo largo del eje a medio camino entre dos polos del rotor (que se llama eje *q*). Este análisis de los ejes *d* y *q* trasciende el alcance de este libro, pero en términos cualitativos existe la presencia de un componente adicional de par de torsión de reluctancia debido a la diferencia en reactancias en los ejes *d* y *q*. Por lo regular, este componente es pequeño, pero no insignificante en comparación con el componente del par de torsión electromagnético que acabamos de analizar, suponiendo un rotor redondo no saliente.

15-3 ACCIONAMIENTOS POR MOTORES SÍNCRONOS CON FORMAS DE ONDA SINUSOIDALES

La distribución de la densidad del flujo de entrehierro y las tensiones de excitación inducidas en los devanados de fases del estator en estos motores son casi sinusoidales. Al respecto, el análisis de este motor es idéntico al de la sección anterior. Además, el ángulo de par de torsión δ se mantiene en 90°. Para controlar este servoaccionamiento síncrono, la posición del campo del rotor se mide por medio de un sensor de posición absoluta respecto del eje estacionario, como se muestra en la figura 15-4 para un motor de dos polos. Si reconocemos que en $\theta = 0$ para el motor de dos polos de la figura 15-4, i_a debe estar en su pico positivo, tenemos

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta(t)] \tag{15-23}$$

donde la amplitud I_s se obtiene según la ecuación 15-22. Para un motor de polo *p*, en general, si θ es el ángulo mecánico medido, el ángulo eléctrico θ_e se calcula como

$$\theta_e(t) = \frac{p}{2}\theta(t) \tag{15-24}$$

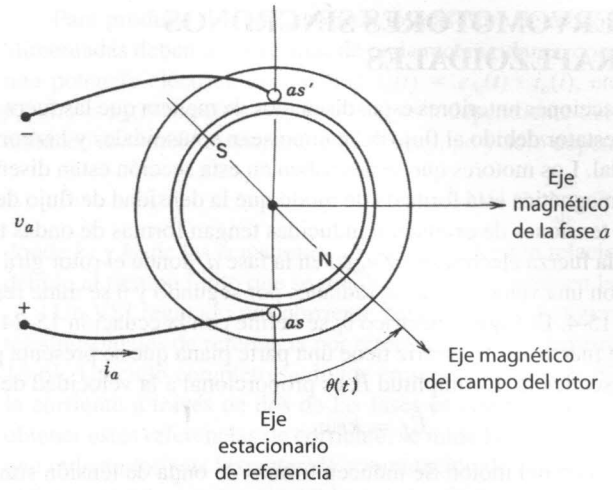


Figura 15-4 Posición medida del rotor θ en el instante *t*.

Si usamos las ecuaciones 15-23 y 15-24 y reconocemos que $i_b(t)$ e $i_c(t)$ están retrasados por 120° y 240°, respectivamente,

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta_e(t)] \tag{15-25}$$

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 120°] \tag{15-26}$$

$$i_c(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 240°] \tag{15-27}$$

Esta estrategia de control también sirve para accionamientos por motores de inducción como los que se describen en la referencia 10.

Con la frecuencia de las corrientes del estator "enclavada" o sincronizada a la posición del rotor que se mide en forma continua, no hay posibilidad de perder sincronismo, y el ángulo de par de torsión δ permanece en su valor óptimo de 90°. Si se requiere un par de torsión de mantenimiento con velocidad cero para superar el par de torsión de carga y, por tanto, para impedir que la carga se mueva a una posición donde θ sea constante, como suele suceder en servoaccionamientos, un servomotor síncrono provee este par de torsión mediante la aplicación de corrientes CC al estator, como se da en las ecuaciones 15-24 a 15-27.

La figura 15-5 muestra el diagrama de bloques global de un accionamiento por servomotor síncrono con formas de onda sinusoidales. La posición absoluta del campo del rotor se mide con un sensor de posición absoluta, por ejemplo, un resolutor de alta precisión, el cual está mecánicamente prealineado para medir la posición del campo del rotor θ respecto de un eje conocido, como se indica en la figura 15-4. Mediante tablas de coseno prealmacenadas en la memoria de sólo lectura (ROM), se generan las funciones de coseno requeridas en las ecuaciones 15-25 a 15-27 para dos de las tres corrientes de fases, por ejemplo, *a* y *b*. La amplitud de la corriente del estator I_s se determina por el lazo de par de torsión/velocidad con la ecuación 15-22. Una vez definidas las corrientes de referencia i_a^* e i_b^* para las fases *a* y *b*, $i_c^* = -i_a^* - i_b^*$ en un motor trifásico. Como analizamos en el capítulo 8, se usa un inversor de fuente de tensión regulada por corriente para forzar las corrientes del motor a igualar las corrientes de referencia.

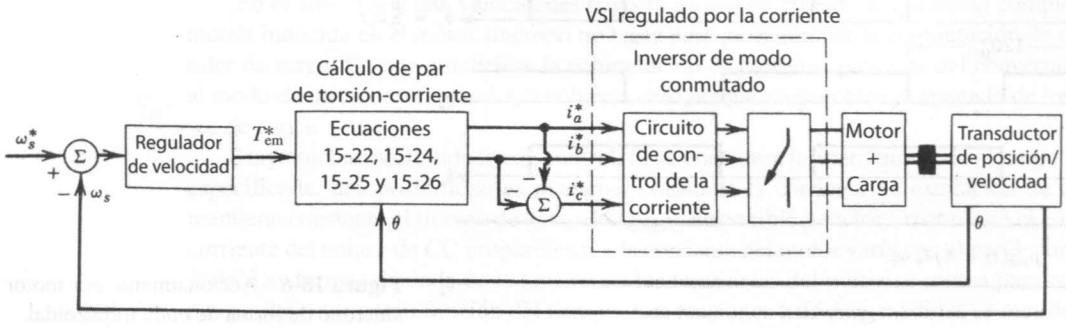


Figura 15-5 Servoaccionamiento por motor síncrono.

15-4 ACCIONAMIENTOS POR SERVOMOTORES SÍNCRONOS CON FORMAS DE ONDA TRAPEZOIDALES

Los motores descritos en las secciones anteriores están diseñados de manera que las fuerzas electromotrices de excitación inducidas en el estator debido al flujo del campo sean sinusoidales y las corrientes del estator produzcan un campo sinusoidal. Los motores que se describen en esta sección están diseñados con bobinas concentradas, y la estructura magnética está formada de modo que la densidad de flujo del campo debido a los imanes permanentes y las tensiones de excitación inducidas tengan formas de ondas trapezoidales.

La figura 15-6*a* muestra la fuerza electromotriz $e_{fa}(t)$ en la fase *a*, donde el rotor gira en sentido opuesto a las manecillas del reloj con una velocidad de ω_s radianes por segundo y θ se mide respecto del estator, como se muestra en la figura 15-4. El ángulo eléctrico θ_e se define con la ecuación 15-24 para un motor de polo *p*. Esta forma de onda de fuerza electromotriz tiene una parte plana que se presenta por lo menos para 120° (eléctrico) durante cada semiciclo. La amplitud $\hat{E}_f$ es proporcional a la velocidad del rotor:

$$\hat{E}_f = k_E \omega_s \tag{15-28}$$

donde k_E es la constante de tensión del motor. Se inducen formas de onda de tensión similares en las fases *b* y *c*, desplazadas por 120° y 240°, respectivamente.

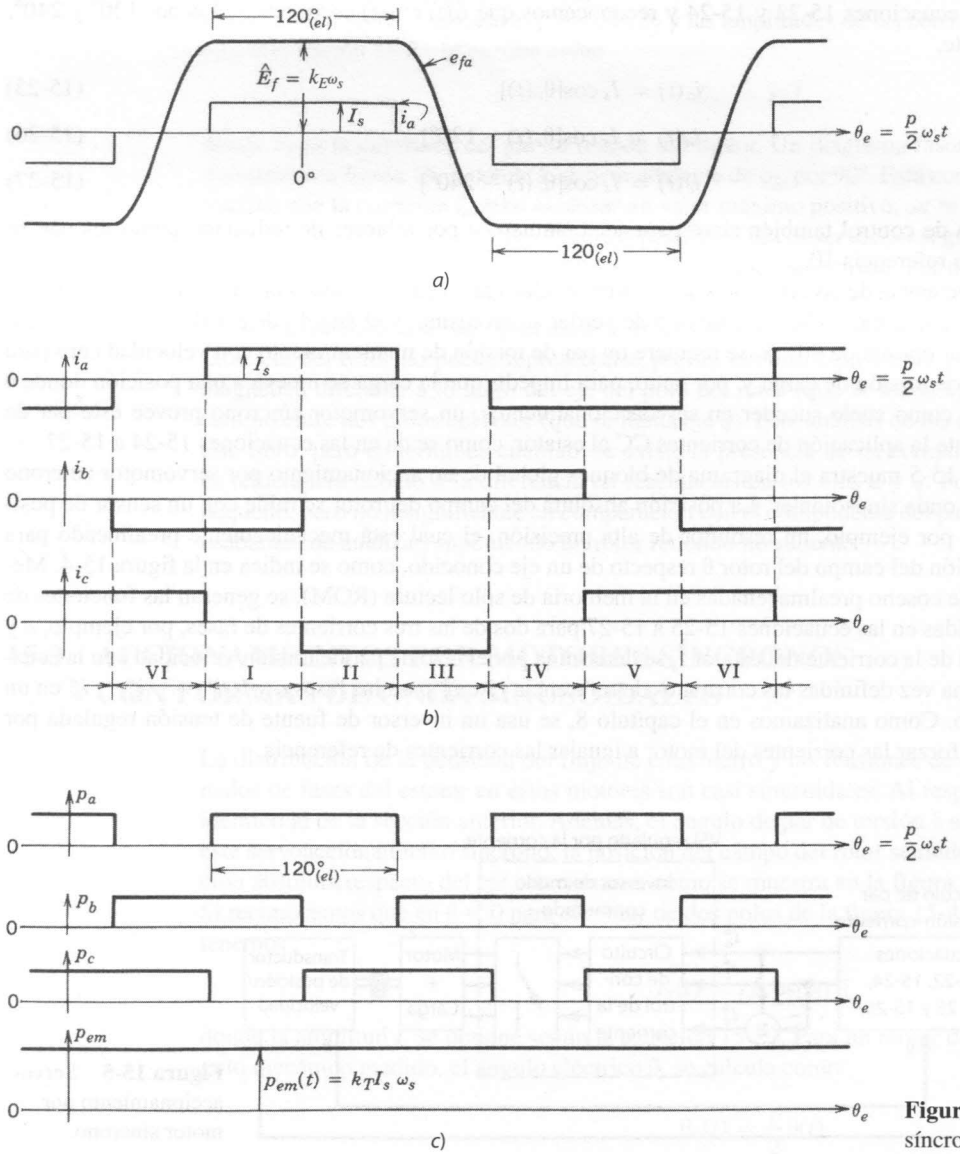


Figura 15-6 Accionamiento por motor síncrono de forma de onda trapezoidal.

Para producir un par de torsión lo más libre de rizos posible en estos motores, las corrientes de fases alimentadas deben tener formas de onda rectangulares, como se muestra en la figura 15-6*b*, lo cual produce una potencia eléctrica instantánea $p_a(t) = e_{fa}(t) \cdot i_a(t)$, etc., como se muestra en la figura 15-6*c*. Como $p_{\text{total}}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = P_{\text{em}}$ es independiente del tiempo, el par de torsión electromagnético instantáneo es también independiente del tiempo y sólo depende de la amplitud de la corriente I_s:

$$T_{\text{em}}(t) = \frac{P_{\text{em}}}{\omega_s} = k_T I_s \tag{15-29}$$

donde k_T y k_E de las ecuaciones 15-28 y 15-29 están relacionadas (véase el problema 15-5). En la práctica, debido al tiempo finito que se requiere para que cambien las corrientes de fases, T_{em} contiene rizos.

Un VSI regulado por corriente parecido al de la figura 15-5 se usa cuando se sustituyen las corrientes sinusoidales de referencia por referencias de corriente rectangulares, las cuales se muestran en la figura 15-6*b*. Un ciclo completo se divide en seis intervalos de 60 grados eléctricos cada uno. En cada intervalo, la corriente a través de dos de las fases es constante y proporcional al comando del par de torsión. Para obtener estas referencias de corriente, se mide la posición del rotor usualmente con sensores de efecto Hall, que indican los seis instantes de conmutación de la corriente por ciclo eléctrico de las formas de onda. En aplicaciones no servo, es posible usar las fuerzas electromotrices trifásicas inducidas para determinar los instantes de conmutación de corriente, lo que elimina la necesidad de sensores de posición del rotor.

15-5 ACCIONAMIENTOS DE INVERSORES CONMUTADOS POR LA CARGA

En potencias nominales muy grandes, de más de 1 000 HP, los accionamientos por motores síncronos de inversores conmutados por carga (LCI) se vuelven competitivos con los accionamientos por motores de inducción en aplicaciones de velocidad ajustable. El diagrama de circuito de un accionamiento LCI se muestra en la figura 15-7*a*. Cada fase del motor síncrono se representa por una tensión interna en serie con la inductancia del motor, como vimos en las secciones anteriores, suponiendo un motor de polos no salientes.

A manera de resumen, el accionamiento LCI es la fuente de las corrientes trifásicas al motor. La frecuencia y la fase de estas corrientes están sincronizadas con la posición del rotor. Las fuerzas electromotrices inducidas en el motor proporcionan la conmutación de la corriente en el inversor de carga para alimentar corrientes a las fases del motor en una secuencia apropiada. La amplitud de las corrientes alimentadas al motor se controla con el inversor de línea controlado por fases a través de una inductancia filtrante L_d. La inductancia filtrante reduce los armónicos de la corriente y asegura que la entrada al inversor de la carga y por ende al motor aparezca como fuente de corriente.

Observe que el convertidor de línea en la figura 15-7*a* es idéntico a los convertidores de frecuencia de línea controlados por fase que vimos en el capítulo 6. Mediante el control del ángulo de disparo del convertidor se controla su salida de CC y, por tanto, la magnitud de la corriente (tanto en el enlace de CC como al motor). Normalmente trabaja en modo de rectificador.

El inversor de carga es idéntico al convertidor de línea; es decir, también consiste sólo en tiristores, pero normalmente trabaja en modo de inversor. Las fuerzas electromotrices internamente inducidas en el motor síncrono proporcionan la conmutación de corriente. La presencia de estas fuerzas electromotrices trifásicas facilita la conmutación de corriente en el convertidor de carga en forma idéntica a la de un convertidor de tiristores de línea de frecuencia que opere en modo de inversor. Las formas de onda idealizadas de la corriente del motor se muestran en la figura 15-7*b*.

En el arranque y con velocidades bajas (a menos de 10% de la velocidad completa), la fuerza electromotriz inducida en el motor síncrono no basta para proporcionar la conmutación de corriente en el convertidor de carga. En esta condición, la conmutación de corriente proviene del convertidor de línea, que se va al modo de inversor y fuerza a I_d a volverse cero, lo que proporciona el apagado de los tiristores en el inversor de carga.

Hay muchas posibilidades de control. Si se considera primero que nada el rango inferior a la velocidad especificada, una posibilidad es mantener constante la corriente de excitación de campo I_f. Además, se mantiene constante el tiempo de apagado t_{apagado} disponible para los tiristores en el convertidor de carga. La corriente del enlace de CC proporcional a la corriente del motor varía con el par de torsión en una velocidad dada. Las formas de onda de la tensión en los terminales del motor se miden para calcular la posición del campo del rotor como función del tiempo. Las tensiones trifásicas medidas se rectifican para proporcionar

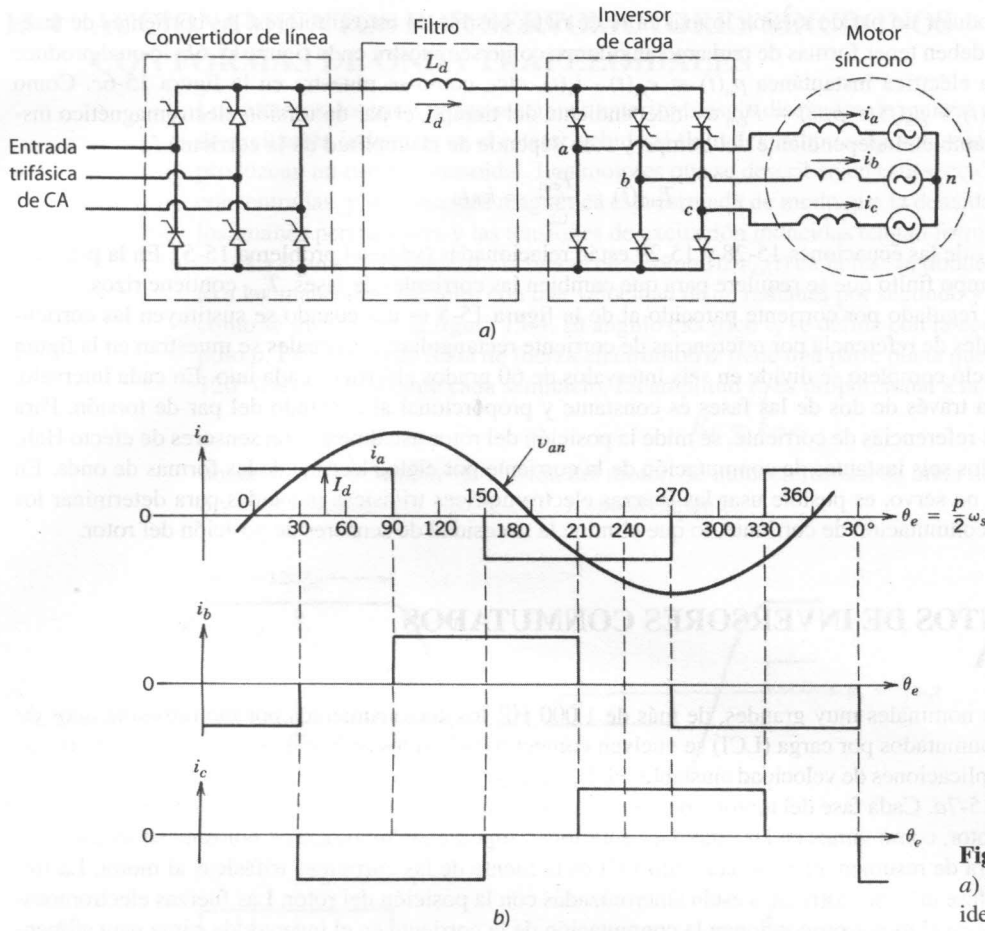


Figura 15-7 Accionamiento LCI: *a*) circuito; *b*) formas de onda idealizadas.

una señal de CC proporcional a la velocidad instantánea del rotor. Al mantener constantes I_f y t_{apagado}, se compara la velocidad real con la de referencia, como se muestra en la figura 15-8. La señal amplificada de errores determina la referencia de I_d. Si el I_d real es menor que su referencia, el convertidor de línea aumenta la tensión de CC aplicada al enlace, lo que aumenta I_d y, por ende, el par de torsión producido por el motor. En respuesta al T_{em} incrementado, sube la velocidad del motor. Con base en I_d y la información obtenida de las formas de onda de la tensión de terminales medida, se proporcionan los pulsos de disparo a las compuertas de los tiristores del inversor de carga de modo que se mantenga constante t_{apagado}.

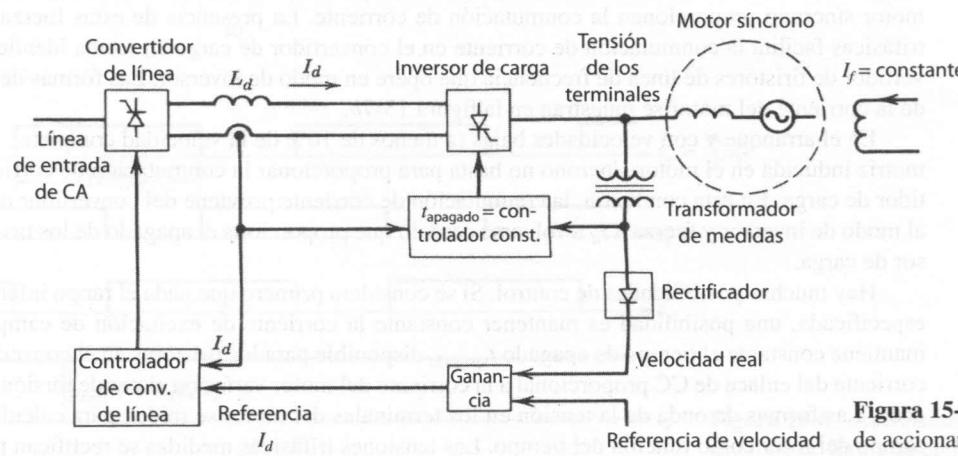


Figura 15-8 Controlador de accionamiento LCI.

En la práctica, I_f no se mantiene constante, sino que se controla como función del par de torsión y velocidad para producir el flujo especificado del entrehierro en el motor.

Para velocidades superiores a la velocidad especificada, la capacidad del par de torsión del motor disminuye, pero el accionamiento alimenta la potencia especificada. Para la operación con una velocidad superior a la especificada, el flujo de campo debe reducirse mediante la reducción de I_f. Por tanto, esta región también se llama región de debilitamiento del flujo.

Algunas de las demás propiedades importantes de los accionamientos LCI se describen a continuación:

1. El uso de motores síncronos en especificaciones de caballos de potencia muy altas (>1 000 HP) produce eficiencias generales del accionamiento en más de 95% con la potencia especificada, es decir, unos cuantos puntos porcentuales más de lo que se logra con los accionamientos por motores de inducción.
2. El inversor conmutado por carga es mucho más sencillo y tiene pérdidas menores de potencia en comparación con el inversor que se usa en accionamientos por motores de inducción CSI. La eliminación del requerimiento para interruptores autocontrolados es una clara ventaja con especificaciones altas de tensiones y corrientes.
3. Como en todo accionamiento por motor electrónico de potencia, no hay corriente de irrupción en el arranque, a diferencia de los motores de arranque directo de la línea. Cuando se diseña el devanado de la cara polar (o de la caja de amortiguación) de forma que proporcione el par de torsión suficiente, un motor síncrono se arranca según el principio del motor de inducción. Una vez que alcance una velocidad cerca de la velocidad síncrona, se excita el campo del rotor y consigue así que trabaje como un motor síncrono. La posibilidad de arrancar por la línea y operar con la frecuencia de línea proporciona confiabilidad adicional en caso de avería del inversor, donde las tensiones de línea actúan como respaldo, como es el caso del accionamiento por motor de inducción (aunque el accionamiento sólo trabajaría en una velocidad).
4. Los accionamientos LCI tienen la capacidad inherente de proporcionar frenado regenerativo porque hacen que el motor síncrono trabaje como generador, lo que rectifica las tensiones del motor por medio del convertidor de carga y alimenta la potencia al sistema de suministro de energía por operar el convertidor de línea en modo de inversor.

15-6 CICLOCONVERTIDORES

En aplicaciones de baja velocidad y muchos caballos de potencia es posible usar cicloconvertidores para controlar la velocidad de los motores síncronos y de inducción. Un circuito básico de un cicloconvertidor que utiliza convertidores conmutados por frecuencia de línea se muestra en la figura 15-9*a*. La entrada trifásica de 60 Hz se realiza a través de transformadores de aislamiento. Cada fase consiste en dos convertidores de tiristores de frecuencia de línea conectados espalda con espalda, como explicamos en el capítulo 6. Los ángulos de disparo (o retraso) de los dos convertidores en cada fase se controlan cíclicamente para que generen una salida sinusoidal de frecuencia baja. Una salida de fase se muestra en la figura 15-9*b*, donde el modo de operación (rectificación o inversión) del convertidor positivo y negativo depende del sentido de la corriente de carga de salida.

El cicloconvertidor se deriva directamente de la entrada de línea de frecuencia sin enlace de CC intermedio. La máxima frecuencia de salida está limitada aproximadamente a una tercera parte de la frecuencia de CA de entrada para mantener una forma de onda aceptable con un contenido armónico bajo.

RESUMEN

1. En los motores síncronos, el flujo es producido por el rotor, ya sea por medio de imanes permanentes o por un devanado de campo excitado por una corriente CC. Esta característica de los motores síncronos les permite tener eficiencias más altas en comparación con los motores de inducción de especificaciones similares. En especificaciones de HP grandes se usa la construcción del campo con bobina, mientras que se usan rotores de imanes permanentes en especificaciones más pequeñas.

2. Los accionamientos por motor síncrono se categorizan como *a*) servoaccionamientos de precisión para equipos periféricos de computadoras y la robótica, y *b*) accionamientos de velocidad ajustable para controlar la velocidad, por ejemplo, en sistemas de aire acondicionado modulados por capacidad y proporcionales a la carga, así como en bombas de calor. En especificaciones de potencia muy grandes (>1 000 HP), pueden emplearse accionamientos por motor síncrono debido a su mayor eficiencia y a un inversor más sencillo en comparación con los accionamientos por motor de inducción.
3. Un circuito equivalente por fase se traza en términos de la fuerza electromotriz inducida $\mathbf{E}_{fa}$, $\mathbf{I}_a$ y las inductancias por fase, como se muestra en la figura 15-2 para la fase *a*.
4. Para una condición óptima del par de torsión en servoaccionamientos, el ángulo δ del par de torsión se mantiene en 90°. Esto produce un desacoplamiento entre el campo del estator y el campo del rotor. De esta manera, el par de torsión T_{em} requerido por la carga se alimenta mediante el control de la amplitud de corriente del estator I_s, sin afectar el flujo de campo ϕ_f. Esto hace T_{em} linealmente proporcional a I_s.
5. Los motores síncronos que se usan para servoaccionamientos se clasifican en términos generales como *a*) motores de formas de onda sinusoidales, y *b*) motores de formas de onda trapezoidales.

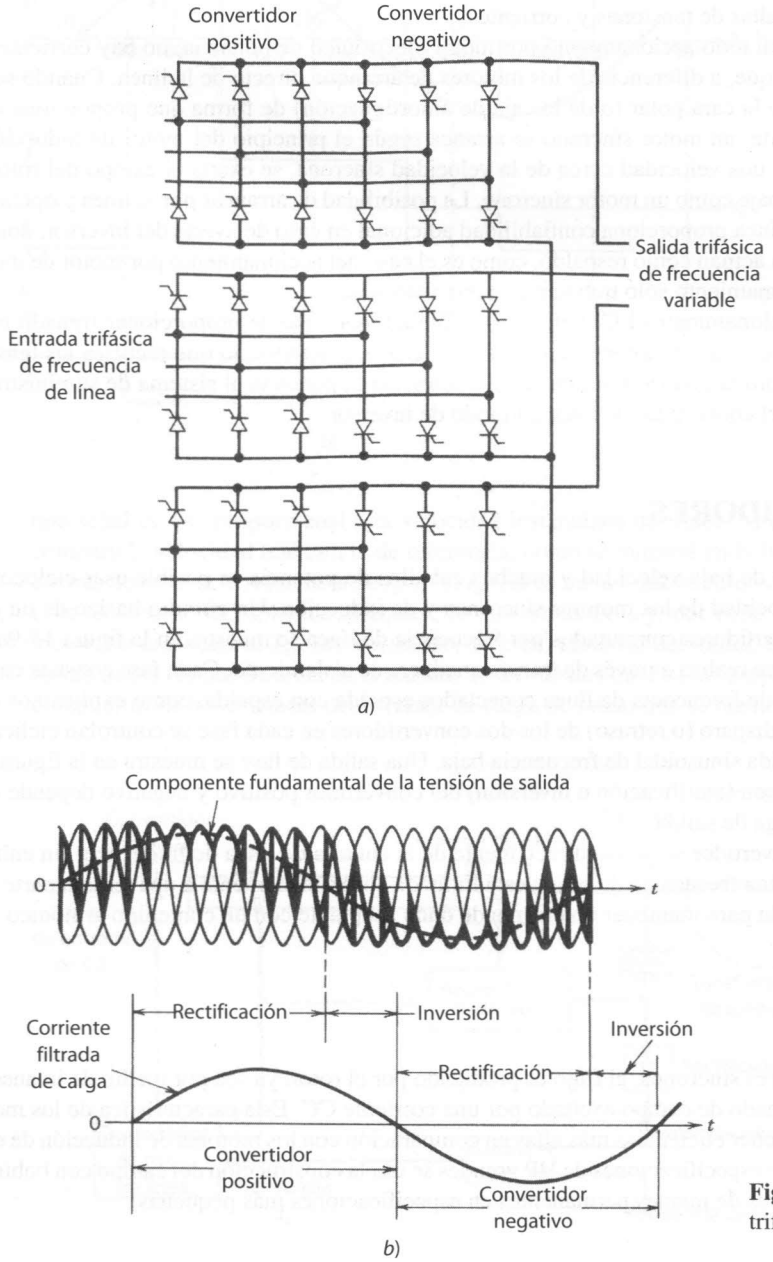


Figura 15-9 Cicloconvertidor trifásico.

6. En los accionamientos por motor síncrono de forma de onda sinusoidal, se mide la posición del rotor θ con precisión respecto de un eje estacionario por medio de un codificador de posición absoluta, por ejemplo, un resolver. Las tres corrientes de fases del estator i_a, i_b e i_c se calculan con base en θ, como se da en las ecuaciones 15-25 a 15-27, donde la amplitud I_s se determina por el requerimiento del par de torsión. La figura 15-5 muestra el diagrama de bloques global de este tipo de servoaccionamientos.
7. Los accionamientos por motor síncrono de formas de onda trapezoidales se usan tanto en las aplicaciones de servo como en las de velocidad ajustable. Aquí, las fuerzas electromotrices inducidas, por ejemplo, e_{fa} en la fase a, tienen una forma de onda trapezoidal con una parte plana de una longitud de 120° durante cada semiciclo. Las corrientes del estator tienen una forma de onda rectangular, como se muestra en la figura 15-6*a*. Como las corrientes del estator son rectangulares, sus instantes de encendido y apagado se determinan por la posición del rotor, que a su vez se determina por tres sensores de efecto Hall en servoaccionamientos o mediante la medición de las formas de onda de tensión trifásica de terminales en accionamientos sin servo.
8. En los accionamientos LCI en especificaciones de muchos caballos de potencia se usa un inversor de tiristores de frecuencia de línea. Este inversor se parece al inversor de frecuencia de línea que analizamos en el capítulo 6, pues las fuerzas electromotrices inducidas en el motor proporcionan la conmutación de corriente de una fase a la siguiente.
9. En aplicaciones de baja velocidad y muchos caballos de potencia se emplean cicloconvertidores.

PROBLEMAS

15-1 Un motor trifásico de cuatro polos de imanes permanentes y sin escobillas tiene los siguientes parámetros:

Par de torsión constante = 0.229 N-m/A
Tensión constante = 24.0 V/1 000 rpm
Resistencia de fase a fase = 8.4 Ω
Inductancia de bobinado de fase a fase = 16.8 mH

Este motor produce una fuerza contraelectromotriz trapezoidal. La constante del par de torsión se obtiene como relación de la tensión pico de fase a fase a la velocidad de rotación. Si el motor trabaja con una velocidad de 3 000 rpm y suministra un par de torsión de 0.25 N-m, trace las formas de onda idealizadas de la corriente de fase.

15-2 En un motor trifásico de CC sin escobillas de dos polos y forma de onda sinusoidal, con un rotor de imanes permanentes, $k_T = 0.5$ N-m/A, donde k_T se define por la ecuación 15-22. Calcule i_a, i_b e i_c si se requiere que el motor suministre un par de torsión de mantenimiento de 0.75 N-m (para impedir el movimiento de la carga) en la posición del rotor de $\theta = 30°$, donde θ se define en la figura 15-4.

15-3 Estime la tensión mínima de CC de entrada al convertidor de modo conmutado que se requiere para alimentar el motor en el problema 15-1 si la velocidad máxima es de 5 000 rpm y el par de torsión es 0.25 N-m.

15-4 En un servomotor sin escobillas de imanes permanentes y con forma de onda sinusoidal, la resistencia de fase a fase es 8.0 Ω y la inductancia de fase a fase es 16.0 mH. La constante de la tensión, que es la relación de la tensión de fase pico inducida a la velocidad rotativa, es 25 V/1 000 rpm; $p = 2$ y $n = 10\,000$ rpm. Calcule la tensión de terminales si la carga es tal que el motor consume 10 A rms por fase. Calcule el factor de potencia de operación.

15-5 Muestre la relación entre k_E y k_T en las ecuaciones 15-28 y 15-29 para un motor sin escobillas con forma de onda trapezoidal. Compare el resultado con la relación entre el par de torsión constante y la tensión constante del motor especificada en el problema 15-1.

REFERENCIAS

1. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley y S. D. Umans, *Electrical Machinery*, 4a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1983.
2. B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1986.
3. T. Kenjo y S. Nagamori, *Permanent-Magnet and Brush-less DC Motors*, Clarendon, Oxford, 1985.
4. *DC Motors · Speed Controls · Servo Systems—An Engineering Handbook*, 5a. ed., Electro-Craft Corporation, Hopkins, Minnesota, 1980.

5. D. M. Erdman, H. B. Harms y J. L. Oldenkamp, "Electrically Commutated DC Motors for the Appliance Industry", *IEEE/IAS 1984 Annual Meeting Record*, 1984, pp. 1339-1345.
6. S. Meshkat y E. K. Persson, "Optimum Current Vector Control of a Brushless Servo Amplifier Using Microprocessor", *IEEE/IAS 1984 Annual Meeting Record*, 1984, pp. 451-457.
7. R. H. Comstock, "Trends in Brushless Permanent Magnet and Induction Motor Servo Drives", *Motion Magazine*, segundo trimestre, 1985, pp. 4-12.
8. P. Zimmerman, "Electronically Commutated DC Feed Drives for Machine Tools", *Drives and Controls International*, octubre/noviembre de 1982, pp. 13-19.
9. L. Gyugyi y B. R. Pelly, *State Power Frequency Changers*, Wiley, Nueva York, 1975.
10. T. Undeland, S. Midttveit y R. Nilssen, "Phasor-applied Control (PAC) of Induction Motors: A New Concept for Servo-Quality Dynamic Performance", ponencia presentada en la 1986 Conference on Applied Motion Control, Mineápolis, Minnesota, pp. 1-8.

PARTE 5

OTRAS APLICACIONES

CAPÍTULO 16

APLICACIONES RESIDENCIALES E INDUSTRIALES

16-1 INTRODUCCIÓN

Los convertidores electrónicos de potencia se describen de manera genérica en los capítulos 1 a 9. Sus aplicaciones en fuentes de alimentación de CC y CA se describen en los capítulos 10 y 11, respectivamente, y en accionamientos por motor en los capítulos 12 a 15. El presente capítulo tiene dos objetivos: 1) dar un breve resumen de varias aplicaciones residenciales de electrónica de potencia y 2) describir algunas aplicaciones industriales adicionales de la electrónica de potencia, como la soldadura y el calentamiento por inducción.

16-2 APLICACIONES RESIDENCIALES

Las casas y edificios residenciales son el punto final de aproximadamente 35% del total de la electricidad generada en Estados Unidos, lo que corresponde más o menos a 8.5% del uso total de energía primaria. Las aplicaciones residenciales abarcan el calentamiento de espacios y el acondicionamiento de aire, la refrigeración y la congelación, el calentamiento de agua, la iluminación, la energía para cocina, televisión, lavadoras y secadoras, así como muchas otras aplicaciones misceláneas.

El papel de la electrónica de potencia en las aplicaciones residenciales es proveer conservación de energía, costos de operación reducidos, aumento de seguridad y mayor comodidad. A continuación analizaremos los beneficios de la incorporación de la electrónica de potencia en algunas de las principales aplicaciones residenciales.

16-2-1 CALENTAMIENTO DE ESPACIOS Y AIRE ACONDICIONADO

De 25 a 30% de la energía eléctrica en una casa completamente eléctrica se usa para el calentamiento de espacios y aire acondicionado. En una de cada tres casas nuevas se usan ahora bombas de calor. La incorporación de la modulación de capacidad proporcional a la carga aumenta la eficiencia de una bomba de calor hasta 30% más que las bombas de calor convencionales de una sola velocidad. En una bomba de calor convencional, el compresor trabaja esencialmente con una velocidad constante cuando el motor está funcionando. La salida del compresor en este sistema se adapta a la carga de calentamiento y enfriamiento del edificio mediante los ciclos de encendido y apagado del compresor. En una bomba de calor con modulación de capacidad proporcional a la carga (como en la figura 16-1), la velocidad del motor del compresor y por tanto la salida del compresor se ajustan a la carga de calentamiento y enfriamiento del edificio, lo que elimina los ciclos de encendido y apagado del compresor. También se usa un accionamiento por motor de inducción, como los que analizamos en el capítulo 14, o un accionamiento por motor autosíncrono, como el del capítulo 15, para ajustar la velocidad del compresor en proporción a la carga del edificio.

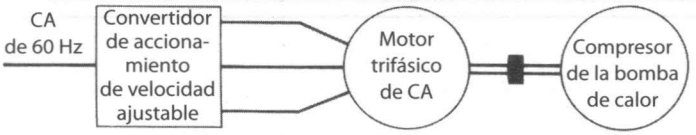


Figura 16-1 Bomba de calor con modulación de capacidad proporcional a la carga.

Los beneficios de eliminar los ciclos de encendido y apagado del compresor se observan en la figura 16-2. En un sistema de bombeo de calor convencional en modo de enfriamiento, el motor del compresor se enciende si la temperatura medida del edificio excede del límite superior de la configuración del termostato. El motor eléctrico empieza casi de inmediato a consumir su máxima potencia eléctrica, pero la salida del compresor aumenta poco a poco, como lo muestra la figura 16-2. Por tanto, el área sombreada en el dibujo de la salida del compresor representa una pérdida en la salida del compresor y por ende una pérdida en la eficiencia energética del sistema. Cuando la temperatura del edificio alcanza el límite inferior de la configuración de temperatura del termostato, se apagan el motor y el compresor. Por medio de estos ciclos de encendido y apagado, el promedio de la salida del compresor, representado por una línea punteada en el esquema de la salida del compresor de la figura 16-2, se adapta a la carga del edificio, y la temperatura del edificio se mantiene dentro de una banda de tolerancia alrededor de la configuración de temperatura del termostato.

La pérdida en la salida del compresor debido a los ciclos de encendido y apagado se elimina en la bomba de calor con modulación de capacidad proporcional, donde la velocidad del compresor y por ende la salida del compresor se ajusta para igualar la carga del edificio. A pesar de algunas pérdidas en el convertidor electrónico de potencia que se usa en este sistema, la energía eléctrica global que se consume disminuye hasta 30% en comparación con las bombas de calor convencionales de una sola velocidad. Además, la temperatura del edificio se mantiene dentro de una banda más angosta, lo que permite una mayor comodidad.

16-2-2 ILUMINACIÓN FLUORESCENTE DE ALTA FRECUENCIA

La iluminación consume más o menos 15% de la energía en edificios residenciales y 30% en edificios comerciales. Las lámparas fluorescentes son entre tres y cuatro veces más eficientes en el consumo de energía que las lámparas incandescentes. La eficiencia energética de las lámparas fluorescentes se incrementa aún más, de 20 a 30%, cuando se operan con alta frecuencia (>25 kHz) en comparación con las fluorescentes convencionales de 60 Hz.

Las lámparas fluorescentes muestran una característica de resistencia negativa. Esto requiere un balastro inductivo (o bobina) en serie para la operación estable, como lo muestra el esquema simplificado de la figura 16-3*a*. Como la impedancia de la lámpara es en esencia resistiva, los tres voltajes en el circuito de la figura 16-3*a* se relacionan como

$$V_{\text{balastro}}^2 + V_{\text{lámpara}}^2 = V_s^2 \tag{16-1}$$

Las características de la lámpara y del balastro están trazadas en la figura 16-3*b* en términos de V^2 e I. La intersección entre las dos características proporciona un punto de operación estable.

La figura 16-4*a* muestra un esquema de circuito para el sistema de arranque rápido de 60 Hz que consiste en dos lámparas en serie. En este sistema, los cátodos de la lámpara se calientan continuamente por los devanados del calentador de cátodos *A*, *B* y *C*. El circuito se traza de nuevo en la figura 16-4*b* sin las bobinas de calentamiento para explicar la operación básica. La tensión de entrada se amplifica por el autotransformador (el primario en serie con el secundario). Las inductancias de dispersión de las bobinas primaria y secundaria del transformador proporcionan la inductancia de balastro necesaria para la operación estable.

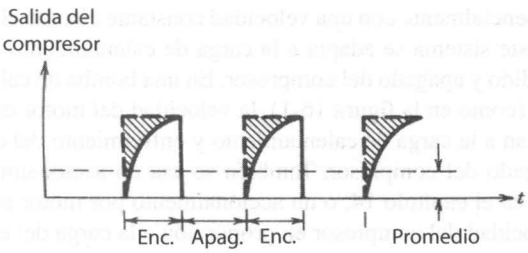


Figura 16-2 Formas de onda de una bomba de calor convencional.

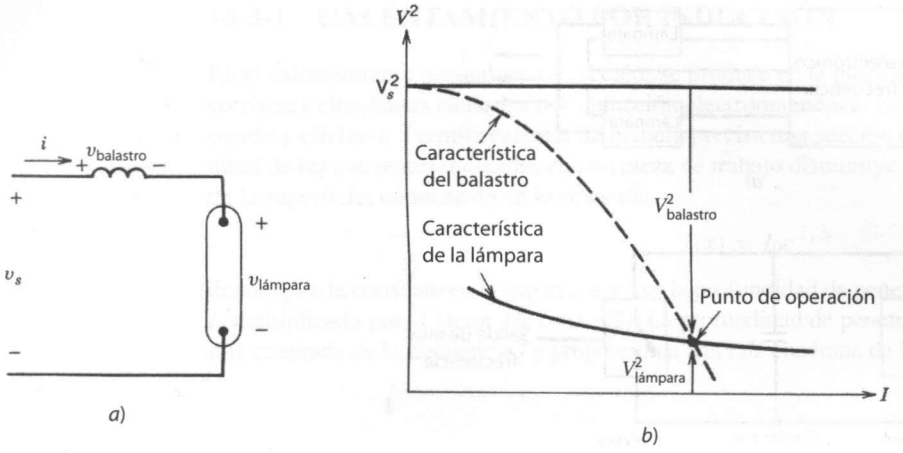


Figura 16-3 Lámpara fluorescente con un balastro inductivo.

El condensador de arranque tiene una impedancia baja en comparación con una lámpara no encendida, y una impedancia alta en comparación con una encendida. Por tanto, en el arranque, el condensador de arranque proporciona una derivación a través de la lámpara *B*, y casi toda la tensión de entrada aparece alrededor de la lámpara *A*, lo que forma un arco. Una vez que se establece la descarga del arco en la lámpara *A*, una tensión alta aparece a través de la lámpara *B*, la cual produce un arco en la lámpara *B*. Luego, la combinación de serie de las lámparas *A* y *B* está en serie con un condensador de corrección del factor de potencia C_{pf}, con lo que se corrige un factor de potencia de operación que de lo contrario sería muy deficiente.

El sistema de iluminación fluorescente de alta frecuencia se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 16-5*a*. El balastro de electrónica de alta frecuencia convierte la entrada de 60 Hz en una salida de alta frecuencia, usualmente en el rango de 25 a 40 kHz. El diagrama de bloques del balastro de electrónica de alta frecuencia que se muestra en la figura 16-5*b* consiste en un puente de rectificador de diodos, que analizamos en el capítulo 5, y un inversor de CC a alta frecuencia de CA. La inversión de CC a CA de alta frecuencia se obtiene de varias maneras: un convertidor resonante de clase E, que vimos en el capítulo 9, sirve para producir tensión y corriente sinusoidal de la lámpara; otra posibilidad es usar un convertidor de modo conmutado, por ejemplo, una topología de semipuente, como analizamos en el capítulo 10, pero sin el transformador de aislamiento ni la etapa de rectificación de la salida. Se utiliza un filtro de interferencia electromagnética (EMI) antes del puente del rectificador para suprimir la EMI conducida. Como en la

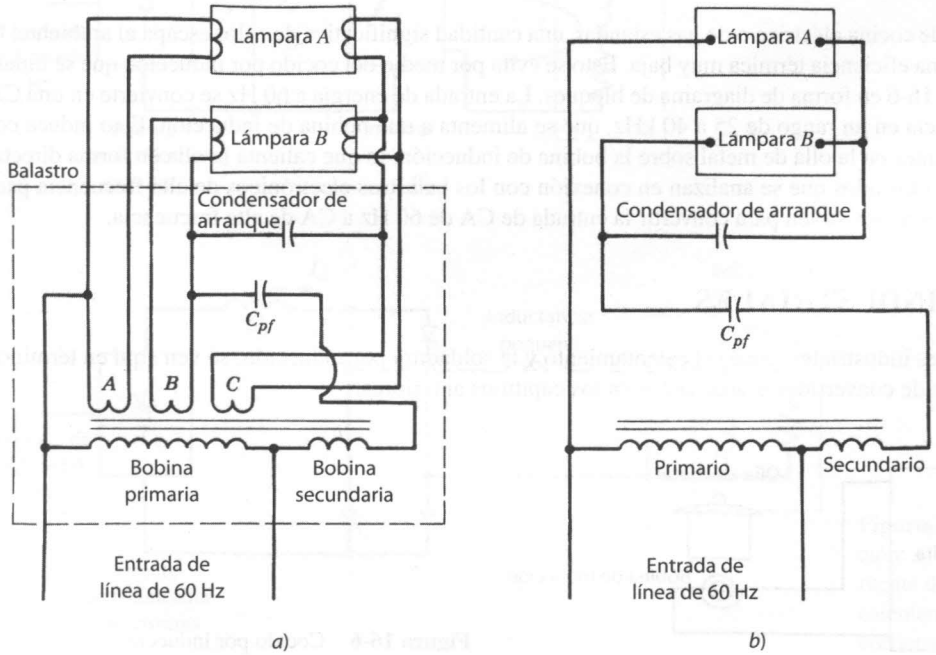


Figura 16-4 Lámpara fluorescente convencional de arranque rápido de 60 Hz: *a*) esquema de circuito; *b*) esquema simplificado.

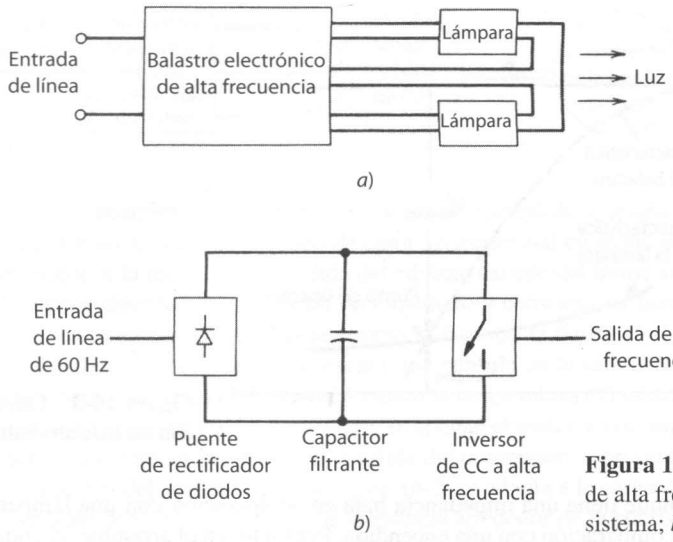


Figura 16-5 Sistema de iluminación fluorescente de alta frecuencia: *a*) diagrama de bloques del sistema; *b*) diagrama de bloques del balastro.

mayoría de los equipos electrónicos de potencia, la corriente consumida por el balastro desde el sistema de suministro de energía contendrá armónicos significativos, y por tanto el balastro electrónico operará con un factor de potencia deficiente. El problema de los armónicos se remedia en forma eficiente por medio del circuito modulación de ondulación de la corriente de entrada que describiremos en el capítulo 18.

Como no se necesita un balastro electromagnético grande asociado a un sistema fluorescente estándar de 60 Hz, los balastros electrónicos son por lo general más eficientes que los balastros estándar. Se incorpora un control de regulación (dimmer) en el sistema de iluminación de 60 Hz y en el de alta frecuencia a fin de compensar la luz de día que entra por las ventanas. Además, el control de regulación permite importantes ahorros de energía de la siguiente manera: la capacidad de lúmenes (niveles de luminosidad) de una lámpara disminuye con el tiempo. Por tanto, se seleccionan nuevas lámparas con una capacidad de lúmenes de aproximadamente 30% más alta que el requerimiento nominal. Con un control de regulación, las lámparas nuevas operan con potencia reducida para suministrar el requerimiento nominal, lo que genera ahorros de energía durante el periodo que las lámparas tengan una alta capacidad de lúmenes.

16-2-3 COCIDO POR INDUCCIÓN

En una estufa de cocina eléctrica o de gas estándar, una cantidad significativa de calor escapa al ambiente, lo cual produce una eficiencia térmica muy baja. Esto se evita por medio del cocido por inducción que se muestra en la figura 16-6 en forma de diagrama de bloques. La entrada de energía a 60 Hz se convierte en una CA de alta frecuencia en un rango de 25 a 40 kHz, que se alimenta a una bobina de inducción. Esto induce corrientes circulantes en la olla de metal sobre la bobina de inducción, lo que calienta la olla en forma directa. Circuitos parecidos a los que se analizan en conexión con los balastros electrónicos de alta frecuencia para lámparas fluorescentes sirven para convertir la entrada de CA de 60 Hz a CA de alta frecuencia.

16-3 APLICACIONES INDUSTRIALES

Las aplicaciones industriales, como el calentamiento y la soldadura por inducción, se ven aquí en términos de los circuitos de convertidores analizados en los capítulos anteriores.

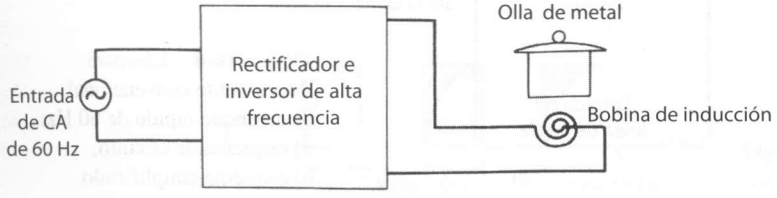


Figura 16-6 Cocido por inducción.

16-3-1 CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

En el calentamiento por inducción, el calor se produce en la pieza eléctricamente conductora por medio de corrientes circulantes causadas por inducción electromagnética. El calentamiento por inducción es limpio, rápido y eficiente. Permite calentar de manera precisa una sección definida de la pieza de trabajo. La magnitud de las corrientes inducidas en una pieza de trabajo disminuye en forma exponencial con la distancia x de la superficie, como se da en la ecuación

$$I(x) = I_0 e^{-x/\delta} \tag{16-2}$$

donde I_0 es la corriente en la superficie y δ es la profundidad de penetración en la que la corriente se reduce a I_0 multiplicado por el factor $1/e$ ($\simeq$0.368). La profundidad de penetración es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia f y proporcional a la raíz cuadrada de la resistividad ρ de la pieza de trabajo

$$\delta = k\sqrt{\frac{\rho}{f}} \tag{16-3}$$

donde k es una constante. Por tanto, la frecuencia de inducción se selecciona según la aplicación. Se puede usar una frecuencia baja, como la del sistema de suministro de energía, para la fusión por inducción de piezas de trabajo grandes. Para el forjado, soldadura, endurecimiento y tratamientos de recocido se emplean altas frecuencias de hasta unos cuantos kilohertz.

Las corrientes circulantes en la pieza de trabajo son producto de las corrientes en la bobina de inducción. La bobina de inducción es inductiva, y la carga de inducción se representa por una resistencia equivalente en serie con la inductancia de bobina o por una resistencia paralela equivalente, como se muestra en las figuras 16-7*a* y 16-7*b*, respectivamente. Con un condensador resonante se alimenta una corriente sinusoidal a la bobina de inducción y se compensa el factor de potencia deficiente debido a la inductancia de la bobina. De esto se derivan las dos siguientes configuraciones del circuito básico:

1. Inversores de fuente de tensión resonantes en serie, como se muestra en la figura 16-7*a*.
2. Inversores de fuente de corriente paralelo-resonantes, como se muestra en la figura 16-7*b*.

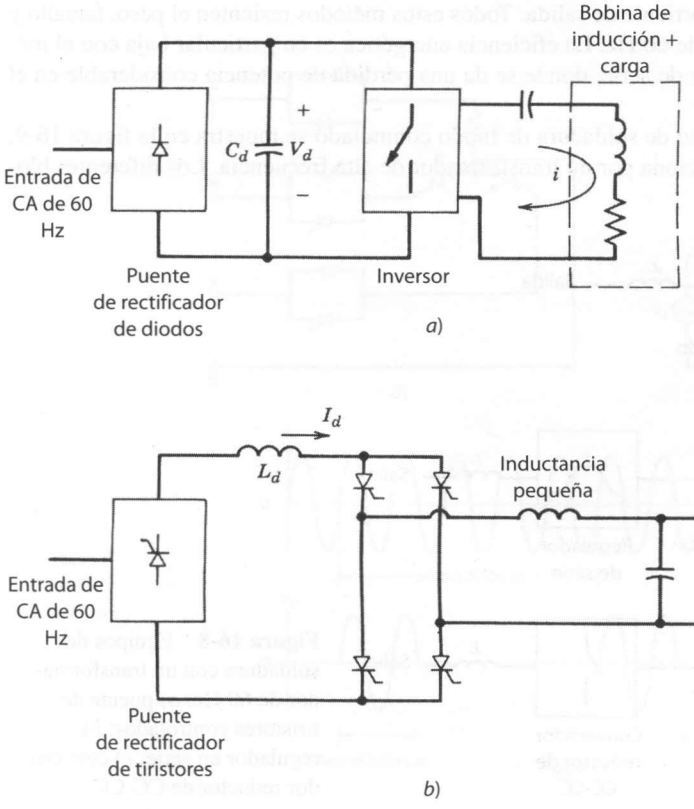


Figura 16-7 Calentamiento por inducción: *a*) calentamiento por inducción de fuente de tensión resonante en serie; *b*) calentamiento por inducción de fuente de corriente paralelo-resonante.

La configuración del inversor de fuente de tensión resonante en serie de la figura 16-7*a* se asemeja a los convertidores resonantes de carga en serie (SLR) que vimos en el capítulo 9. La entrada del inversor es una tensión de CC, y la salida, una tensión de ondas cuadradas en la frecuencia deseada. Si se selecciona una frecuencia de operación cercana a la frecuencia resonante, la corriente *i* será esencialmente sinusoidal debido a la característica de impedancia que se muestra en la figura 9-7 del capítulo 9 para un circuito resonante en serie. Hasta unas cuantas decenas de kilohertz es posible usar tiristores como interruptores en el inversor. Esto requiere que la frecuencia operativa esté por debajo de la frecuencia resonante, de modo que la impedancia del circuito sea capacitiva y la corriente a través de los tiristores se conmute en forma natural. La potencia a la carga se controla mediante el control de la frecuencia del inversor.

Analizamos los inversores de fuente de corriente paralelo-resonantes de la figura 16-7*b* para el calentamiento por inducción en el capítulo 9 en conexión con los convertidores resonantes.

16-3-2 SOLDADURA ELÉCTRICA

En la soldadura por arco eléctrico, la energía de fusión proviene del establecimiento de un arco entre dos electrodos, uno de los cuales es la pieza metálica por soldar.

La característica de corriente/tensión del equipo de soldadura depende del tipo de soldadura que se emplee. La tensión y la corriente especificadas normales son 50 V y 500 A CC, respectivamente. Es deseable tener un rizo muy bajo en la corriente una vez establecido un arco. En todas las aplicaciones de soldadura, la salida tiene que aislarse eléctricamente de la entrada del sistema de suministro de energía. Este aislamiento eléctrico se proporciona por un transformador de potencia de 60 Hz o por uno de alta frecuencia.

En equipos de soldadura con un transformador de potencia de 60 Hz, la tensión de CA de entrada primero se tiene que reducir a un voltaje apropiadamente bajo. Luego se convierte en CC controlada por medio de uno de los tres métodos de la figura 16-8 que se presentan en forma de diagrama de bloques. En la figura 16-8*a* se usa un rectificador de tiristores de puente completo. Se necesita un inductor grande en la entrada a fin de limitar el rizado de corriente. La otra opción de la figura 16-8*b* es un puente de rectificador de diodos que produce una CC no controlada. Esta tensión de CC no controlada se controla con un regulador de transistor en serie. El transistor opera en su región activa y actúa como reóstato ajustable a fin de regular la salida del equipo de soldadura. En el método de la figura 16-8*c* se usa un convertidor reductor de modo conmutado para controlar la tensión y corriente de salida. Todos estos métodos resienten el peso, tamaño y pérdidas del transformador de potencia de 60 Hz. La eficiencia energética es en particular baja con el método de la figura 16-8*b* con un regulador de serie, donde se da una pérdida de potencia considerable en el transistor que opera en su región activa.

El diagrama de bloques de un equipo de soldadura de modo conmutado se muestra en la figura 16-9, donde el aislamiento eléctrico se proporciona por un transformador de alta frecuencia. Los diferentes blo-

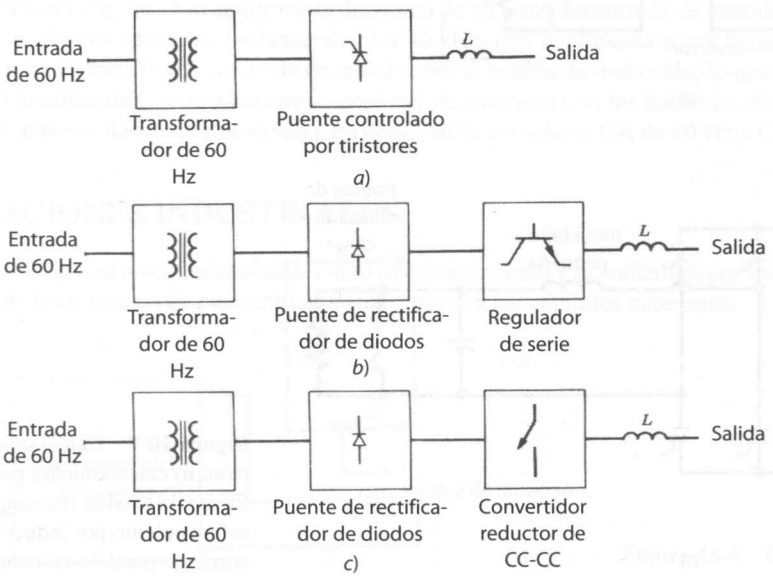


Figura 16-8 Equipos de soldadura con un transformador de 60 Hz; *a*) puente de tiristores controlados; *b*) regulador en serie; *c*) convertidor reductor de CC-CC.

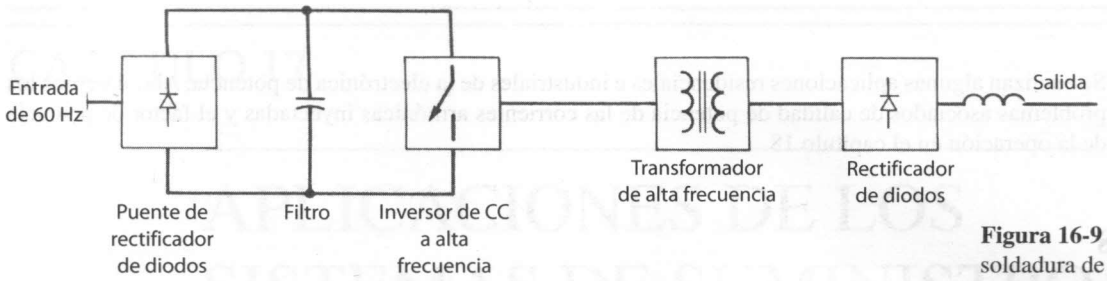


Figura 16-9 Equipo de soldadura de modo conmutado.

ques que se muestran en la figura 16-9 son muy parecidos a los que se usan para las fuentes de conmutación de CC que vimos en el capítulo 10. Se puede usar uno de los conceptos resonantes descritos en el capítulo 9 para invertir CC en una CA de alta frecuencia. Se necesita una pequeña inductancia en la salida para limitar el rizado de corriente de salida con altas frecuencias. La eficiencia de estos tipos de equipos de soldadura está en el rango de 85 a 90%, además de un peso y tamaño mucho menor en comparación con los equipos de soldadura que emplean un transformador de potencia de 60 Hz.

16-3-3 CONTROLADORES INTEGRALES DE SEMICICLO

En aplicaciones industriales que requieren calentamiento o fusión resistiva donde las constantes de tiempo térmicas del proceso son mucho más largas que el periodo de 60 Hz, es posible emplear un control integral de semiciclo. Esto se muestra en la figura 16-10*a* para una carga resistiva conectada en Y alimentada por medio de tres triacs o tiristores conectados espalda con espalda. Si el hilo neutro es accesible, este circuito se ha analizado por fase, como se muestra en la figura 16-10*b*. Las formas de onda están trazadas en la figura 16-10*c*. Mediante el control de la relación n/m, manteniendo m constante, se controla la potencia media que se alimenta a la carga.

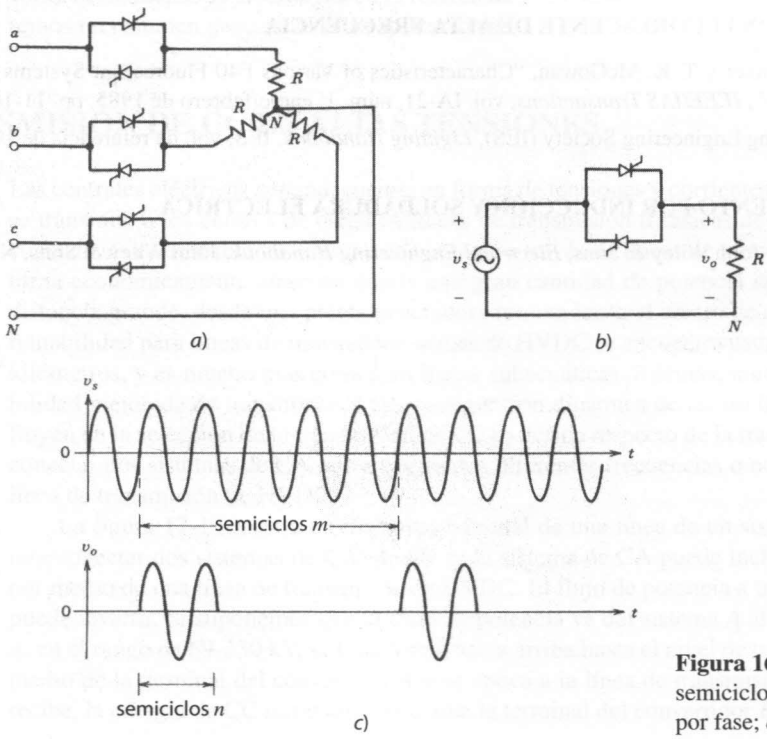


Figura 16-10 Controladores integrales de semiciclo: *a*) circuito trifásico; *b*) circuito por fase; *c*) formas de onda.

RESUMEN

Se analizan algunas aplicaciones residenciales e industriales de la electrónica de potencia. Abordaremos los problemas asociados de calidad de potencia de las corrientes armónicas inyectadas y el factor de potencia de la operación en el capítulo 18.

PROBLEMAS

16-1 En la figura 16-2, de una bomba de calor de una sola velocidad, suponga que cada periodo de encendido y apagado es de 10 minutos, es decir, que existen tres ciclos por hora. Cuando se enciende el compresor, su salida aumenta en forma exponencial para alcanzar 99% de su capacidad máxima al final del intervalo de encendido de 10 minutos. Una vez que se apaga el compresor, el calentamiento (o enfriamiento) decae con una constante de tiempo mucho más pequeña y se supone que es instantáneo.

a) Si la potencia eléctrica especificada se consume a lo largo del intervalo de encendido, calcule la pérdida de eficiencia debido al incremento exponencial en la salida del compresor.

b) Se usa una bomba de calor con modulación de capacidad proporcional a la carga para eliminar el ciclo de encendido/apagado que acabamos de mencionar. La eficiencia del controlador de estado sólido es de 95% y la eficiencia del motor es menor por 1% debido a la velocidad reducida, la operación de carga reducida y los armónicos del inversor. Suponga que no cambia la eficiencia del compresor.

Compare la eficiencia del sistema con el sistema del compresor de una sola velocidad de la parte *a*) si se supone que la eficiencia del motor en la parte *b*) es de 85%.

REFERENCIAS

CALENTAMIENTO DE ESPACIOS Y AIRE ACONDICIONADO

1. N. Mohan y J. W. Ramsey, *Comparative Study of Adjustable-Speed Drives for Heat Pumps*, EPRI Final Report, EPRI EM-4704, Project 2033-4, agosto de 1986, Palo Alto, California.

ILUMINACIÓN FLUORESCENTE DE ALTA FRECUENCIA

2. E. E. Hammer y T. K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency", *IEEE/IAS Transactions*, vol. IA-21, núm. 1, enero/febrero de 1985, pp. 11-16.
3. Illuminating Engineering Society (IES), *Lighting Handbook*, IES, vol. de referencia de 1981.

CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN Y SOLDADURA ELÉCTRICA

4. Siemens y John Wiley & Sons, *Electrical Engineering Handbook*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1985.

CAPÍTULO 17

APLICACIONES DE LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

17-1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo analizaremos los sistemas de electrónica de potencia que tienen aplicaciones excepcionales en los sistemas de suministro de energía, como la transmisión de CC de altas tensiones, compensadores de VAR estáticos y la interconexión de fuentes de energías renovables y sistemas de almacenamiento de energía a la red eléctrica de suministro de energía eléctrica.

En años recientes, conforme los dispositivos de semiconductores mejoraron su capacidad de manejo de tensión y corriente, se investigan nuevas aplicaciones de la electrónica de potencia en sistemas de potencia. Dos ejemplos de esto son los sistemas de transmisión de CA flexibles (FACT), que se analizan en la referencia 5 del capítulo 1, y los filtros activos para mejorar la calidad de energía.

Varias universidades añadieron nuevos cursos para tratar específicamente estas aplicaciones de alta potencia de la electrónica de potencia, donde se usa EMPT (analizado en la sección 4-6-2 del capítulo 4) como herramienta de simulación en la referencia 1. De acuerdo con el objetivo de este libro, sólo presentaremos un resumen general de estas aplicaciones.

17-2 TRANSMISIÓN DE CC EN ALTAS TENSIONES

Las centrales eléctricas generan energía en forma de tensiones y corrientes de corriente alterna. Esta energía se transmite a los centros de carga en líneas de transmisión trifásicas de CA. Sin embargo, en ciertas circunstancias es deseable transmitir esta potencia a través de líneas de transmisión de CC. Esta alternativa se torna económicamente atractiva donde una gran cantidad de potencia se debe transmitir a través de una distancia grande, desde una planta generadora remota hasta el centro de carga. Esta distancia del punto de rentabilidad para líneas de transmisión aéreas de HVDC se encuentra usualmente en un rango de 480 a 640 kilómetros, y es mucho más corta para líneas subacuáticas. Además, muchos otros factores, como la estabilidad mejorada de transitorios y la amortiguación dinámica de las oscilaciones del sistema eléctrico, influyen en la selección de la transmisión de CC preferida respecto de la transmisión de CA. Es posible interconectar dos sistemas de CA que estén en dos diferentes frecuencias o no sincronizadas por medio de una línea de transmisión de HVDC.

La figura 17-1 muestra un diagrama habitual de una línea de un sistema de transmisión HVDC para interconectar dos sistemas de CA (donde cada sistema de CA puede incluir su propia generación y carga) por medio de una línea de transmisión de HVDC. El flujo de potencia a través de la línea de transmisión se puede invertir. Si suponemos que el flujo de potencia va del sistema *A* al sistema *B*, la tensión del sistema *A*, en el rango de 69-230 kV, se transforma hacia arriba hasta el nivel de transmisión y luego se rectifica por medio de la terminal del convertidor *A* y se aplica a la línea de transmisión de HVDC. En el extremo que recibe, la energía de CC se invierte mediante la terminal del convertidor *B*, y la tensión se transforma hacia

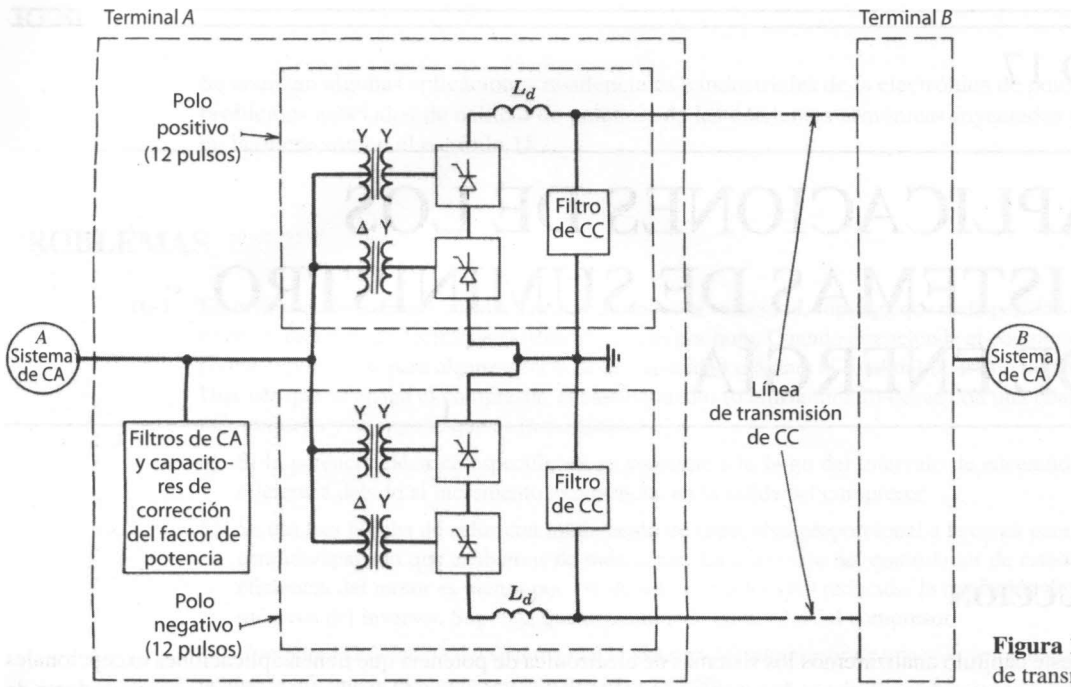


Figura 17-1 Sistema normal de transmisión HVDC.

abajo para igualar la tensión de CA del sistema *B*. La energía recibida a través de la línea de transmisión HVDC se transmite después por medio de líneas de transmisión y distribución a donde se necesite en el sistema *B*.

Cada terminal de convertidor en la figura 17-1 consiste en un polo positivo y uno negativo. Cada polo consiste en dos convertidores de 6 pulsos de frecuencia de línea, conectados a través de un transformador de Y-Y y un transformador de Δ-Y para generar un arreglo de convertidor de 12 pulsos. En el lado de CA del convertidor se requiere que los filtros reduzcan los armónicos de la corriente generados por los convertidores para que no entren en el sistema de CA. Además, los condensadores de corrección del factor de potencia, junto con los bancos de filtros de CA, suministran la potencia reactiva en atraso (o los VAR inductivos) requerida por el convertidor en el modo de operación tanto de rectificador como de inversor. En el lado de CC del convertidor se impide que el rizado en la tensión de CC cause una ondulación excesiva en la corriente de la línea de transmisión de CC por medio de la utilización de los inductores L_d y los bancos de filtros del lado de CC, como se muestra en la figura 17-1.

17-2-1 CONVERTIDORES DE FRECUENCIA DE LÍNEA DE DOCE PULSOS

Analizamos con detalle los convertidores controlados por frecuencia de línea de 6 pulsos en el capítulo 6. Debido a los altos niveles de potencia asociados a la aplicación de la transmisión HVDC, es importante reducir los armónicos de la corriente generados en el lado de CA y el rizado de tensión producido en el lado de CC del convertidor. Esto se logra por medio de una operación por convertidor de 12 pulsos, lo que requiere dos convertidores de 6 pulsos conectados a través de un transformador de Y-Y y un transformador de Δ-Y, como se muestra en la figura 17-2. Los dos convertidores de 6 pulsos se conectan en serie en el lado de CC y en paralelo en el lado de CA. La conexión en serie de dos convertidores de 6 pulsos en el lado de CC es importante para cumplir con el requerimiento de alta tensión de un sistema HVDC.

En la figura 17-2, $V_{as_1n_1}$ va delante de $V_{as_2n_2}$ por 30°. Las formas de onda de tensión y corriente se trazan suponiendo que la corriente I_d del lado de CC del convertidor es una CC pura en presencia del inductor de alisamiento grande L_d que se muestra en la figura 17-2. Al principio, por motivos de sencillez, supondremos que la inductancia conmutadora del lado CA por fase L_s es insignificante, lo que da por resultado por tanto pulsos de corriente rectangulares. En la práctica, sin embargo, hay inductancias conmutadoras sustanciales como resultado de las inductancias de dispersión del transformador. Veremos más adelante los efectos de estas inductancias conmutadoras en la forma de onda de 12 pulsos.

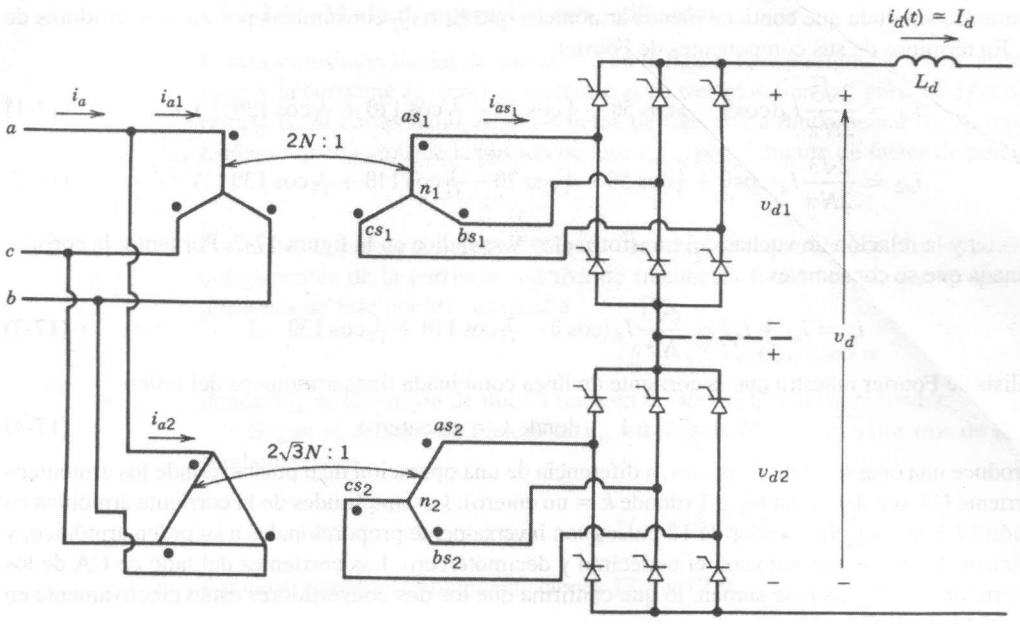
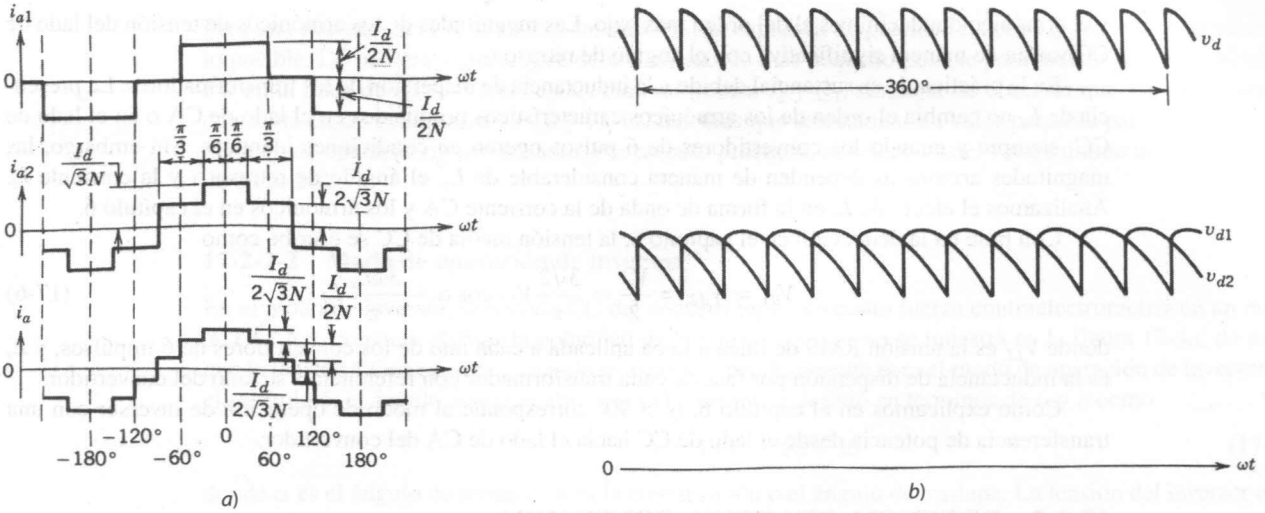


Figura 17-2 Arreglo de un convertidor de 12 pulsos.

A partir de las suposiciones anteriores de $L_s = 0$ e $i_d(t) \simeq I_d$, y al reconocer que $V_{as_1n_1}$ va delante de $V_{as_2n_2}$ por 30°, trazamos las formas de onda de la corriente como se muestra en la figura 17-3*a*. Cada convertidor de 6 pulsos opera con el mismo ángulo de retraso α. La forma de onda de la corriente total por fase $i_a = i_{a1}$



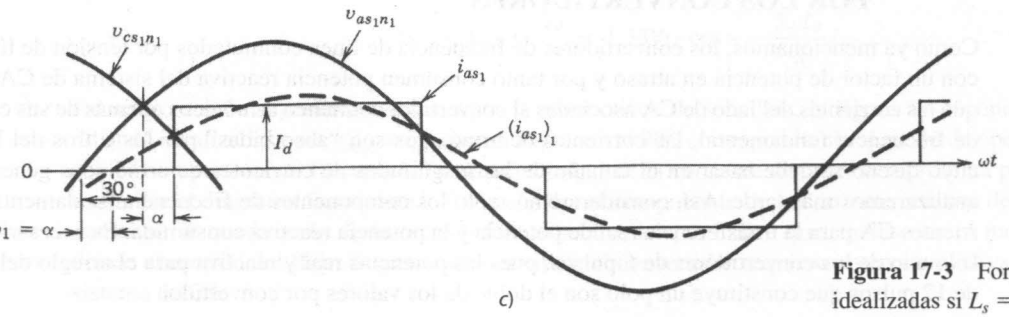


Figura 17-3 Formas de onda idealizadas si $L_s = 0$.

$+ i_{a2}$ demuestra sin duda que contiene menos armónicos que i_{a1} o i_{a2} consumidas por los convertidores de 6 pulsos. En términos de sus componentes de Fourier,

$$i_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d(\cos\theta - \tfrac{1}{5}\cos 5\theta + \tfrac{1}{7}\cos 7\theta - \tfrac{1}{11}\cos 11\theta + \tfrac{1}{13}\cos 13\theta \ldots) \tag{17-1}$$

$$i_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d(\cos\theta + \tfrac{1}{5}\cos 5\theta - \tfrac{1}{7}\cos 7\theta - \tfrac{1}{11}\cos 11\theta + \tfrac{1}{13}\cos 13\theta \ldots) \tag{17-2}$$

donde $\theta = \omega t$ y la relación de vueltas del transformador N se indica en la figura 17-2. Por tanto, la corriente combinada que se consume es

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{N\pi} I_d(\cos\theta - \tfrac{1}{11}\cos 11\theta + \tfrac{1}{13}\cos 13\theta \ldots) \tag{17-3}$$

Este análisis de Fourier muestra que la corriente de línea combinada tiene armónicos del orden

$$h = 12k \pm 1 \quad \text{(donde } k = \text{un entero)} \tag{17-4}$$

lo que produce una operación de 12 pulsos, a diferencia de una operación de 6 pulsos, donde los armónicos de la corriente CA son del orden $6k \pm 1$ (donde k = un entero). Las amplitudes de la corriente armónica en la ecuación 17-3 para un convertidor de 12 pulsos son inversamente proporcionales a su orden armónico, y los armónicos del orden más bajo son el undécimo y decimotercero. Las corrientes del lado de CA de los dos convertidores de 6 pulsos se suman, lo que confirma que los dos convertidores están efectivamente en paralelo en el lado de CA.

En el lado de CC, las formas de onda de la tensión v_{d1} y v_{d2} para los convertidores de 6 pulsos se muestran en la figura 17-3*b*. Estas dos formas de onda de tensión están desplazadas 30° entre sí. Como los convertidores de 6 pulsos están conectados en serie en el lado de CC, el total de la tensión de CC $v_d = v_{d1} + v_{d2}$ tiene 12 pulsos de rizados por ciclo de frecuencia fundamental CA. Esto produce los armónicos de tensión del orden h en v_d, donde

$$h = 12k \quad (k = \text{un entero}) \tag{17-5}$$

y el armónico duodécimo es el del orden más bajo. Las magnitudes de los armónicos de tensión del lado de CC varían de manera significativa con el ángulo de retraso α.

En la práctica, L_s es sustancial debido a la inductancia de dispersión de los transformadores. La presencia de L_s no cambia el orden de los armónicos característicos producidos en el lado de CA o en el lado de CC, siempre y cuando los convertidores de 6 pulsos operen en condiciones idénticas. Sin embargo, las magnitudes armónicas dependen de manera considerable de L_s, el ángulo de retraso α y la corriente I_d. Analizamos el efecto de L_s en la forma de onda de la corriente CA y los armónicos en el capítulo 6.

Con base en la deducción en el capítulo 6, la tensión media de CC se escribe como

$$V_{d1} = V_{d2} = \frac{V_d}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}\cos\alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \tag{17-6}$$

donde V_{LL} es la tensión RMS de línea a línea aplicada a cada uno de los convertidores de 6 impulsos, y L_s es la inductancia de dispersión por fase de cada transformador con referencia a su lado del convertidor.

Como explicamos en el capítulo 6, $\alpha > 90°$ corresponde al modo de operación de inversor con una transferencia de potencia desde el lado de CC hacia el lado de CA del convertidor.

17-2-2 POTENCIA REACTIVA CONSUMIDA POR LOS CONVERTIDORES

Como ya mencionamos, los convertidores de frecuencia de línea conmutados por tensión de línea trabajan con un factor de potencia en atraso y por tanto consumen potencia reactiva del sistema de CA. A pesar de que las corrientes del lado de CA asociadas al convertidor contienen armónicos además de sus componentes de frecuencia fundamental, las corrientes de armónicos son "absorbidas" por los filtros del lado de CA, cuyo diseño se debe basar en el tamaño de las magnitudes de corrientes de armónicos generadas, como analizaremos más tarde. Así, consideraremos sólo los componentes de frecuencia fundamental de las corrientes CA para la transferencia real de potencia y la potencia reactiva consumida. Es necesario considerar sólo uno de los convertidores de 6 pulsos, pues las potencias real y reactiva para el arreglo del convertidor de 12 pulsos que constituye un polo son el doble de los valores por convertidor.

17-2-2-1 Modo de operación de rectificador

Con la suposición inicial de que $L_s = 0$ en la figura 17-2, la figura 17-3*c* muestra la tensión de fase a neutro $v_{as_1n_1}$ y la corriente i_{as_1} (correspondiente al convertidor 1 en la figura 17-3) con $i_d(t) \simeq I_d$ con un ángulo de retraso α. El componente de la corriente de frecuencia fundamental $(i_{as_1})_1$, representado por la curva punteada, se queda atrás de la tensión de fase $v_{as_1n_1}$ por el ángulo de factor de potencia ϕ_1, donde

$$\phi_1 = \alpha \tag{17-7}$$

Por tanto, la potencia reactiva trifásica (de retraso) requerida por el convertidor de 6 pulsos debido a los componentes de la corriente reactiva de frecuencia fundamental, que se quedan atrás de sus respectivas tensiones de fase por 90°, es igual a

$$Q_1 = \sqrt{3}\, V_{LL}(I_{as_1})_1 \operatorname{sen} \alpha \tag{17-8}$$

donde V_{LL} es la tensión de línea a línea en el lado de CA del convertidor.

Según el análisis de Fourier de i_{as_1} en la figura 17-3*c*, el valor rms de su componente de frecuencia fundamental es

$$(I_{as_1})_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \simeq 0.78 I_d \tag{17-9}$$

Por consiguiente, según las ecuaciones 17-8 y 17-9,

$$Q_1 = \sqrt{3}\, V_{LL}\left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d\right) \operatorname{sen} \alpha = 1.35 V_{LL} I_d \operatorname{sen} \alpha \tag{17-10}$$

La transferencia de potencia real a través de cada convertidor de 6 pulsos se calcula según la ecuación 17-6 con $L_s = 0$ como

$$P_{d1} = V_{d1} I_d = 1.35 V_{LL} I_d \cos \alpha \tag{17-11}$$

Para una transferencia de potencia deseada P_{d1}, la demanda de potencia reactiva Q_1 se debe minimizar en lo posible. De manera similar, I_d se debe mantener lo más pequeño posible para reducir pérdidas eléctricas I^2R en la línea de transmisión de CC. Para minimizar I_d y Q_1, sin dejar de observar que V_{LL} es en esencia constante en las ecuaciones 17-10 y 17-11, tenemos que seleccionar un valor pequeño para el retraso α en el modo de operación de rectificador. Por razones prácticas, se selecciona el valor mínimo de α en un rango de 10° a 20°.

17-2-2-2 Modo de operación de inversor

En el modo de inversor, la tensión CC del convertidor actúa como fuerza contraelectromotriz en un motor de CC. Así, conviene definir la polaridad de la tensión CC, como se muestra en la figura 17-4*a*, de modo que la tensión CC sea positiva cuando se escriba específicamente para el modo de operación de inversor. En el capítulo 6, el ángulo de extinción γ para el inversor se definió en términos de α y u como

$$\gamma = 180° - (\alpha + u) \tag{17-12}$$

donde α es el ángulo de retraso y u es la conmutación o el ángulo de traslape. La tensión del inversor en la figura 17-4 se obtiene como (véase los problemas 17-7)

$$V_{d1} = V_{d2} = \frac{V_d}{2} = 1.35 V_{LL} \cos \gamma - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \tag{17-13}$$

De nuevo con la suposición de que $L_s = 0$ por motivos de sencillez, la figura 17-4*b* muestra las formas de onda idealizadas para $v_{as_1n_1}$ e i_{as_1} con un ángulo $\alpha > 90°$, correspondiente al modo de operación de inversor. El componente de frecuencia fundamental (i_{as_1}) de la corriente de fases se representa por la curva punteada. En el diagrama fasorial de la figura 17-4*c*, el componente de la corriente reactiva de frecuencia fundamental se queda atrás de la tensión fase a neutro, lo que indica que, incluso en el modo de inversor, donde el sentido del flujo de potencia se invirtió, el convertidor requiere potencia reactiva (de retraso) del sistema de CA.

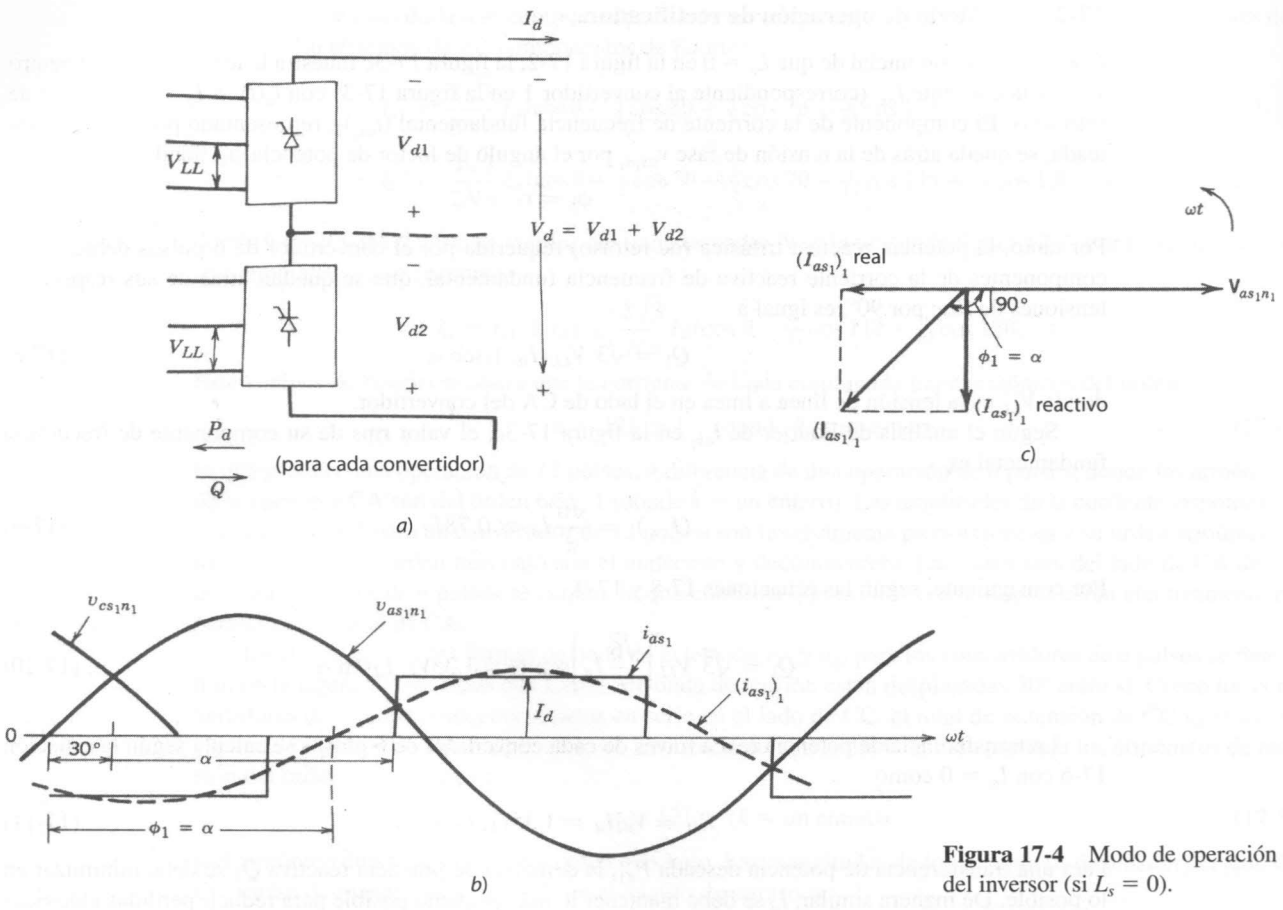


Figura 17-4 Modo de operación del inversor (si $L_s = 0$).

Cuando $L_s = 0$, $u = 0$ en la ecuación 17-12 y $\gamma = 180° - \alpha$. Por tanto, las expresiones para Q_1 por convertidor y P_{d1} en las ecuaciones 17-10 y 17-11 se obtienen específicamente para el modo de inversor en términos de γ como

$$Q_1 = 1.35 V_{LL} I_d \operatorname{sen} \gamma \tag{17-14}$$

y

$$P_{d1} = 1.35 V_{LL} I_d \cos \gamma \tag{17-15}$$

donde los sentidos de la potencia reactiva (de retraso) y la potencia real son como se muestra en la figura 17-4*a*.

En las ecuaciones 17-14 y 17-15, γ debe ser lo más pequeño posible para un nivel dado de transferencia de potencia a fin de minimizar pérdidas eléctricas I^2R en la línea de transmisión debido a I_d, y para reducir la demanda de potencia reactiva del convertidor. Como analizamos en el capítulo 6, el valor mínimo que se permite alcanzar, γ se llama ángulo de extinción mínimo $\gamma_{mín}$, que se basa en permitir el tiempo de apagado suficiente a los tiristores.

En un arreglo de un convertidor de 12 pulsos, el requerimiento de potencia reactiva es la suma de las potencias reactivas requeridas por cada convertidor de 6 pulsos. Los bancos de filtros del lado de CA y los capacitores de corrección del factor de potencia proporcionan en parte la demanda de potencia reactiva de los convertidores, como veremos en la sección 17-2-4.

17-2-3 CONTROL DE CONVERTIDORES HVDC

Es posible analizar el control de los convertidores en un sistema HVDC por polos, pues los polos positivos y los negativos operan en condiciones idénticas. La figura 17-5*a* muestra el polo positivo, por ejemplo, que

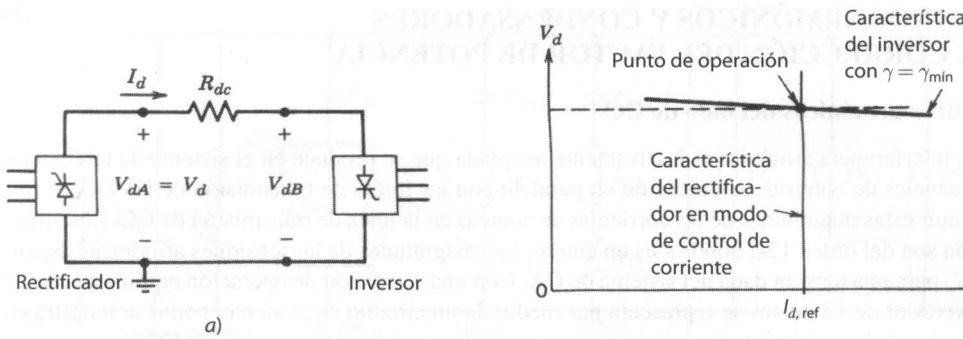


Figura 17-5 Control del sistema HVDC.

consiste en los convertidores de 12 pulsos *A* y *B*. Se supone que la terminal *A* trabaja como rectificador, y su tensión se define como V_{dA}. Se supone que la terminal *B* trabaja como inversor, y su tensión de CC V_{dB} se muestra con una polaridad específica del modo de operación de inversor, así que V_{dB} tiene un valor positivo.

En el estado permanente en la figura 17-5*a*,

$$I_d = \frac{V_{dA} - V_{dB}}{R_{dc}} \tag{17-16}$$

donde R_{dc} es la resistencia de CC del conductor positivo de la línea de transmisión. En la práctica, R_{dc} es pequeña e I_d resulta una consecuencia de una pequeña diferencia entre dos tensiones muy grandes en la ecuación 17-16. Por tanto, se asigna un convertidor para controlar la tensión en la línea de transmisión, y otro para controlar a I_d. Como el inversor debe operar con un $\gamma = \gamma_{mín}$ constante, es natural seleccionar el inversor (el convertidor *B* en la figura 17-5*a*) para controlar V_d. Luego, I_d y por ende el nivel de potencia se controlan con el rectificador (el convertidor *A* en la figura 17-5*a*).

La figura 17-5*b* muestra las características de control del rectificador y del inversor en el plano de $V_d - I_d$, donde V_d se selecciona para ser la tensión en el rectificador, es decir, $V_d = V_{dA}$. Con el ángulo de extinción constante $\gamma = \gamma_{mín}$, el inversor produce la tensión V_d en la figura 17-5*a*, que se da como

$$\begin{aligned} V_d &= 2 \times \left[1.35 V_{LL} \cos \gamma_{mín} - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d\right] + R_{dc} I_d \\ &= 2 \times 1.35 V_{LL} \cos \gamma_{mín} - \left(\frac{6\omega L_s}{\pi} - R_{dc}\right) I_d \end{aligned} \tag{17-17}$$

Si suponemos que la cantidad entre los corchetes en la ecuación 17-17 es positiva, la operación del ángulo de extinción constante del inversor produce una característica de $V_d - I_d$ como se muestra en la figura 17-5*b*.

El rectificador se controla de modo que mantenga I_d igual a su valor ordenado o de referencia $I_{d,ref}$. Se mide la corriente real I_d, y el error $(I_d - I_{d,ref})$, si es positivo, aumenta el ángulo de retraso del rectificador α; si el error es negativo, disminuye α. Un controlador de corriente de ganancia alta produce una característica casi vertical en la figura 17-5*b* con $I_{d,ref}$. La intersección de las dos características en la figura 17-5*b* establece la tensión de la línea de transmisión V_d y la corriente I_d.

El análisis anterior demuestra que el flujo de potencia $P_d = V_d I_d$ de la terminal *A* a la *B* se controla en la figura 17-5*a* mediante el control de I_d, mientras se mantenga la tensión de la línea de transmisión lo más alta posible para reducir la pérdida de potencia $I_d^2 R_{dc}$ en la línea de transmisión. Este tipo de control también produce un valor pequeño de α en el rectificador y un $\gamma = \gamma_{mín}$ pequeño en el inversor, lo que reduce la demanda de potencia reactiva tanto en el rectificador como en el inversor. En la práctica, los transformadores en ambas terminales consisten en cambiadores de tomas que controlan el voltaje de CA V_{LL} suministrado a los convertidores en un rango pequeño, para proporcionar un grado de control adicional.

Las características de control que se muestran en la figura 17-5*b* se extienden para valores negativos de V_d de modo que el flujo de potencia se controla con suavidad tanto en su magnitud como en su sentido. Hay un análisis detallado en la referencia 2. Esta capacidad de invertir el flujo de potencia es útil si los dos sistemas de CA interconectados por la línea de transmisión de CC tienen cargas que varían de manera diferente con las temporadas o la hora del día. Lo mismo sucede si un sistema de CA contiene una hidrogeneración cuya salida depende de la temporada. Otra aplicación de esta capacidad de control es modular el flujo de potencia en la línea de CC para amortiguar las oscilaciones del sistema de CA.

17-2-4 FILTROS ARMÓNICOS Y CONDENSADORES DE CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

17-2-4-1 Filtros armónicos del lado de CC

Para reducir la interferencia armónica inductivamente acoplada que se produce en el sistema de telefonía y otros tipos de canales de control/comunicación en paralelo con las líneas de transmisión de HVDC, es importante disminuir estas magnitudes de las corrientes armónicas en la línea de transmisión de CC. Los armónicos de tensión son del orden $12k$, donde k es un entero. Las magnitudes de las tensiones armónicas dependen de α, L_s e I_d para una tensión dada del sistema de CA. Con una condición de operación equilibrada de 12 pulsos, el convertidor de 12 pulsos se representa por medio de un circuito equivalente, como se muestra en la figura 17-6*a*, donde las tensiones armónicas están conectadas en serie con la tensión de CC V_d.

Un gran inductor alisador L_d del orden de varios cientos de milihenries se usa en combinación con un filtro de alisamiento, como se muestra en la figura 17-6*a*, a fin de limitar el flujo de corrientes armónicas en la línea de transmisión. La impedancia del filtro de alisamiento en la figura 17-6*a* se traza en la figura 17-6*b*, donde el filtro está diseñado para proporcionar una impedancia baja en la frecuencia del armónico dominante duodécimo.

17-2-4-2 Filtros armónicos del lado de CA y condensadores de corrección del factor de potencia

En un convertidor de 12 pulsos, las corrientes CA consisten en los armónicos característicos del orden $12k \pm 1$ (k = un entero), como lo da la ecuación 17-4. Las corrientes armónicas se representan por medio de un circuito equivalente, como se muestra en la figura 17-7*a*. Es deseable impedir que estas corrientes armónicas entren en la red de CA, donde causan pérdidas de potencia y también interferencia con los demás equipos de comunicación electrónica. Para tal propósito se usan usualmente los filtros por fase que se muestran en la figura 17-7*a*. Los filtros sintonizados en serie se usan para los dos armónicos de orden bajo: el undécimo y el decimotercero. Se usa un filtro de alisamiento, como se muestra en la figura 17-7*a*, para eliminar el resto de los armónicos de orden alto. La impedancia combinada de todos los filtros de armónicos se traza en la figura 17-7*b*.

Cabe notar que el diseño del filtro depende en gran medida de la impedancia del sistema de CA en las frecuencias armónicas a fin de proporcionar el filtrado adecuado y evitar ciertas condiciones de resonancia. La impedancia del sistema depende de la configuración del sistema basada en las cargas, el patrón de generación y las líneas de transmisión en servicio. Por tanto, el diseño del filtro debe anticipar los cambios en el futuro previsible (por ejemplo, una interconexión adicional), lo que alteraría la impedancia del sistema de CA.

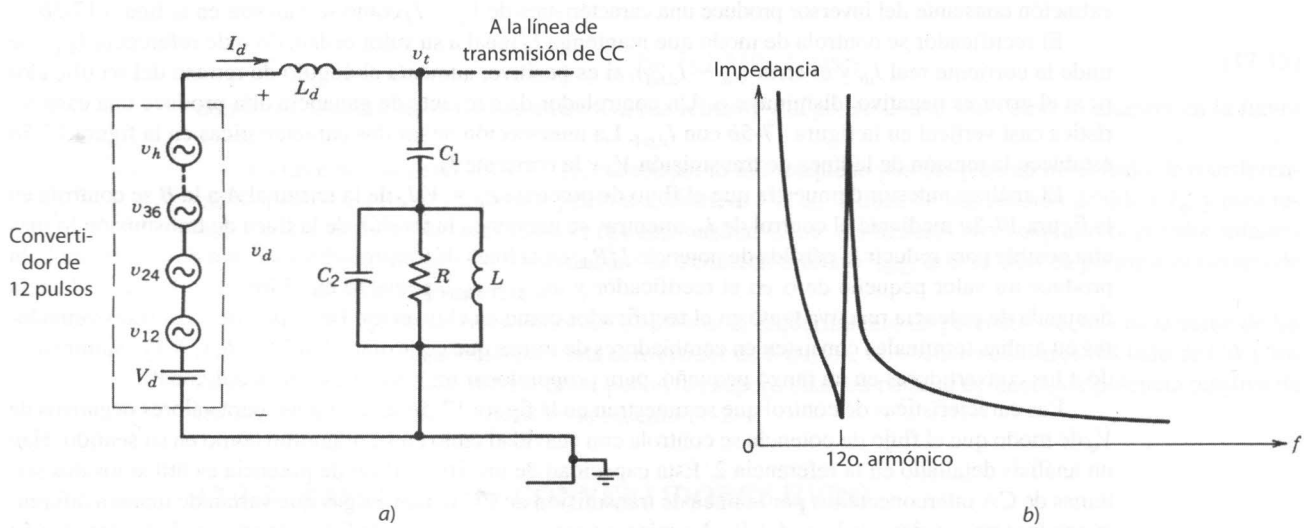
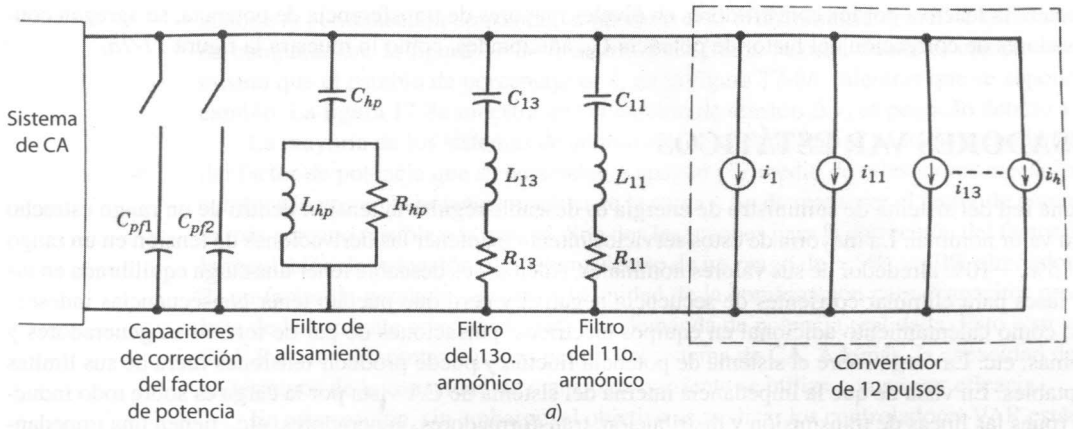


Figura 17-6 Filtro para armónicos de tensión del lado de CC: *a*) circuito equivalente del lado de CC; *b*) impedancia del filtro de alisamiento respecto de la frecuencia.



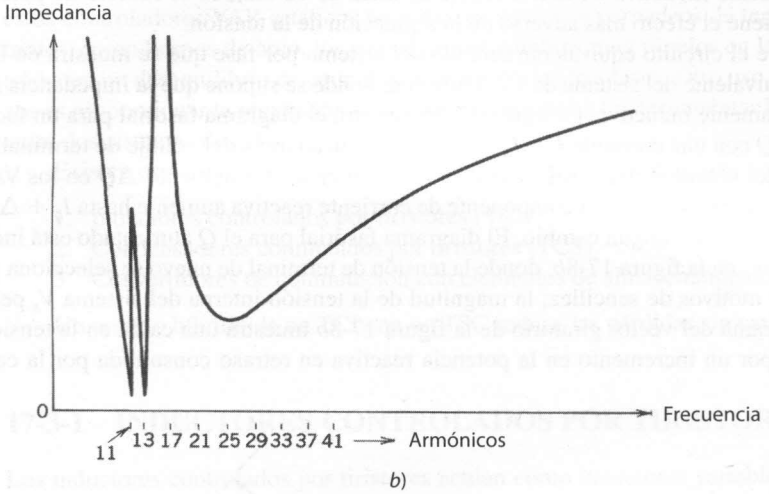


Figura 17-7 Filtros del lado CA y condensadores de corrección del factor de potencia: *a*) circuito equivalente por fase; *b*) impedancia de filtro por fase combinada contra la frecuencia.

Los filtros de armónicos también proporcionan un gran porcentaje de la potencia reactiva requerida por los convertidores en modo de rectificador e inversor. En los filtros del lado de CA que ya analizamos (tanto sintonizados en serie como de alisamiento), la impedancia capacitiva domina en la frecuencia de 60 Hz sobre los elementos inductivos conectados en serie con el condensador. Por tanto, la capacitancia en derivación efectiva ofrecida por fase por el banco de filtros de CA en la frecuencia fundamental o de línea se aproxima como

$$C_f \simeq C_{11} + C_{13} + C_{\text{hp}} \tag{17-18}$$

En la frecuencia fundamental del sistema de 60 Hz, la potencia reactiva por fase (VAR) suministrada por el banco de filtros es igual a

$$Q_f \simeq 377 C_f V_s^2 \tag{17-19}$$

donde V_s es la tensión de fase de rms aplicada a través de los filtros. De este modo, los filtros de CA desempeñan un papel importante para cumplir con la demanda de potencia reactiva de los convertidores, además de filtrar los armónicos de la corriente.

Como analizamos en la sección 17-2-3, que trata del control de los sistemas HVDC, el flujo de potencia en la línea de CC se controla mediante el ajuste de I_d en la figura 17-5. Por consiguiente, la demanda de potencia reactiva por los convertidores aumenta con el nivel creciente de transferencia de potencia, como sugiere la ecuación 17-10. Los condensadores filtrantes se seleccionan de forma que la potencia reactiva que suministran no exceda la demanda de potencia reactiva de los convertidores en su nivel mínimo de potencia de la operación del sistema de HVDC. La razón es que si los VAR reactivos suministrados por los filtros exceden la demanda del convertidor, aumenta el problema de sobretensión del sistema que tiende a presentarse en condiciones de carga ligera en primer lugar. Por tanto, a fin de compensar la mayor demanda

de potencia reactiva por los convertidores en niveles mayores de transferencia de potencia, se agregan condensadores de corrección del factor de potencia C_{pf} adicionales, como lo muestra la figura 17-7*a*.

17-3 COMPENSADORES VAR ESTÁTICOS

En una red del sistema de suministro de energía es deseable regular la tensión dentro de un rango estrecho de su valor nominal. La mayoría de estos servicios intenta mantener las derivaciones de tensión en un rango de +5%, −10% alrededor de sus valores nominales. Además, es deseable tener una carga equilibrada en las tres fases para eliminar corrientes de secuencia negativa y cero que puedan tener consecuencias indeseables, como calentamiento adicional en equipos eléctricos, pulsaciones de par de torsión en generadores y turbinas, etc. La carga sobre el sistema de potencia fluctúa y puede producir tensiones fuera de sus límites aceptables. En vista de que la impedancia interna del sistema de CA vista por la carga es sobre todo inductiva (pues las líneas de transmisión y distribución, transformadores, generadores, etc., tienen una impedancia principalmente inductiva en la frecuencia de línea de 60 Hz), es el cambio de potencia reactiva en la carga lo que tiene el efecto más adverso en la regulación de la tensión.

Considere el circuito equivalente sencillo del sistema por fase que se muestra en la figura 17-8*a* por medio del equivalente del sistema de CA Thévenin, donde se supone que la impedancia interna del sistema de CA es puramente inductiva. La figura 17-8*b* muestra el diagrama fasorial para un factor de potencia de retraso $P + jQ$ con una corriente $\mathbf{I} = I_p + jI_q$, que se queda atrás del voltaje de terminal $\mathbf{V}_t$. Se supone que la magnitud del voltaje de terminal está en su valor nominal. Un aumento ΔQ en los VAR de retraso consumido por la carga causa que el componente de corriente reactiva aumente hasta $I_q + \Delta I_q$, mientras que se supone que I_p no sufre ningún cambio. El diagrama fasorial para el Q aumentado está indicado por las cantidades "primas" en la figura 17-8*b*, donde la tensión de terminal de nuevo se selecciona para ser el fasor de referencia por motivos de sencillez; la magnitud de la tensión interna del sistema V_s permanece igual que antes. El diagrama del vector giratorio de la figura 17-8*b* muestra una caída en la tensión de terminal por ΔV_t causada por un incremento en la potencia reactiva en retraso consumida por la carga. En este caso,

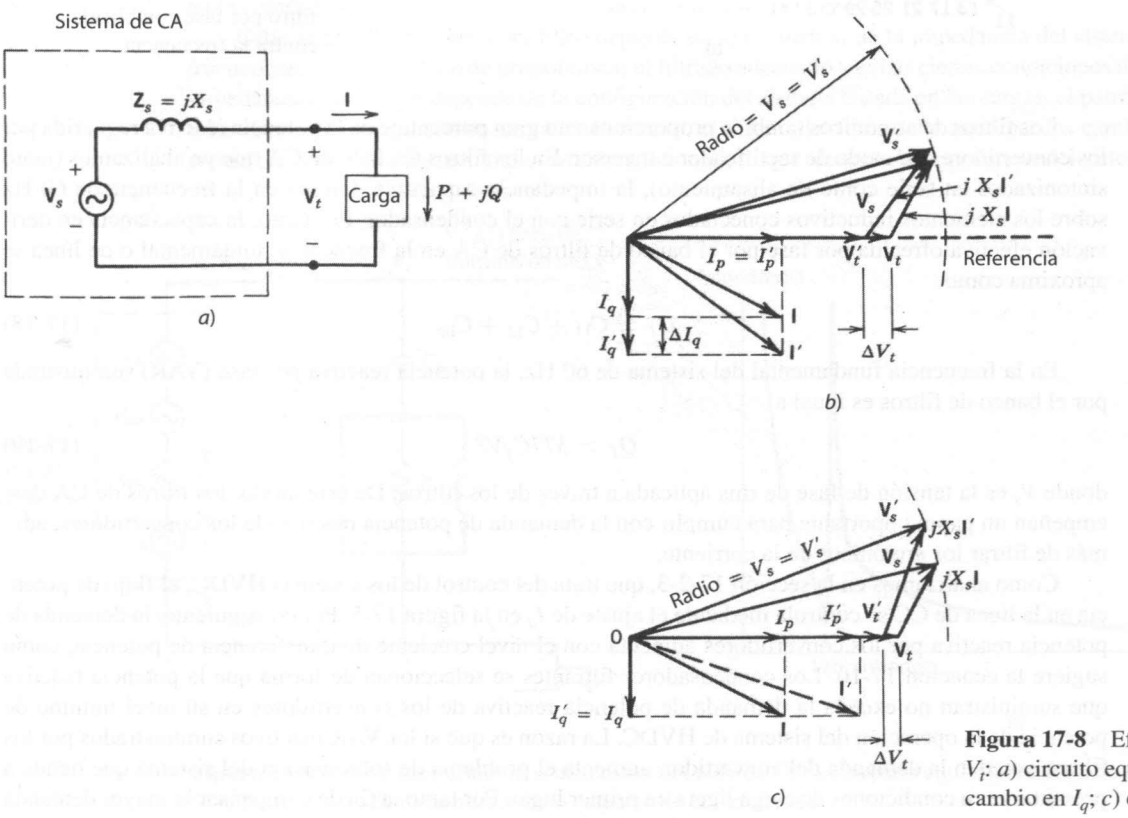


Figura 17-8 Efecto de I_p e I_q en V_t: *a*) circuito equivalente; *b*) cambio en I_q; *c*) cambio en I_p.

aunque I_p permaneciera constante, la potencia real P disminuiría debido a la reducción en V_t. Por razones de comparación, la figura 17-8*c* muestra el diagrama fasorial donde el cambio de porcentaje en I_p es el mismo que el cambio de porcentaje en I_q en la figura 17-8*b*, mientras que se supone que I_q permanece sin cambio. La figura 17-8*c* muestra que el cambio de tensión ΔV_t es pequeño debido a un cambio en I_p.

La mayoría de los sistemas de suministro de energía utiliza bancos de condensadores para corrección del factor de potencia que se encienden y apagan por medio de relevadores mecánicos para compensar los cambios lentos en la potencia reactiva de la carga a fin de mantener el factor de potencia general de la carga lo más cercano posible a la unidad. Son dos las razones para la corrección del factor de potencia: 1) facilitar la regulación de la tensión del sistema dentro de un rango de +5%, −10% alrededor de su valor nominal y 2) un factor de potencia cercano a la unidad de la combinación carga/capacitor produce la magnitud más baja de la corriente consumida para una demanda de potencia real dada. Esto a su vez reduce las pérdidas de I^2R en los diferentes equipos dentro del sistema de CA. Además, la capacidad del equipo que se indica en términos de la capacidad de manejo de corriente se utiliza con mayor eficacia.

En esta sección, sin embargo, el objetivo es analizar los controladores VAR estáticos que por medio de una interconexión electrónica de potencia proporcionan un control rápido sobre la potencia reactiva. Con estos controladores VAR estáticos se evitan los molestos parpadeos de tensión causados por cargas industriales, como hornos de arco, los cuales causan cambios muy rápidos en la potencia reactiva y también introducen un desequilibrio de carga fluctuante entre las tres fases. Otro uso de los controladores VAR estáticos es proporcionar la regulación dinámica de tensiones a fin de aumentar la estabilidad de la interconexión entre dos sistemas de CA.

Existen principalmente tres tipos de controladores VAR estáticos:

1. Inductores controlados por tiristores (TCI)
2. Condensadores conmutados por tiristores (TCS)
3. Convertidores de conmutación con elementos de almacenamiento mínimo de energía

Un arreglo híbrido de un TCI con un TSC reduce las pérdidas sin carga.

17-3-1 INDUCTORES CONTROLADOS POR TIRISTORES

Los inductores controlados por tiristores actúan como inductores variables donde los VAR inductivos alimentados varían muy rápido. El sistema puede requerir VAR inductivos o capacitivos, según las condiciones del sistema. Este requerimiento se satisface mediante la conexión en paralelo de TCI con un banco de condensadores.

El principio básico de un TCI se entiende cuando se considera el circuito por fases de la figura 17-9*a*, donde se conecta un inductor L a la fuente de CA por medio de un interruptor bidireccional que consiste en dos tiristores conectados espalda con espalda. Si suponemos que el componente resistivo del inductor es insignificantemente pequeño, la corriente se obtiene a través del inductor en estado permanente como función del ángulo de retraso del tiristor α. Se usa un valor igual de α para ambos tiristores.

Como caso básico, la figura 17-9*b* muestra la forma de onda de la corriente donde los pulsos de la compuerta del tiristor están siempre presentes, correspondiente a $\alpha = 0$, como si los tiristores se hubiesen reemplazado por diodos. Con $\omega = 2\pi f$, esto produce una corriente sinusoidal i_L, cuyo valor rms es igual a

$$I_L = I_{L1} = \frac{V_s}{\omega L} (\omega = 2\pi f) \tag{17-20}$$

donde la corriente del inductor consiste sólo en el componente de frecuencia fundamental sin armónico alguno. Como i_L queda rezagado de V_s por 90°, como se muestra en la figura 17-9*b*, el ángulo de retraso α en un rango de 0 a 90° no tiene control sobre i_L y su valor rms permanece igual al que se da en la ecuación 17-20.

Si α se incrementa más de 90°, i_L se controla como se muestra en las figuras 17-9*c* y 17-9*d*, correspondiente a los valores α de 120° y 135°, respectivamente. Conforme se incrementa α, con claridad se reduce I_{L1}, lo que permite el control sobre el valor efectivo de la inductancia conectada a la tensión del sistema de suministro de energía, pues

$$L_{ef} = \frac{V_s}{\omega I_{L1}} \tag{17-21}$$

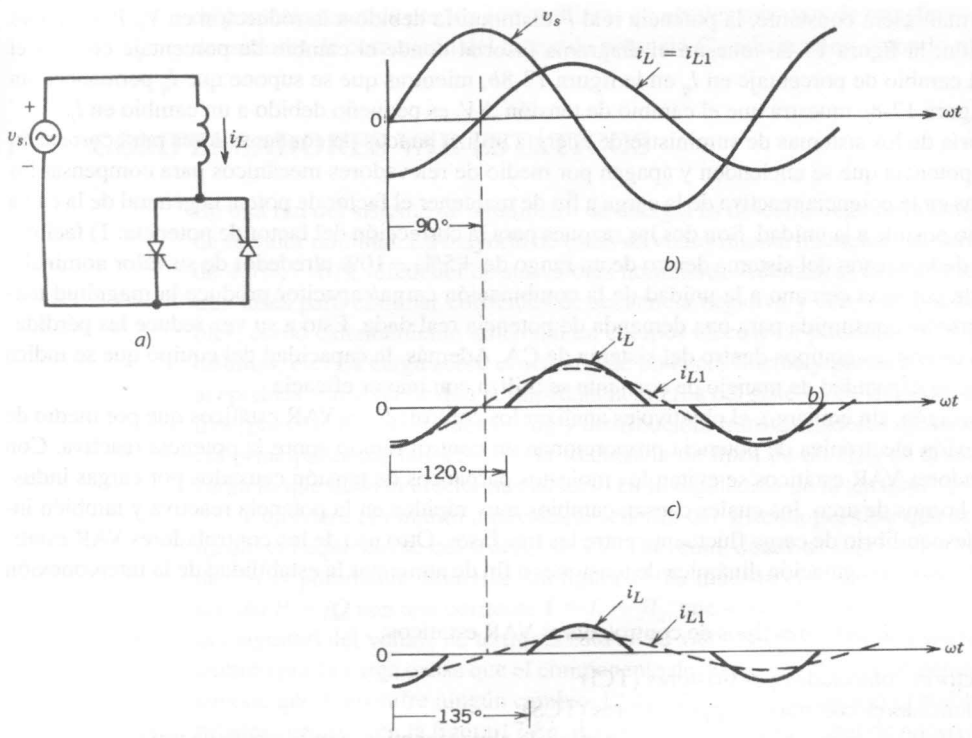


Figura 17-9 Principio básico de un TCI: *a*) TCI por fases; *b*) $0 < \alpha < 90°$; *c*) $\alpha = 120°$; *d*) $\alpha = 135°$.

donde, por análisis de Fourier (véase el problema 17-8),

$$I_{L_1} = \frac{V_s}{\pi\omega L}(2\pi - 2\alpha + \text{sen } 2\alpha) \quad \tfrac{1}{2}\pi \leq \alpha \leq \pi \tag{17-22}$$

Por tanto, la potencia reactiva de retraso consumida por el TCI por fases en la frecuencia fundamental es

$$Q_1 = V_s I_{L1} = \frac{V_s^2}{\omega L_{\text{ef}}} \tag{17-23}$$

La corriente del inductor no es una onda sinusoidal pura con $\alpha > 90°$, como se ve en las formas de onda en las figuras 17-9*c* y 17-9*d*. El análisis de Fourier de la forma de onda muestra que i_L consiste en armónicos impares h del orden 3, 5, 7, 9, 11, 13, ... cuyas amplitudes como relación de I_{L1} dependen de α. Para impedir los armónicos de tercer orden y los múltiplos de ellos es una práctica común conectar TCI trifásicos en un Δ de forma que estos armónicos circulen a través de los inductores y no entren en el sistema de CA. El condensador (capacitor), conectado en paralelo con el TCI para cumplir con los requerimientos de VAR, filtra los armónicos de alta frecuencia. De modo parecido al análisis de la sección 17-2-4-2, los armónicos quinto y séptimo se filtran por filtros sintonizados en serie. Estos filtros sintonizados en serie también proporcionan los VAR capacitivos, como se describe en las ecuaciones 17-18 y 17-19.

17-3-2 CONDENSADORES CONMUTADOS POR TIRISTORES

La figura 17-10 muestra el arreglo básico donde se conectan varios condensadores (tres o cuatro) a la tensión de alimentación a través de un interruptor bidireccional que consiste en tiristores conectados espalda con espalda. A diferencia del control de fases que se usa en los TCI para variar el valor efectivo del inductor, los TSC emplean el control integral de semiciclos donde el condensador está completamente dentro o fuera del circuito.

El banco de condensadores se apaga mediante el bloqueo de los pulsos de compuerta en ambos tiristores. El flujo de la corriente se detiene en el instante de su paso por cero, lo que también corresponde a la tensión del condensador igual a la tensión máxima del sistema de CA. La polaridad de la tensión del condensador depende del instante cuando se bloquean los pulsos de compuerta del tiristor. Para el encendido,

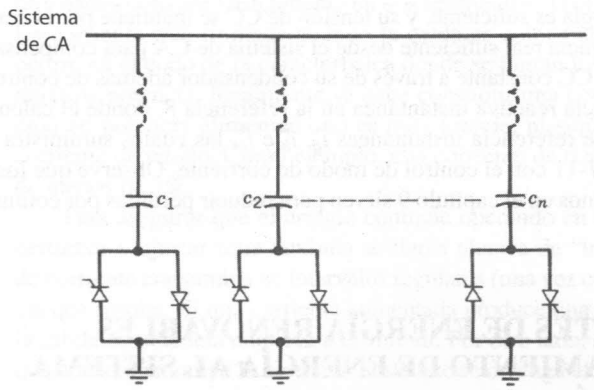


Figura 17-10 Arreglo TSC.

debe interrumpirse el tiristor en el instante correcto de la tensión de CA máxima con el fin de evitar grandes sobreintensidades. Además, se usan inductores representados por líneas punteadas en la figura 17-10 para limitar sobreintensidades en el encendido. Mediante un gran número de bancos de condensadores pequeños conmutados por tiristores se puede variar la potencia reactiva Q_c en pasos pequeños pero discretos.

17-3-3 CONTROL DE VAR INSTANTÁNEO CON CONVERTIDORES DE CONMUTACIÓN CON ALMACENAMIENTO MÍNIMO DE ENERGÍA

Los métodos de control de VAR estático que analizamos en la sección anterior consisten en grandes inductores y capacitores de almacenamiento de energía para satisfacer la demanda de VAR. Además, ellos no pueden proveer el control de VAR instantáneo debido a sus retrasos de tiempo inherentes.

En el capítulo 8 demostramos en el análisis de los convertidores de modo conmutado (inversores y rectificadores) que su corriente CA se controla cuando operan en modo de control de corriente. Uno de estos convertidores se muestra en la figura 17-11. La corriente CA de estos convertidores de modo conmutado se controla rápidamente tanto en su magnitud como en su relación de fases (adelantada o retrasada) con las tensiones de CA. Como se desea que el promedio de potencia consumida o alimentada por estos convertidores sea cero, no se necesita una fuente de CC en la entrada de CC del convertidor. Un condensador pequeño con

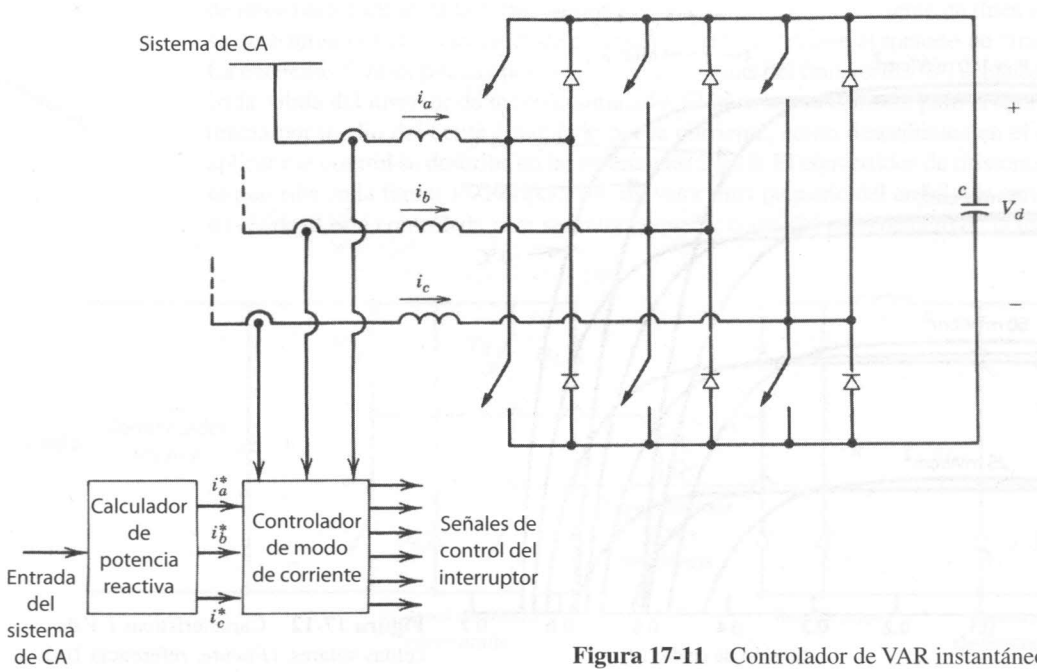


Figura 17-11 Controlador de VAR instantáneo.

almacenamiento mínimo de energía es suficiente, y su tensión de CC se mantiene por el convertidor de modo conmutado que transfiere la potencia real suficiente desde el sistema de CA para compensar sus propias pérdidas y mantener una tensión de CC constante a través de su condensador además de controlar los VAR.

Hay un análisis de la potencia reactiva instantánea en la referencia 8, donde el calculador de potencia reactiva calcula las corrientes de referencia instantáneas i_a^*, i_b^* e i_c^*, las cuales suministra el convertidor de modo conmutado de la figura 17-11 con el control de modo de corriente. Observe que los conceptos de los convertidores resonantes que vimos en el capítulo 9 sirven para reducir pérdidas por conmutación en el convertidor.

17-4 INTERCONEXIÓN DE FUENTES DE ENERGÍA RENOVABLES Y SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA AL SISTEMA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

Se necesita una interfaz de electrónica de potencia para conectar fuentes de energía renovable (fotovoltaicas, de viento o de agua) al sistema de suministro de energía. Lo mismo sucede con la interconexión de sistemas de almacenamiento de energía para nivelar las cargas del sistema público (que también se llama ahorro de pico de carga), como baterías, celdas de combustible e inductores superconductores de almacenamiento de energía. Aquí analizaremos algunos de estos sistemas brevemente.

17-4-1 INTERCONEXIÓN DE ARREGLOS FOTOVOLTAICOS

Un gran número de celdas solares conectadas en serie y en paralelo constituye los arreglos fotovoltaicos o solares. Estas celdas producen una tensión de CC cuando se exponen a la luz del Sol. La figura 17-12 muestra las características de *i-v* de una de estas celdas para varios niveles de insolación (de intensidad de la luz del Sol) y temperaturas. La figura 17-12 muestra que la característica de la celda con insolación y tempera-

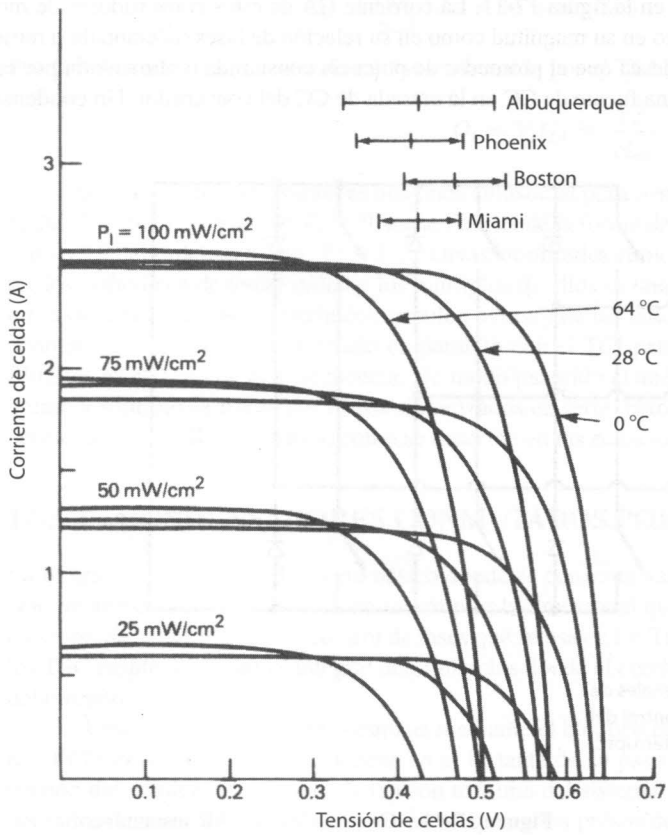


Figura 17-12 Características *I-V* de celdas solares. (*Fuente:* referencia 10.)

tura dadas consiste básicamente en dos segmentos: 1) el de tensión constante y 2) el de corriente constante. La corriente está limitada cuando la celda se coloca en cortocircuito. La condición de potencia máxima ocurre en el codo de la característica donde se juntan los dos segmentos. Es deseable operar en el punto de máxima potencia. Idealmente se debe consumir una corriente CC pura del arreglo solar, aunque la reducción en potencia alimentada no es muy grande, ni siquiera en presencia de una cantidad muy grande de corriente de rizado. Como ejemplo, una corriente de rizado pico de 5% produce una reducción de potencia de menos de 1%.

Para asegurar que el arreglo continúe operando en el punto de potencia máxima, se usa el método de perturbar y ajustar (que también se llama técnica de "tramado"), mediante el cual se perturba la cantidad de corriente consumida en intervalos regulares (una vez cada pocos segundos) y se observa la salida de potencia que resulta. Si una corriente aumentada produce una potencia más alta se incrementa aún más hasta que la salida de potencia empiece a disminuir. Por otro lado, si un aumento de corriente produce menos potencia que antes, disminuye la corriente hasta que se detenga el aumento de la salida de potencia y empiece a bajar.

El arreglo solar está interconectado a los sistemas de suministro de energía por medio de un aislamiento eléctrico. La corriente alimentada a los sistemas de suministro de energía debe ser sinusoidal casi con el factor de potencia de unidad. Veremos los lineamientos para las corrientes armónicas inyectadas a los sistemas de suministro de energía y la distorsión armónica total (THD) en el capítulo 18.

17-4-1-1 Interconexión monofásica

Es posible usar un convertidor de línea de frecuencia controlado por fases del tipo que vimos en el capítulo 6, donde el convertidor siempre trabaja en modo de inversor y el aislamiento eléctrico proviene de un transformador de 60 Hz. Sin embargo, se necesitarían filtros del lado de CA y la compensación de potencia reactiva, pues la corriente de salida contendrá armónicos y estará con un factor de potencia de retraso. Otra opción es usar un convertidor modulado por el ancho de pulsos de modo conmutado del tipo que se vimos en el capítulo 8, donde el aislamiento eléctrico proviene también de un transformador de 60 Hz. Sin embargo, como la salida de la corriente está controlada para estar en fase con la tensión de la red pública, puede ser económicamente factible utilizar un transformador de alta frecuencia para proporcionar el aislamiento eléctrico.

Un diagrama de circuito de una interfaz que utiliza un transformador de alta frecuencia se muestra en la figura 17-13. La entrada de tensión de CC se invierte para producir una CA de alta frecuencia a través de la tensión primaria del transformador de alta frecuencia. Su tensión secundaria se rectifica y la CC resultante se conecta por interconexión a la tensión de línea a través de un inversor de tiristores de frecuencia de línea conmutado por tensión de línea del tipo que analizamos en el capítulo 6. Como se requiere que la corriente de línea sea sinusoidal y esté en fase con la tensión de línea, se mide la forma de onda de la tensión de línea para establecer la forma de onda de referencia para la corriente de línea sinusoidal i_s^*, cuya amplitud se determina por el controlador de potencia máxima mediante el método de "tramado" que ya analizamos. La corriente i_s^*, multiplicada por la relación de vueltas del transformador, actúa como corriente de referencia en la salida del inversor de modo conmutado. El inversor se controla para proporcionar la corriente de referencia por medio del control regulado por la corriente, como describimos en el capítulo 8. Una manera de aplicar ese control se describe en las referencias 9 y 10. El convertidor de tiristores de frecuencia de línea que se describe en la figura 17-13 opera con un valor muy pequeño del ángulo de extinción γ, pues la corriente a través de él está controlada para ser muy pequeña, cerca del paso de cero de la tensión CA del sistema.

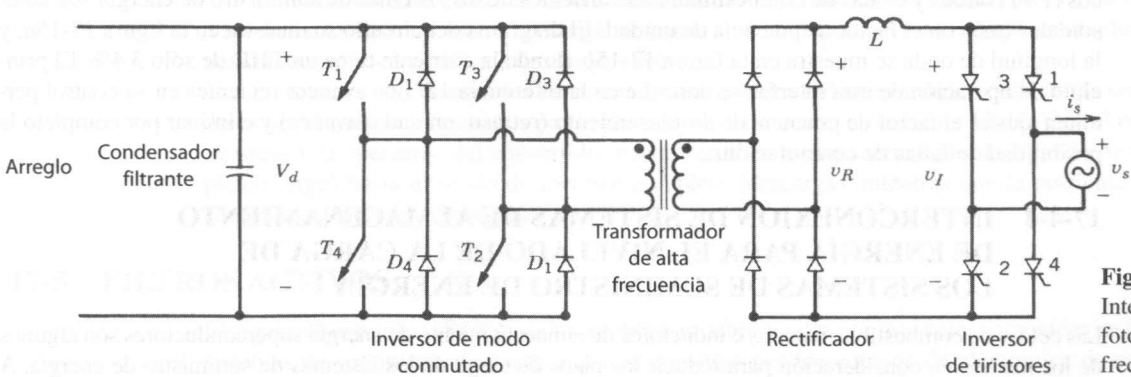


Figura 17-13 Interconexión fotovoltaica de alta frecuencia.

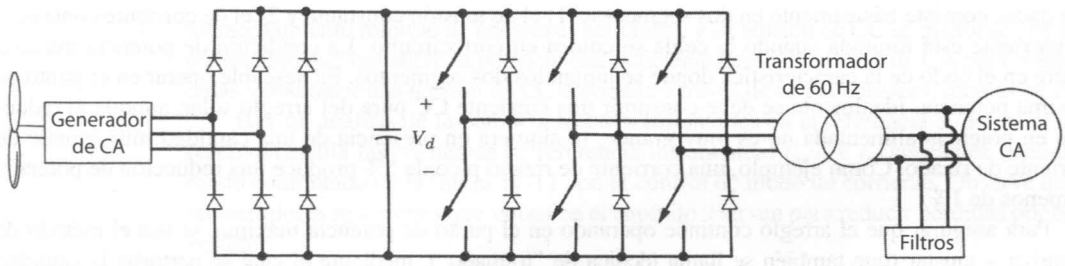


Figura 17-14
Interconexión de un generador de eólico/hidroeléctrico.

17-4-1-2 Interconexión trifásica

Con un nivel de potencia superior a unos cuantos kilovatios es preferible usar una interconexión trifásica. Se proporcionan corrientes CA sinusoidales con el factor de potencia de unidad gracias a un inversor de CC a CA de modo conmutado del tipo que analizamos en el capítulo 8 en un control de modo de corriente. Se necesitaría un transformador trifásico de 60 Hz para proporcionar aislamiento eléctrico.

17-4-2 INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICAS E HIDROGENERACIÓN PEQUEÑA

En el caso de las plantas generadoras eólicas, la potencia disponible varía con el cubo de la velocidad del viento. Para la pequeña hidrogeneración, la potencia disponible depende de la carga hidrostática y del flujo. Tanto para eólicas como para la hidrogeneración pequeña, a fin de extraer la cantidad máxima de potencia, es deseable permitir la variación de la velocidad de la turbina a través de un amplio rango hasta un valor óptimo, según las condiciones operativas. Esto no sería posible si un generador síncrono estuviese conectado directamente al sistema de suministro de energía (60 Hz) que dictara una velocidad constante (velocidad síncrona). Los generadores de inducción conectados al sistema de suministro de energía permitirían sólo una variación dentro de un rango de velocidad muy estrecho. Por tanto, a fin de permitir que la velocidad de la turbina varíe para optimizar la eficiencia de la generación de potencia, se rectifica la salida del generador trifásico a CC y luego se conecta en interconexión con la fuente del sistema de suministro de energía trifásica por medio de un convertidor de modo conmutado del tipo que analizamos en el capítulo 8. En la figura 17-14 se muestra un diagrama de bloques de un transformador de aislamiento de 60 Hz.

Debido a los niveles medios de potencia (unas cuantas decenas de kilovatios y más) que suelen asociarse a los generadores eólicos y pequeños hidrogeneradores, se prefiere una interconexión trifásica con los sistemas de suministro de energía.

17-4-3 INTERFAZ MINNESOTA: UNA NUEVA TOPOLOGÍA DE INTERFAZ DE SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS, EÓLICOS Y DE CELDAS DE COMBUSTIBLE

Se creó una interfaz de topología única, que usa un inversor de tiristores y sólo dos interruptores controlados, para alimentar de potencia a los sistemas de suministro de energía trifásica desde sistemas fotovoltaicos (PV) eólicos y celdas de combustible. Las corrientes de los sistemas de suministro de energía son sinusoidales casi con el factor de potencia de unidad. El diagrama del circuito se muestra en la figura 17-15*a*, y la longitud de onda se muestra en la figura 17-15*b*, donde la corriente tiene un THD de sólo 3.4%. El principio de operación de esta interfaz se describe en la referencia 12. Los avances recientes en su control permiten ajustar el factor de potencia de desplazamiento (retraso, unidad o avance) y eliminar por completo la posibilidad de fallas de conmutación.

17-4-4 INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA PARA EL NIVELADO DE LA CARGA DE LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

Las celdas de combustible, baterías e inductores de almacenamiento de energía superconductores son algunos de los medios en consideración para reducir los picos de carga de los sistemas de suministro de energía. A

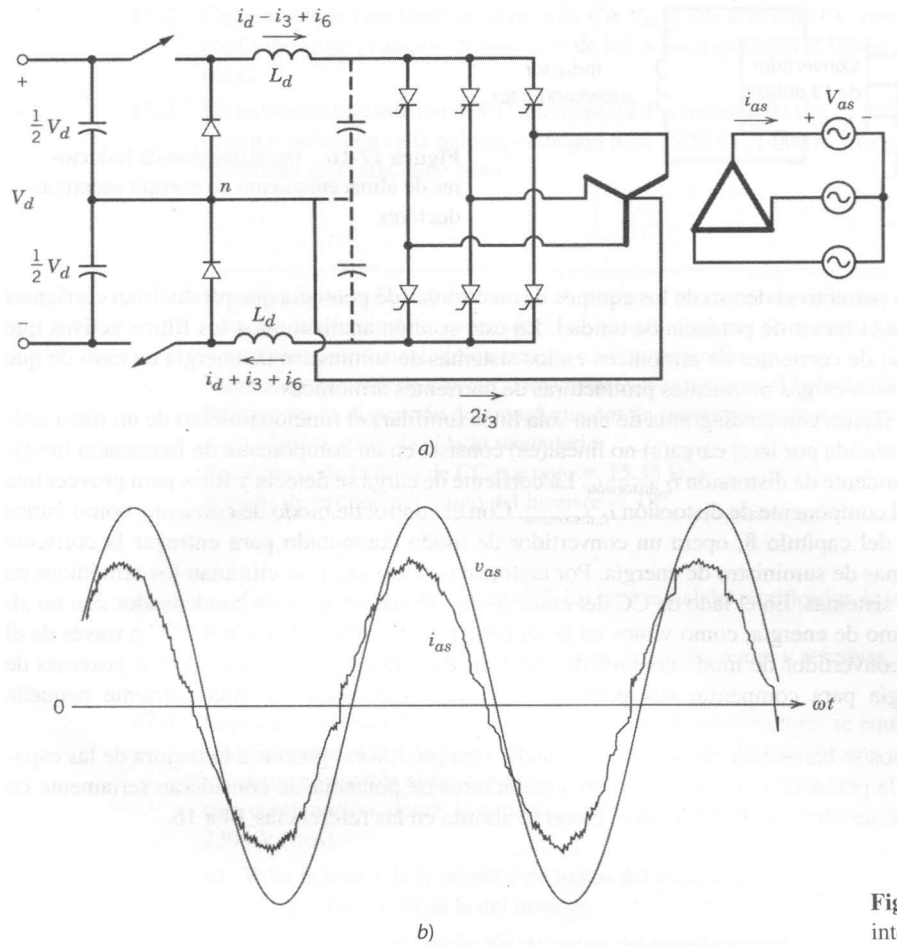


Figura 17-15 Nueva topología de la interfaz de una instalación [12].

manera de una breve explicación, es deseable operar los generadores más eficientes de los sistemas de suministro de energía (como plantas nucleares y las nuevas centrales eléctricas de carbón) con su capacidad especificada en todo momento. Sin embargo, la carga sobre estos sistemas no permanece constante con la hora del día y fluctúa con base en las condiciones climáticas. Para enfrentar la carga pico se tienen que usar generadores operados por gas o carbón, que también se llaman plantas pico, que presentan una operación cara debido al alto costo del combustible. Una alternativa es el almacenamiento de la energía eléctrica generada por las centrales eficientes durante la condición de carga baja y su realimentación a la red de los sistemas públicos en condiciones de cargas pico, para así reducir o eliminar la necesidad de plantas pico operadas por gas o carbón. La energía eléctrica se almacena en baterías o en forma de un campo magnético en un inductor superconductor. Otra opción es usar la energía eléctrica durante condiciones de carga baja para producir oxígeno por electrólisis, lo que luego se puede usar en celdas de combustible para proporcionar una salida eléctrica.

Tanto las baterías como las celdas de combustible producen una tensión de CC. Para interconectarlas a los sistemas de suministro de energía se puede usar un método similar al que se emplea para la interconexión monofásica y trifásica de arreglos fotovoltaicos.

La manera más económica de interconectar grandes inductores superconductores sería usar convertidores de 12 pulsos conmutados por la línea, como se muestra en la figura 17-16. Con el control del ángulo de retraso, la operación del convertidor puede variar en forma continua desde el modo de rectificador completo (carga) hasta el modo de inversor completo (descarga), mientras que la corriente fluye de manera continua en la misma dirección.

17-5 FILTROS ACTIVOS

El siguiente capítulo (18) trata de los problemas debidos a los componentes armónicos en la corriente de los sistemas de suministro de energía que se consume por los equipos de electrónica de potencia. También

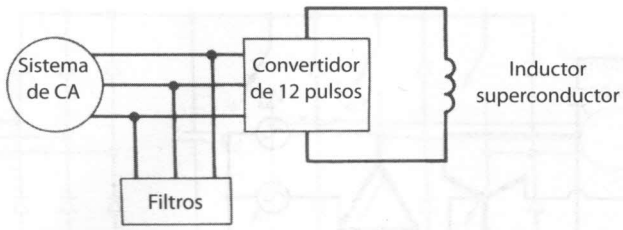


Figura 17-16 Interconexión de inductores de almacenamiento de energía superconductores.

describe las medidas correctivas dentro de los equipos de electrónica de potencia que producirían corrientes sinusoidales casi con el factor de potencia de unidad. En esta sección analizaremos los filtros activos que evitan la introducción de corrientes de armónicos en los sistemas de suministro de energía en caso de que estos sistemas alimenten cargas no lineales productoras de corrientes armónicas.

La figura 17-17 ilustra con un diagrama de una sola línea (unifilar) el funcionamiento de un filtro activo. La corriente consumida por la(s) carga(s) no lineal(es) consiste en un componente de frecuencia fundamental i_{L1} y un componente de distorsión $i_{L,\text{distorsión}}$. La corriente de carga se detecta y filtra para proveer una señal proporcional al componente de distorsión $i_{L,\text{distorsión}}$. Con el control de modo de corriente, como vimos en la sección 8-6-3 del capítulo 8, opera un convertidor de modo conmutado para entregar la corriente $i_{L,\text{distorsión}}$ a los sistemas de suministro de energía. Por tanto, en un caso ideal, se eliminan los armónicos en la corriente de estos sistemas. En el lado de CC del convertidor sólo se necesita un condensador con un almacenamiento mínimo de energía, como vimos en la sección 17-3-3, pues la tensión de CC a través de él se mantiene por el convertidor de modo conmutado que transfiere la potencia real desde los sistemas de suministro de energía para compensar sus pérdidas mediante el consumo de una corriente pequeña $i_{1,\text{pérdida}}$.

Los filtros activos se han estudiado desde hace mucho tiempo. Ahora, gracias a la mejora de las capacidades de manejo de potencia de dispositivos semiconductores de potencia, se consideran seriamente en las nuevas topologías de filtros activos híbridos, como se aborda en las referencias 14 a 16.

RESUMEN

En este capítulo analizamos las aplicaciones de sistemas de suministro de energía eléctrica de alta potencia de la electrónica de potencia, como la transmisión de HVDC, el control de VAR estático, la interconexión de fuentes de energía renovables y los sistemas de almacenamiento de energía para el nivelado de la carga de los sistemas de suministro de energía.

PROBLEMAS

17-1 Verifique las formas de onda de la corriente en la figura 17-3*a* y las expresiones dadas por las ecuaciones 17-1 a 17-3.

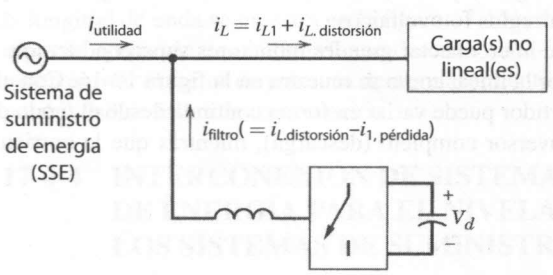


Figura 17-17 Diagrama de una sola línea (unifilar) de un filtro activo.

17-2 Con un voltaje constante de entrada de CA V_{LL} y una corriente CC constante I_d, trace el locüs en el plano de P-Q conforme varíe el ángulo de retraso α de los convertidores en la figura 17-2. Repita esto para una familia de valores I_d.

17-3 Un enlace de transmisión de CC interconecta dos sistemas de CA de 230 kV. Tiene cuatro puentes en cada terminal (dos por polo) con cada polo especificado para ±250 kV, 1 000 A. Los parámetros para cada polo del enlace de CC se indican en la siguiente tabla:

	Rectificador	*Inversor*
Relación de tensión real de circuito abierto para tensiones de línea-línea en los lados primario y secundario de transformadores de convertidores; tensión secundaria dividida entre la tensión primaria	0.468	0.435
Número de puentes de convertidores trifásicos en serie en el lado de CC	2	2
Reactancia de dispersión del transformador de convertidores por puentes en ohmios, dirigida al lado secundario	16.28	14.27
Resistencia de la línea de CC por polo = 15.35 Ω		
Ángulo de extinción mínimo del inversor = 18°		

En este sistema, $\gamma_I = \gamma_{I\text{mín}} = 18°$. En la terminal del rectificador, la tensión es lo más cercano posible a 250 kV. $I_d = 1\,000$ A.

Calcule todas las corrientes, tensiones, potencias reales y reactivas, así como los ángulos en cada extremo del enlace de CC.

17-4 Repita el problema 17-3 si cada transformador de convertidores se equipa con un cambiador de tomas. Ahora es posible operar el rectificador con un ángulo de disparo lo más cercano posible a 18°, mientras el inversor opera lo más cercano posible al ángulo de extinción mínimo de 18° (pero con $\gamma_I \geq 18°$). La información de la toma se indica a continuación, donde la tensión primaria nominal de línea-línea para cada transformador de convertidores es 230 kV (rms).

a) Valor máximo de la relación de tomas del transformador de convertidores por unidad: 1.15 en la terminal del rectificador y 1.10 en la del inversor

b) Valor mínimo de la relación de tomas del transformador de convertidores por unidad: 0.95 en la terminal del rectificador y 0.90 en la del inversor

c) Paso de la toma del transformador de convertidores por unidad: 0.0125 en ambas terminales

17-5 La tensión nominal de línea-línea de un bus en un sistema de CA trifásico es 230 kV (rms) cuando alimenta una carga inductiva trifásica de $P + jQ = 1\,500$ MW + $i750$ Mvar.

La impedancia del sistema de CA por fase Z_s vista por el bus se aproxima hasta ser puramente inductiva con $Z_s = j5.0\ \Omega$.

a) Calcule el cambio de porcentaje en la magnitud de tensión del bus con un incremento de 10% en P.

b) Calcule el cambio de porcentaje en la magnitud de tensión del bus con un incremento de 10% en Q.

17-6 Un arreglo híbrido de un TCI y un TSC se conecta en el bus de CA en el problema 17-5. El TCI puede consumir un máximo de 50 Mvars por fase, mientras que el TSC consiste en bancos de cuatro capacitores, cada uno con una especificación por fase de 50 Mvars. Mantenga la tensión del bus de CA en su valor nominal con un incremento de 10% en Q en el problema 17-5*b* y calcule el número de bancos de capacitores que se debe conectar, el ángulo de retraso α con el cual debe operar el TCI y la inductancia efectiva por fase del TCI.

17-7 Deduzca la ecuación 17-13.

17-8 Deduzca la ecuación 17-22.

REFERENCIAS

NUEVAS APLICACIONES

1. "Power Electronics in Power Systems: Analysis and Simulation Using EMPT", apuntes de curso, Universidad de Minnesota.

TRANSMISIÓN POR HVDC

2. E. W. Kimbark, *Direct Current Transmission*, vol. I, Wiley-Interscience, Nueva York, 1971.
3. C. Adamson y N. G. Hingorani, *High Voltage Direct Current Transmission*, Garraway, Londres, 1960, disponible en University Microfilms, Ann Arbor, Michigan.

CONTROL DE VAR ESTÁTICO: TCI Y TSC

4. L. Gyugyi y W. P. Matty, "Static VAR Generator with Minimum No Load Losses for Transmission Line Compensation", *Proceedings of the 1979 American Power Conference*.
5. T. J. E. Miller (comp.), *Reactive Power Control in Electric Systems*, Wiley-Interscience, Nueva York, 1982.
6. L. Gyugyi y E. R. Taylor, "Characteristic of Static, Thyristor-controlled Shunt Compensators for Power Transmission System Applications", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, núm. 5, septiembre/octubre de 1980, pp. 1795-1804.

CONTROL DE VAR ESTÁTICO: ALMACENAMIENTO MÍNIMO DE ENERGÍA

7. Y. Sumi *et al.*, "New Static Var Control using Force-commutated Inverters", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-100, núm. 9, septiembre de 1981, pp. 4216-4224.
8. H. Akagi, Y. Kanazawa y A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, núm. 3, mayo/junio de 1984, pp. 625-630.

INTERCONEXIÓN DE ARREGLOS FOTOVOLTAICOS

9. R. L. Steigerwald, A. Ferraro y F. G. Turnbull, "Application of Power Transistors to Residential and Intermediate Rating Photovoltaic Array Power Conditioners", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, núm. 2, marzo/abril de 1983, pp. 254-267.
10. R. L. Steigerwald, A. Ferraro y R. E. Tompkins, "Final Report—Investigation of a Family of Power Conditioners Integrated into Utility Grid—Residential Power Level", DOE Contract DE-AC02-80ET29310, Sandia National Lab., reporte núm. SAND81-7031, 1981.
11. K. Tsukamoto y K. Tanaka, "Photovolyaic Power System Interconnected with Utility", *1986 Proceedings of the American Power Conference*, 1986, pp. 276-281.

NUEVA TOPOLOGÍA, INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

12. R. Naik y N. Mohan, "A Novel Grid Interface for Photovoltaic, Wind-Electric, and Fuel-Cell Systems with a Controllable Power Factor", *IEEE-APEC'95*, pp. 995-998.

ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA SUPERCONDUCTORA

13. H. A. Peterson, N. Mohan y R. W. Bloom, "Superconductive Energy Storage Inductor-Converter Units for Power Systems", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 94, núm. 4, julio/agosto de 1975, pp. 1337-1348.

FILTROS ACTIVOS

14. M. Rastogi, N. Mohan y A-A Edris, "Filtering of Harmonic Currents and Damping of Resonances in Power Systems with a Hybrid-Active Filter", *IEEE-APEC'95*, pp. 607-612.
15. G. Kamath, N. Mohan y V. Albertson, "Hardware Implementation of a Novel Reduced VA Rating Filter for Nonlinear Loads in 3-Phase, 4-wire Systems", *IEEE-APEC'95*, pp. 984-989.
16. C. Quinn, N. Mohan y H. Mehta, "A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase, Four-Wire Systems", *IEEE-APEC'93*.

CAPÍTULO 18

OPTIMIZACIÓN DE LA INTERFAZ DE LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA CON SISTEMAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

18-1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 11 analizamos varias perturbaciones de líneas de potencia y los convertidores de electrónica de potencia que operan como reguladores de corriente y fuentes de alimentación ininterrumpida, para impedir que estas perturbaciones de líneas de potencia detengan la operación de cargas críticas, como computadoras para el control de procesos importantes, equipos médicos, etc. Sin embargo, como vimos en los capítulos anteriores, todos los convertidores de electrónica de potencia (incluso los que protegen cargas críticas) se suman a las perturbaciones inherentes de líneas de potencia mediante la distorsión de la forma de onda de los sistemas de suministro de energía, debido a corrientes armónicas inyectadas en la red pública y por producir EMI. Para ilustrar los problemas debidos a las corrientes armónicas i_h en la corriente de entrada i_s de una carga de electrónica de potencia, consideremos el sencillo diagrama de bloques de la figura 18-1. Debido a la impedancia interna finita (no cero) de la fuente de los sistemas de suministro de energía, que sólo se representa por L_s en la figura 18-1, se distorsiona la forma de onda de la tensión en el punto de acoplamiento común a las demás cargas, lo que puede causar su avería. Además de la distorsión de la forma de onda de la tensión, algunos problemas debidos a las corrientes armónicas son los siguientes: calentamiento adicional y posibles sobretensiones (debido a las condiciones de resonancia) en los equipos de distribución y transmisión de los sistemas de suministro de energía, errores en la medición y avería de relés de estos sistemas, interferencia con señales de comunicación y control, etc. Además de estos problemas, los convertidores que vimos en el capítulo 6 causan muescas en la forma de onda de la tensión de los sistemas de suministro de energía y muchos consumen potencia con un factor de potencia de desplazamiento muy bajo, lo que produce un factor de potencia de operación muy deficiente.

El análisis anterior muestra que la proliferación de sistemas de electrónica de potencia y cargas tiene el potencial de un impacto negativo significativo en los mismos sistemas de suministro de energía y en sus

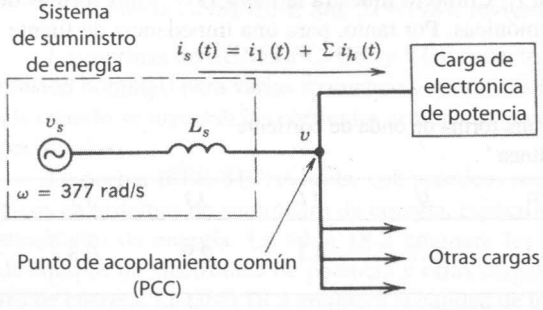


Figura 18-1 Interfaz del sistema de suministro de energía.

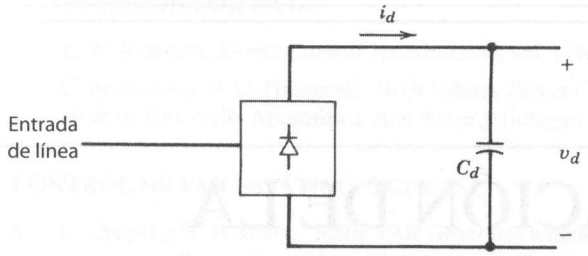


Figura 18-2 Puente de rectificador por diodos.

clientes. Una forma de reducir este impacto es filtrar las corrientes armónicas y el EMI producido por las cargas de electrónica de potencia, como explicamos en la sección 17-5 del capítulo anterior. Una alternativa, pese a un pequeño aumento del costo inicial, es diseñar equipos de electrónica de potencia de modo que se impida o minimice la generación de corrientes armónicas y el EMI desde el principio. En este capítulo abordaremos las preocupaciones acerca de la interfaz de los sistemas de suministro de energía y el diseño de equipos de electrónica de potencia para eliminarlas.

18-2 GENERACIÓN DE ARMÓNICOS DE LA CORRIENTE

En la mayoría de los equipos de electrónica de potencia, como fuentes de alimentación de CC de modo conmutado, fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS) y accionamientos por motores de CA y CC, se usan convertidores de CA a CC como interfaz con la fuente de tensión de los sistemas de suministro de energía. Por lo común se usa un rectificador de diodos de frecuencia de línea, como se muestra en la figura 18-2, para convertir la CA de frecuencia de línea en CC. La salida del rectificador es una tensión de CC cuya magnitud media V_d no está controlada. Con un gran condensador filtrante en la salida del rectificador se reduce el rizado en la tensión de CC v_d. La tensión de CC v_d y la corriente de CC i_d son unipolares y unidireccionales, respectivamente. Por tanto, el flujo de potencia siempre va desde la entrada de CA del sistema de suministro de energía hacia el lado de CC. Analizamos en detalle estos rectificadores de frecuencia de línea con un condensador filtrante en el lado de CC en el capítulo 5.

Una clase de sistemas de electrónica de potencia utiliza estos convertidores de línea de frecuencia controlados por tiristores como interfaz con el sistema de suministro de energía. En estos convertidores, que explicamos en detalle en el capítulo 6, son controlables la magnitud y polaridad de la tensión de CC de salida media V_d, pero la corriente CC i_d permanece unidireccional. Debido a la polaridad reversible de la tensión de CC, el flujo de potencia a través de estos convertidores es reversible. Como señalamos en el capítulo 6, la tendencia es usar estos convertidores sólo en niveles de potencia muy alta, por ejemplo, en sistemas de transmisión de CC de alta tensión. Debido a los niveles de potencia tan altos, las técnicas para filtrar los armónicos de la corriente y mejorar el factor de potencia son muy diferentes en estos convertidores, como analizamos en el capítulo 17, de las técnicas que se emplean para los rectificadores por diodos de frecuencia de línea. En la panorámica que presentamos en este capítulo, por ende, sólo se consideran los rectificadores por diodos, donde la tensión V_d permanece en esencia constante.

Los rectificadores por diodos se usan para conectarse en interfaz con las tensiones de los sistemas de suministro de energía tanto monofásicas como trifásicas. Presentamos las formas de onda normales de CA con filtrado mínimo en el capítulo 5. Los armónicos normales en una forma de onda de corriente de entrada monofásica se encuentran en la lista de la tabla 18-1, donde las corrientes armónicas I_h se expresan como la relación de la corriente fundamental I_1. Como lo muestra la tabla 18-1, estas formas de onda de corriente consisten en grandes magnitudes armónicas. Por tanto, para una impedancia de fuente finita e interna por

Tabla 18-1 Armónicos normales en una forma de onda de corriente de entrada monofásica sin filtrado de línea

h	3	5	7	9	11	13	15	17
$\left(\frac{I_h}{I_1}\right)\%$	73.2	36.6	8.1	5.7	4.1	2.9	0.8	0.4

fase L_s, es sustancial la distorsión de la corriente en el punto de acoplamiento común en la figura 18-1. Entre más alta sea la inductancia de fuente interna L_s, más grande será la distorsión de la tensión.

18-3 ARMÓNICOS DE CORRIENTE Y FACTOR DE POTENCIA

Como analizamos en el capítulo 3, el factor de potencia PF con el cual opera el equipo es producto de la relación de corriente I_1/I_s y el factor de potencia de desplazamiento DPF:

$$\text{PF} = \frac{\text{potencia}}{\text{voltios-amperios}} = \frac{I_1}{I_s} \cdot \text{DPF} \tag{18-1}$$

En la ecuación 18-1, el factor de potencia de desplazamiento es igual al coseno del ángulo ϕ_1 por el cual se desplaza el componente de frecuencia fundamental en la forma de onda de la corriente respecto de la forma de onda de la tensión de entrada. La relación de corriente I_1/I_s en la ecuación 18-1 es la relación entre el valor rms del componente de la corriente de frecuencia fundamental y el valor rms de la corriente total. El factor de potencia indica el grado de efectividad con que el equipo consume potencia del sistema de suministro de energía; con un factor de potencia bajo de operación para una tensión y nivel de potencia dados, la corriente consumida por el equipo es grande y, por tanto, requiere especificaciones aumentadas de voltios-amperios de los equipos del sistema de suministro de energía, como transformadores, líneas de transmisión y generadores. Los fabricantes de equipos residenciales y de oficina reconocieron la importancia del factor de potencia alto para su propio beneficio, a fin de maximizar la potencia disponible desde el enchufe en la pared. Por ejemplo, desde un circuito eléctrico de 120 V, 15 A en un edificio, la máxima potencia disponible es 1.8 kW, siempre que el factor de potencia sea una unidad. La máxima potencia que se puede consumir sin exceder el límite de 15 A disminuye con la reducción del factor de potencia. Los argumentos anteriores indican la responsabilidad y deseabilidad por parte de los fabricantes y usuarios de equipos de diseñar equipos de electrónica de potencia con un alto factor de potencia de operación. Esto requiere que el factor de potencia de desplazamiento sea alto en la ecuación 18-1. Además, los armónicos de la corriente deben ser bajos para producir una alta relación de corriente I_1/I_s en la ecuación 18-1.

18-4 NORMAS DE ARMÓNICOS Y PRÁCTICAS RECOMENDADAS

En vista de la proliferación de los equipos de electrónica de potencia conectados al sistema de suministro de energía, varias organizaciones nacionales e internacionales consideran límites sobre la inyección de corrientes armónicas para mantener una buena calidad de potencia. En consecuencia, se establecieron varias normas y lineamientos que especifican límites sobre las magnitudes de corrientes armónicas y la distorsión por tensiones armónicas en varias frecuencias armónicas, algunas de las cuales son las siguientes:

1. EN 50 006. "Limitación de perturbaciones en redes de suministro de energía causadas por aplicaciones domésticas y similares con dispositivos electrónicos", norma europea del Comité Européen de Normalisation Electrotechnique, CENELEC.
2. IEC Norma 555-3, de la Comisión Eléctrica Internacional.
3. Normas alemanas VDE 0838 para aparatos electrodomésticos, VDE 0160 para convertidores y VDE 0712 para balastros de lámparas fluorescentes.
4. *IEEE Guía para el control de armónicos y compensación reactiva de convertidores de potencia estática*, ANSI/IEEE Std. 519-1981, revisada en 1992 a 519-1992.

Las normas de CENELEC, IEC y VDE especifican los límites de las tensiones (como porcentaje de la tensión nominal) para varias frecuencias armónicas de la frecuencia de los sistemas de suministro de energía cuando se inyectan las corrientes armónicas generadas por los equipos en una red con impedancias especificadas.

La norma IEEE-519 revisada, con prácticas recomendadas y requerimientos para el control de armónicos en sistemas de suministro de energía, especifica requerimientos para el usuario y para el sistema de suministro de energía. La tabla 18-2 enumera los límites para las corrientes armónicas que el usuario de equipos de electrónica de potencia y otras cargas no lineales puede inyectar en el sistema de suministro de energía. La tabla 18-3 enumera la calidad de tensión que estos sistemas deben suministrar al usuario.

Tabla 18-2 Distorsión de corriente armónica (I_h/I_1)

	Orden de armónicos impares h (%)					*Distorsión armónica*
I_{SC}/I_I	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	*total (%)*
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1 000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1 000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Nota: Límites de corrientes armónicas para cargas no lineales conectadas a un sistema de suministro de energía en el punto de acoplamiento común (PCC) con otras cargas en tensiones de 2.4 – 69 kV. I_{sc} es la máxima corriente de cortocircuito en PCC. I_1 es la máxima corriente de carga de frecuencia fundamental en PCC. Los armónicos pares están limitados a 25% de los límites de los armónicos impares de la lista.

Fuente: Referencia 1.

Un sistema de suministro de energía debe ser capaz de suministrar la tensión que se indica en la tabla 18-3, siempre y cuando las corrientes armónicas que los usuarios inyectan en un alimentador de distribución estén limitadas de acuerdo con la tabla 18-2. Las tablas 18-2 y 18-3 presentan un alcance muy amplio y son aplicables para rangos amplios de tensión y potencia. Se dirigen sobre todo a sistemas trifásicos, pero también sirven como guía para limitar la distorsión en sistemas monofásicos.

Explicaremos más adelante la justificación principal para los límites de armónicos especificados en la tabla 18-2. La distorsión de tensión en el punto de acoplamiento común (PCC) en la figura 18-1, depende de la impedancia interna de la fuente de CA y las magnitudes de los armónicos de corriente que se inyecten. En la práctica, la impedancia interna de la fuente es muy inductiva y por tanto se representa por L_s en la figura 18-1. Con un armónico h de la frecuencia de línea ω, la tensión armónica rms en PCC es

$$V_h = (h\omega L_s)I_h \tag{18-2}$$

donde I_h es la corriente armónica h inyectada a la fuente de CA.

La inductancia interna L_s en la ecuación 18-2 se especifica a menudo en términos de la corriente de cortocircuito I_{sc} en el PCC. Sobre una base por fase, I_{sc} es la corriente rms por fase suministrada por la fuente de CA a la falla si las tres fases se ponen en cortocircuito a tierra en el PCC:

$$I_{sc} = \frac{V_s}{\omega L_s} \tag{18-3}$$

donde V_s es el valor rms de la tensión interna por fase de la fuente de CA, que se supone sinusoidal. Un gran I_{sc} representa una gran capacidad del sistema de CA en el PCC. Según las ecuaciones 18-2 y 18-3, la tensión armónica se expresa como relación de la tensión nominal del sistema V_s en porcentaje

$$\%V_h = \frac{V_h}{V_s} \times 100 = h\frac{I_h}{I_{sc}} \times 100 \tag{18-4}$$

Si I_1 es el componente de frecuencia de línea de la corriente consumida por la carga de electrónica de potencia, al dividir I_h e I_{sc} en la ecuación 18-4 entre I_1 tenemos

$$\%V_h = h\frac{I_h/I_1}{I_{sc}/I_1} \times 100 \tag{18-5}$$

Tabla 18-3 Límites de tensión armónica (V_h/V_1) (%) para productores de potencia (sistemas de suministro de energía o cogeneradores)

	2.3 – 69 kV	*69 – 138 kV*	*> 138 KV*
Máximo para armónicos individuales	3.0	1.5	1.0
Distorsión armónica total	5.0	2.5	1.5

Nota: Esta tabla enumera la calidad de la tensión que el productor de potencia está obligado a suministrar a un usuario. Se basa en el nivel de tensión que se suministra al usuario.

Fuente: Referencia 1.

En la ecuación 18-5, I_{sc}/I_1 representa la capacidad del sistema de suministro de energía respecto de los voltios-amperios de frecuencia fundamental de la carga. La ecuación 18-5 muestra que, para un porcentaje aceptable de distorsión de tensión armónica, la relación de corriente armónica I_h/I_1 puede ser mayor (aunque no en proporción lineal) para una relación I_{sc}/I_1 mayor en la tabla 18-2. Además, debido a que la impedancia interna del sistema de CA es sobre todo inductiva, la distorsión de tensión armónica en la ecuación 18-5 es proporcional al orden armónico h. Por tanto, la relación de corriente armónica máxima permisible I_h/I_1 disminuye (aunque no en forma lineal) con el valor creciente de h, como se muestra en la tabla 18-2. Como en el capítulo 5, la distorsión armónica total (THD) en la corriente de entrada se define como

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \tag{18-6}$$

La distorsión total de armónicos de corriente permitida en la tabla 18-2 aumenta con I_{sc}/I_1. Se debe notar que existen otros factores, como pérdidas mayores con frecuencias mayores, que también contribuyen a los límites permitidos en la tabla 18-2.

El THD en la tensión se calcula de manera similar a la ecuación 18-6. La tabla 18-3 especifica los armónicos individuales y los límites de THD sobre la tensión que el sistema de suministro de energía provee al usuario en el PCC.

18-5 NECESIDAD DE MEJORES INTERFACES CON LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

Debido al gran contenido de armónicos, como indica la tabla 18-2, los rectificadores de diodos normales para la conexión en interfaz de equipos de electrónica de potencia con el sistema de suministro de energía pueden exceder los límites de armónicos de corriente individuales y THD que se especifican en la tabla 18-2. Además del efecto sobre la calidad de la línea de energía, la forma de onda deficiente de la corriente de entrada también afecta a los equipos de electrónica de potencia en las siguientes formas:

- La potencia disponible de los enchufes de pared se reduce más o menos dos terceras partes.
- El condensador filtrante del lado de CC en la figura 18-2 se carga demasiado debido a grandes corrientes de pulsos pico.
- Las pérdidas en los diodos del puente de rectificadores son más altas debido a una caída de tensión directa dependiente de la corriente a través de los diodos.
- Los componentes en el filtro EMI en la entrada del puente de rectificadores se deben diseñar para corrientes de impulsos pico más altas.
- Si se usa un transformador de frecuencia de línea en la entrada debe ser con especificaciones muy estrictas.

En vista de estas desventajas, analizaremos algunas opciones para mejorar las formas de onda de la corriente de entrada, junto con sus correspondientes puntos favorables y desfavorables.

18-6 INTERFAZ MONOFÁSICA MEJORADA CON LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

Veremos varias opciones para mejorar la interfaz monofásica de equipos de electrónica de potencia al sistema de suministro de energía.

18-6-1 CIRCUITOS PASIVOS

Se usan inductores y condensadores junto con el puente de rectificador de diodos para mejorar la forma de onda de la corriente consumida de la red pública. La manera más sencilla es agregar un inductor en el lado de CA del puente del rectificador de la figura 18-2. Este inductor adicional permite un mayor valor

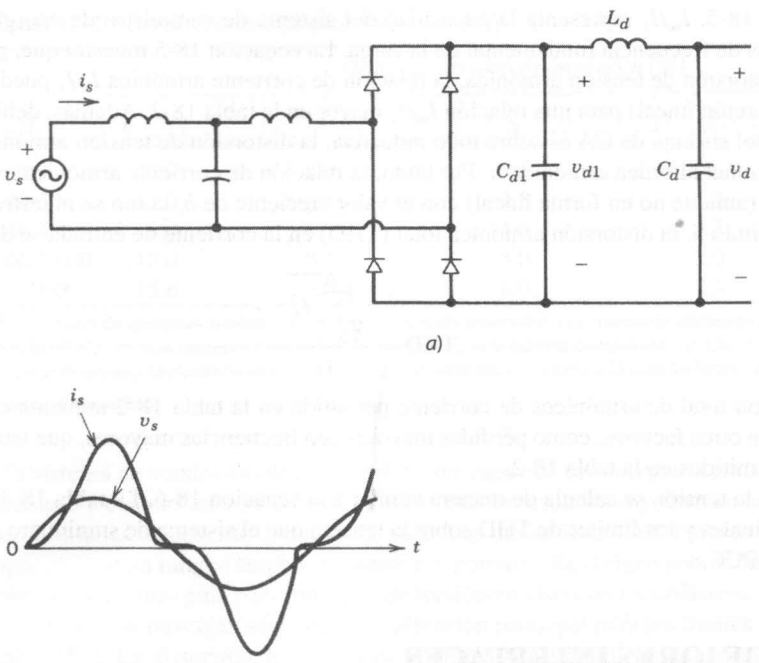


Figura 18-3 Filtros pasivos para mejorar la forma de onda i_s: *a*) arreglo de un filtro pasivo; *b*) forma de onda de la corriente.

efectivo de la inductancia L_s del lado de CA, lo que mejora al factor de potencia y reduce los armónicos, como se muestra en la figura 5-18, del capítulo 5. El efecto de agregar un inductor se resume de la siguiente manera:

- Debido a una mejor forma de onda de la corriente, el factor de potencia pasa de ser muy deficiente a aceptable.
- La tensión de salida V_d depende de la carga de salida y es sustancialmente (~10%) más baja en comparación con el caso sin inductor.
- La inductancia y C_d juntos en la figura 18-2 forman un filtro de pasa bajas, y por tanto es menor el rizado de pico a pico en la tensión de salida rectificada v_d.
- La eficiencia de energía total permanece en esencia igual; hay pérdidas adicionales en el inductor, pero son menores las pérdidas de conducción en los diodos.

Es posible mejorar la forma de onda de la corriente de entrada (figura 18-3*b*) aún más con un arreglo de circuito, como se muestra en la figura 18-3*a*. En la figura 18-3*a*, C_{d1} directamente a través del puente del rectificador es pequeño en relación con C_d. Esto permite un mayor rizado en v_{d1}, pero produce una mejor forma de onda de i_s. El rizado en v_{d1} se filtra por el filtro de paso bajo que consiste en L_d y C_d. Las desventajas obvias de este tipo de arreglo son costos, tamaño, pérdidas y la dependencia significativa del promedio de la tensión de CA V_d de la potencia consumida por la carga.

18-6-2 MODULADO ACTIVO DE LA CORRIENTE DE LÍNEA DE ENTRADA

Cuando se usa un convertidor electrónico de potencia para modular la corriente, como se muestra en la figura 18-4*a*, es posible modular la corriente de entrada consumida por el puente del rectificador para que sea sinusoidal y esté en fase con la tensión de entrada. La selección del convertidor de electrónica de potencia se basa en las siguientes consideraciones:

- Por lo general, el aislamiento eléctrico entre la entrada del sistema de suministro de energía no se necesita (por ejemplo, en motores de CA y CC) o se proporciona en la segunda fase del convertidor, como en los suministros de potencia de CC de modo conmutado.
- En la mayoría de las aplicaciones es aceptable, y en muchos casos deseable, estabilizar un poco la tensión de CC V_d si es excesivo el pico del máximo de la tensión de CC de entrada.

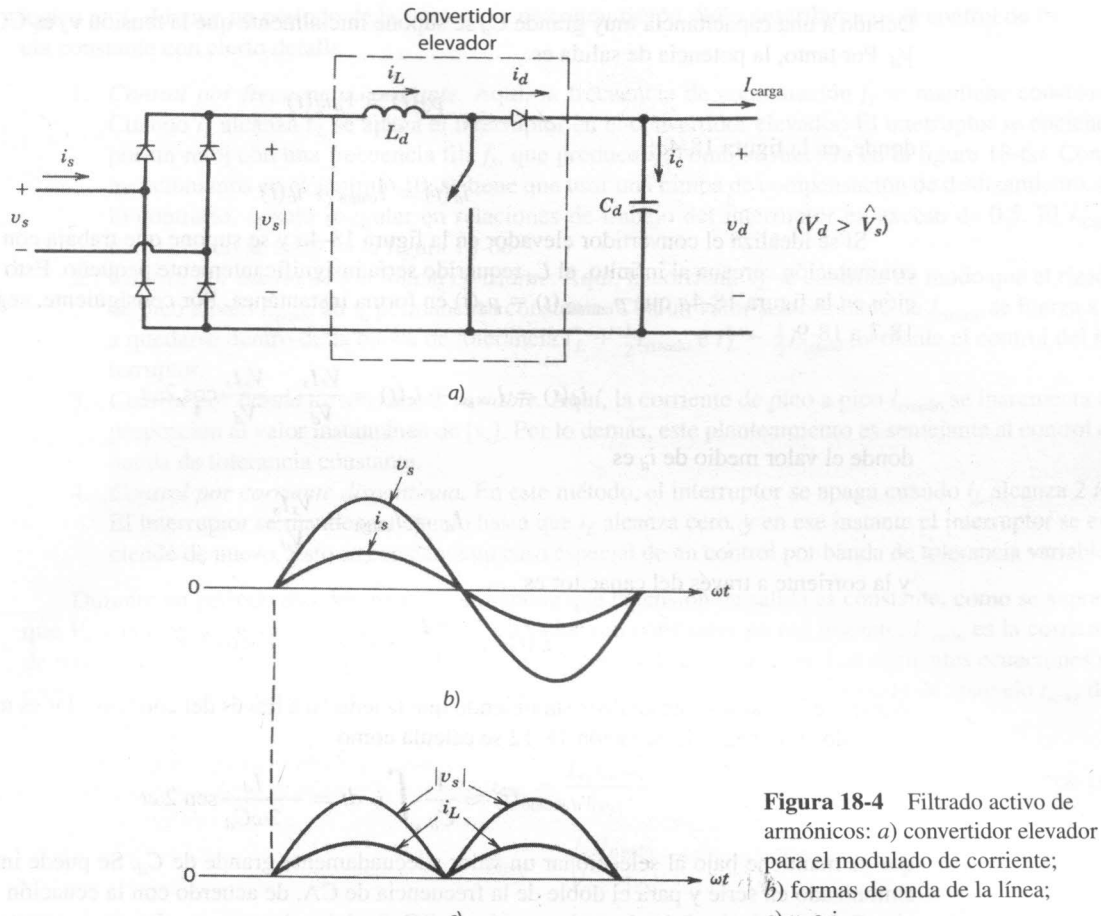


Figura 18-4 Filtrado activo de armónicos: *a*) convertidor elevador para el modulado de corriente; *b*) formas de onda de la línea; *c*) v_s e i_L.

- Idealmente, la corriente de entrada consumida debe estar en un factor unidad, de modo que la interfaz de electrónica de potencia emule un reóstato suministrado por el sistema de suministro de energía. Esto también implica que el flujo de potencia siempre sea unidireccional, desde el sistema de suministro de energía hacia el equipo de electrónica de potencia.
- El costo, pérdidas de potencia y tamaño del circuito de modelado de la corriente deben ser lo más bajo posible.

A partir de estas consideraciones queda descartado un aislamiento por transformador de línea de frecuencia. También es aceptable tener $V_d > \hat{V}_s$, donde $\hat{V}_s$ es el pico de la tensión de CA de entrada. Por consiguiente, la opción obvia para el circuito de modelado de la corriente es un convertidor elevador CC-CC, parecido al que vimos en el capítulo 7. Este convertidor se muestra en la figura 18-4*a*, donde C_d minimiza el rizado en v_d y así se cumple con los requerimientos de almacenamiento de energía del sistema de electrónica de potencia. Como en el capítulo 5, una corriente CC I_{carga} representa la potencia alimentada al resto del sistema (el componente de alta frecuencia en la corriente de salida se filtra de manera eficaz por C_d). Por razones de sencillez, la inductancia interna L_s del sistema de suministro de energía no se incluye en la figura 18-4*a*.

El principio básico de operación es sencillo. En la entrada del sistema de suministro de energía se desea que la corriente i_s sea sinusoidal y esté en fase con v_s, como se muestra en la figura 18-4*b*. Así, en la salida del rectificador de puente completo en la figura 18-4*a*, i_L y $[v_s]$ tienen la misma forma de onda que la que se muestra en la figura 18-4*c*. En la práctica, las pérdidas de potencia en el puente del rectificador y el convertidor elevador de CC-CC son muy pequeñas; las ignoraremos en el siguiente análisis teórico. Según las formas de onda de la figura 18-4*b*, donde $\hat{V}_s = \sqrt{2}\ V_s$ e $\hat{I}_s = \sqrt{2}\ I_s$, la potencia de entrada $p_{entrada}(t)$ de la fuente de CA es

$$p_{ent}(t) = \hat{V}_s|\text{sen } \omega t|\hat{I}_s|\text{sen } \omega t| = V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega t \qquad (18\text{-}7)$$

Debido a una capacitancia muy grande C_d se supone inicialmente que la tensión v_d es CC, es decir, $v_d(t) = V_d$. Por tanto, la potencia de salida es

$$p_d(t) = V_d i_d(t) \tag{18-8}$$

donde, en la figura 18-4*a*,

$$i_d(t) = I_{\text{carga}} + i_c(t) \tag{18-9}$$

Si se idealiza el convertidor elevador en la figura 18-4*a* y se supone que trabaja con una frecuencia de conmutación cercana al infinito, el L_d requerido sería insignificantemente pequeño. Esto permite la suposición en la figura 18-4*a* que $p_{\text{entrada}}(t) = p_d(t)$ en forma instantánea. Por consiguiente, según las ecuaciones 18-7 a 18-9,

$$i_d(t) = I_{\text{carga}} + i_c(t) = \frac{V_s I_s}{V_d} - \frac{V_s I_s}{V_d}\cos 2\omega t \tag{18-10}$$

donde el valor medio de i_d es

$$I_d = I_{\text{carga}} = \frac{V_s I_s}{V_d} \tag{18-11}$$

y la corriente a través del capacitor es

$$i_c(t) = -\frac{V_s I_s}{V_d}\cos 2\omega t = -I_d \cos 2\omega t \tag{18-12}$$

Aunque efectuamos este análisis suponiendo que la tensión a través del condensador es una CC sin rizados, el rizado en v_d según la ecuación 18-12 se calcula como

$$v_{d,\text{rizado}}(t) \approx \frac{1}{C_d}\int i_c\, dt = -\frac{I_d}{2\omega C_d}\operatorname{sen} 2\omega t \tag{18-13}$$

que se mantiene bajo al seleccionar un valor adecuadamente grande de C_d. Se puede insertar un filtro *LC* sintonizado en serie y para el doble de la frecuencia de CA, de acuerdo con la ecuación 18-12, en paralelo con C_d para reducir el rizado en la tensión de CC. Se debe observar que los componentes de frecuencia de conmutación de las corrientes en i_d y los componentes de alta frecuencia en la corriente de la carga también fluyen a través de C_d.

Debido a que se tiene que modular la corriente de entrada al convertidor elevador, éste opera en modo regulado por la corriente, como vimos en el capítulo 8 en relación con los inversores de CC a CA. El control de realimentación se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 18-5, donde i_L^* es la referencia o el valor deseado de la corriente i_L en la figura 18-4*a*. Aquí, i_L^* tiene la misma forma de onda que $|v_s|$. La amplitud de i_L^* debe ser tal que mantenga la tensión de salida en el nivel deseado o de referencia V_d^*, a pesar de la variación en la carga y la fluctuación de la tensión de línea desde su valor nominal. La forma de onda de i_L^* en la figura 18-5 se obtiene al medir $[v_s]$ en la figura 18-4*a* por medio de un divisor de potencial resistivo y multiplicarlo por el error amplificado entre el valor de referencia V_d^* y el valor real medido de V_d. La corriente real i_L se detecta usualmente por la medición de la tensión a través de un pequeño reóstato insertado en la ruta de regreso de i_L. El estatus del interruptor en el convertidor elevador se controla al comparar la corriente real i_L con i_L^*.

Una vez que i_L^* e i_L en la figura 18-5 estén disponibles, hay varias maneras de aplicar el control por modo de corriente del convertidor elevador. Vimos algunas de ellas en relación con el control del modo de corriente de fuentes de alimentación de CC de modo conmutable en el capítulo 10. A continuación analizaremos cuatro de estos modos de control donde f_s es la frecuencia de conmutación e I_{rizado} es el rizado de pico

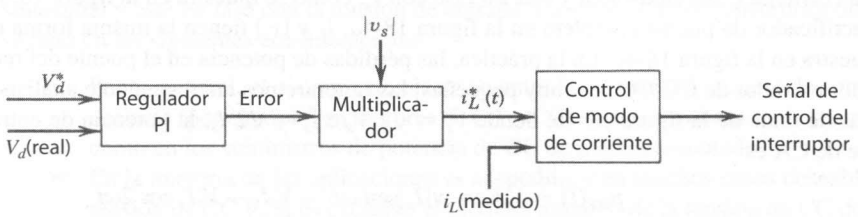


Figura 18-5 Diagrama de bloques de control.

a pico en i_L durante un periodo de la frecuencia de conmutación. Sólo describiremos el control de frecuencia constante con cierto detalle.

1. *Control por frecuencia constante.* Aquí, la frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante. Cuando i_L alcanza i_L^* se apaga el interruptor en el convertidor elevador. El interruptor se enciende por un reloj con una frecuencia fija f_s, que produce i_L, como se muestra en la figura 18-6*a*. Como mencionamos en el capítulo 10, se tiene que usar una rampa de compensación de deslizamiento, de lo contrario, i_L será irregular en relaciones de trabajo del interruptor en exceso de 0.5. El I_{rizado} normalizado se traza en la figura 18-6*b*.
2. *Control por banda de tolerancia constante.* Aquí, la corriente i_L se controla de modo que el rizado de pico a pico I_{rizado} en i_L permanezca constante. Con un valor seleccionado de I_{rizado} se fuerza a i_L a quedarse dentro de la banda de tolerancia $i_L^* + \frac{1}{2}I_{\text{rizado}}$ e $i_L^* - \frac{1}{2}I_{\text{rizado}}$ mediante el control del interruptor.
3. *Control por banda de tolerancia variable.* Aquí, la corriente de pico a pico I_{rizado} se incrementa en proporción al valor instantáneo de $[v_s]$. Por lo demás, este planteamiento es semejante al control de banda de tolerancia constante.
4. *Control por corriente discontinua.* En este método, el interruptor se apaga cuando i_L alcanza 2 i_L^*. El interruptor se mantiene alejando hasta que i_L alcanza cero, y en ese instante el interruptor se enciende de nuevo. Esto se considera un caso especial de un control por banda de tolerancia variable.

Durante un periodo de conmutación, se supone que la tensión de salida es constante, como se supone que V_d y la tensión de entrada al convertidor elevador son constantes en ese instante; I_{rizado} es la corriente de rizado de pico a pico durante un periodo de la frecuencia de conmutación. Las siguientes ecuaciones se escriben a partir de la figura 18-4*a* durante el intervalo de encendido t_{enc} y el intervalo de apagado t_{apag} del interruptor:

$$t_{\text{enc}} = \frac{L_d I_{\text{rizado}}}{|v_s|} \tag{18-14}$$

$$t_{\text{apag}} = \frac{L_d I_{\text{rizado}}}{V_d - |v_s|} \tag{18-15}$$

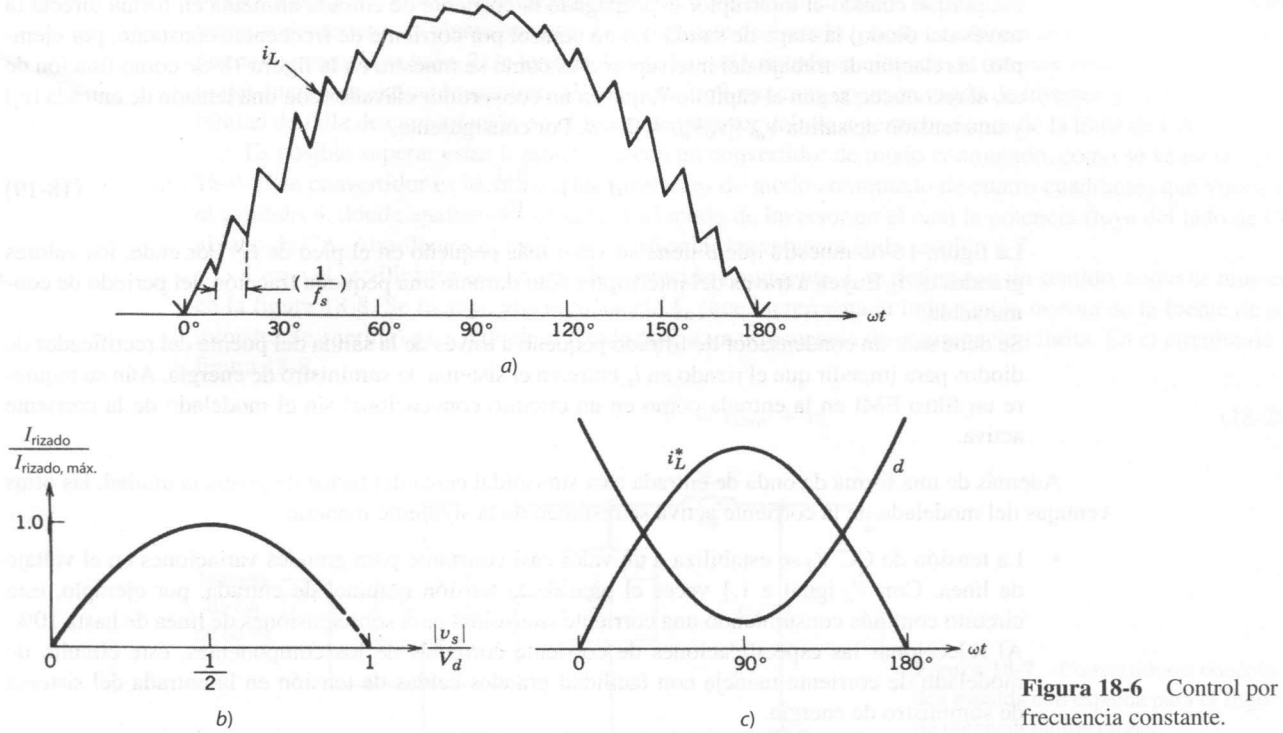


Figura 18-6 Control por frecuencia constante.

donde se da la frecuencia de conmutación f_s como

$$f_s = \frac{1}{t_{enc} + t_{apag}} = \frac{(V_d - |v_s|)|v_s|}{L_d I_{rizado} V_d} \tag{18-16}$$

En el *método de control por frecuencia constante*, f_s en la ecuación 18-16 es constante, y por tanto

$$I_{rizado} = \frac{(V_d - |v_s|)|v_s|}{f_s L_d V_d} \tag{18-17}$$

La figura 18-6*b* muestra el trazado de I_{rizado} normalizado como función de $|v_s|/V_d$, donde tenemos que observar que en un convertidor elevador $|v_s|/V_d$ tiene que ser menor o igual a 1. La máxima corriente de rizado se da como

$$I_{rizado,máx} = \frac{V_d}{4 f_s L_d} \quad \text{cuando } |v_s| = \tfrac{1}{2} V_d \tag{18-18}$$

En el circuito de modelado de la corriente activa, con un convertidor elevador de CC-CC se hacen las siguientes observaciones adicionales:

- La corriente de salida v_d a través del condensador C_d contiene un rizado de 120 Hz al doble de la frecuencia de línea. Con el circuito de control de realimentación que controla V_d en un valor deseado no se compensa este rizado de tensión sin distorsionar a la corriente de línea de entrada.
- Si el rizado de frecuencia de conmutación en i_L se mantiene en una amplitud pequeña, es posible usar un inductor de núcleo férrico laminado, de un tamaño más pequeño debido a su mayor densidad de flujo de saturación en comparación con los materiales férricos de alta frecuencia.
- Una mayor frecuencia de conmutación permite un menor valor de L_d y una mayor facilidad de filtrar rizados de alta frecuencia. Sin embargo, la frecuencia de conmutación se elige como solución intermedia entre las ventajas ya mencionadas y las mayores pérdidas por conmutación.
- Si la tensión V_d es mucho más grande que 10% más de la tensión de CA de entrada de pico $\hat{V}_s$, ocasiona una reducción de la eficiencia.
- Para limitar la corriente de irrupción en el arranque, se usa un reóstato limitador de corriente en serie con L_d. Después del transitorio inicial, se puentea el reóstato por un interruptor automático o un tiristor en paralelo con el reóstato limitador de corriente.
- La topología del convertidor elevador es muy apropiada para el modelado de la corriente de entrada, porque cuando el interruptor está apagado la corriente de entrada alimenta en forma directa (a través del diodo) la etapa de salida. En un control por corriente de frecuencia constante, por ejemplo, la relación de trabajo del interruptor d es como se muestra en la figura 18-6*c* como función de ωt, al reconocer, según el capítulo 7, que en un convertidor elevador con una tensión de entrada $[v_s]$ y una tensión de salida V_d, $(|v_s|/V_d) = 1 - d$. Por consiguiente,

$$d = 1 - \frac{|v_s|}{V_d} \tag{18-19}$$

- La figura 18-6*c* muestra que d tiene su valor más pequeño en el pico de i_L^*. Por ende, los valores grandes de i_L fluyen a través del interruptor sólo durante una pequeña fracción del periodo de conmutación.
- Se debe usar un condensador de filtrado pequeño a través de la salida del puente del rectificador de diodos para impedir que el rizado en i_L entre en el sistema de suministro de energía. Aún se requiere un filtro EMI en la entrada como en un circuito convencional sin el modelado de la corriente activa.

Además de una forma de onda de entrada casi sinusoidal cerca del factor de potencia unidad, las otras ventajas del modelado de la corriente activa se resumen de la siguiente manera:

- La tensión de CC V_d se estabiliza a un valor casi constante para grandes variaciones en el voltaje de línea. Con V_d igual a 1.1 veces el pico de la tensión nominal de entrada, por ejemplo, este circuito continúa consumiendo una corriente sinusoidal para sobretensiones de línea de hasta 10%. Al seleccionar las especificaciones de corriente correctas de los componentes, este circuito de modelado de corriente maneja con facilidad grandes caídas de tensión en la entrada del sistema de suministro de energía.

- Como V_d se estabiliza hasta un valor casi constante, las especificaciones de voltios-amperios de los dispositivos semiconductores en el convertidor alimentados a partir de V_d se reducen de manera significativa.
- Debido a la ausencia de grandes picos en la corriente de entrada, el tamaño de los componentes de filtrado EMI es menor.
- Para el rizado igual en v_d, sólo se necesita de un tercio a la mitad de la capacitancia C_d en comparación con el circuito convencional, lo que permite un tamaño reducido.
- La eficiencia de energía de v_s a V_d de este tipo de circuito suele ser de 96%, en comparación con la eficiencia de 99% en el arreglo convencional sin modelado activo de la corriente.

En la actualidad, el costo, las pérdidas de potencia un poco más altas y la complejidad del modelado activo de la corriente impide su uso generalizado. Esto puede cambiar en el futuro debido a la creciente integración de dispositivos que permite un menor costo de semiconductores, la estricta aplicación de normas armónicas y algunas de las ventajas que acabamos de mencionar. Otro factor en favor del modulado activo de la corriente es el siguiente: en la alimentación de potencia a las computadoras, la corriente de línea sinusoidal es importante para evitar la especificación adicional de kilovoltios-amperios (kVA), y por tanto el alto costo de UPS y generadores de diesel de reserva, que a menudo alimentan a sistemas computacionales. En estas aplicaciones se aprovechan las técnicas de modelado de corriente recién descritas. Así, ahora están disponibles los IC y otros componentes adecuados para estas aplicaciones, los cuales bajarán los costos de desarrollo y de los componentes del circuito de modelado activo de la corriente.

18-6-3 INTERFAZ PARA EL FLUJO DE POTENCIA BIDIRECCIONAL

En determinadas aplicaciones, por ejemplo, en accionamientos por motores con frenado regenerativo, el flujo de potencia a través del convertidor de interfaz con los sistemas de suministro de energía se invierte durante el frenado regenerativo, mientras que la energía cinética asociada a las inercias de motor y carga se recupera y realimenta a estos sistemas de suministro. Antes se empleaban dos convertidores de tiristores de frecuencia de línea conectados espalda con espalda, como se muestra en la figura 18-7. Durante el modo normal, el convertidor 1 actúa como rectificador, y la potencia fluye de la entrada de CA al lado de CC. Durante el frenado regenerativo, los pulsos de compuerta a los tiristores del convertidor 1 se bloquean y el convertidor 2 opera en modo de inversor, donde la polaridad de v_d permanece igual pero se invierte el sentido de i_d. Cada uno de estos convertidores se parece a los que analizamos en detalle en el capítulo 6. Hay ciertos inconvenientes en este planteamiento: 1) la corriente de entrada i_s tiene una forma de onda distorsionada y el factor de potencia es bajo, 2) la tensión de CC V_d está limitada en el modo de inversor debido al requerimiento del ángulo de extinción mínimo del convertidor 2 mientras opere en modo de inversor y 3) existe la posibilidad de falla de conmutación en el modo de inversor debido a perturbaciones de la línea de CA.

Es posible superar estas limitaciones con un convertidor de modo conmutado, como se ve en la figura 18-8. Este convertidor es idéntico a los inversores de modo conmutado de cuatro cuadrantes que vimos en el capítulo 8, donde analizamos en detalle el modo de inversor en el cual la potencia fluye del lado de CC al lado de CA. Abordamos el modo de rectificador brevemente en la sección 8-7.

Como el rectificador es el modo de operación dominante, i_s se define con un sentido, como se muestra en la figura 18-8. Se incluye una inductancia L_s (que incrementa la inductancia interna de la fuente de suministro de energía) para reducir el rizado en i_s a una frecuencia de conmutación finita. En el circuito de la figura 18-8,

$$v_s = v_{\text{conv}} + v_L \tag{18-20}$$

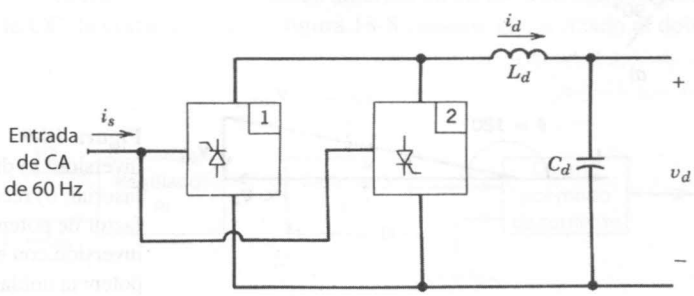


Figura 18-7 Convertidores conectados espalda con espalda para el flujo de potencia bidireccional.

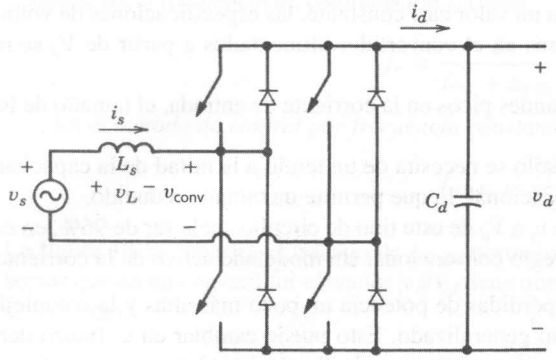


Figura 18-8 Convertidor de modo conmutado para la interfaz con los sistemas de suministro de energía.

donde

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \tag{18-21}$$

Si suponemos que v_s es sinusoidal, los componentes de frecuencia fundamental v_{conv} e i_s en la figura 18-8 se expresan como vectores giratorios (fasores) $\mathbf{V}_{conv1}$ e $\mathbf{I}_{s1}$, respectivamente. Si seleccionamos $\mathbf{V}_s$ arbitrariamente como vector giratorio de referencia $\mathbf{V}_s = V_s e^{j0^\circ}$, con la frecuencia de línea $\omega = 2\pi f$,

$$\mathrm{V}_s = \mathrm{V}_{conv1} + \mathrm{V}_{L1} \tag{18-22}$$

donde

$$\mathrm{V}_{L1} = j\omega L_s \mathrm{I}_{s1} \tag{18-23}$$

Un diagrama fasorial correspondiente a las ecuaciones 18-22 y 18-23 se muestra en la figura 18-9*a*, donde $\mathbf{I}_{s1}$ se queda atrás de $\mathbf{V}_s$ por un ángulo de fase arbitrario θ. La potencia real *P suministrada* por la fuente de CA al convertidor es

$$P = V_s I_{s1} \cos\theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s}\left(\frac{V_{conv1}}{V_s}\operatorname{sen}\delta\right) \tag{18-24}$$

pues, en la figura 18-9*a*, $V_{L1}\cos\theta = \omega L_s I_{s1}\cos\theta = V_{conv1}\operatorname{sen}\delta$.

En el diagrama fasorial de la figura 18-9*a*, la potencia reactiva *Q suministrada* por la fuente de CA es positiva. Se expresa como

$$Q = V_s I_{s1}\operatorname{sen}\theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s}\left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s}\cos\delta\right) \tag{18-25}$$

pues, en la figura 18-9*a*, $V_s - \omega L_s I_{s1}\operatorname{sen}\theta = V_{conv1}\cos\delta$. Observe que Q es la suma de la potencia reactiva absorbida por el convertidor y la potencia reactiva consumida por la inductancia L_s. Sin embargo, con fre-

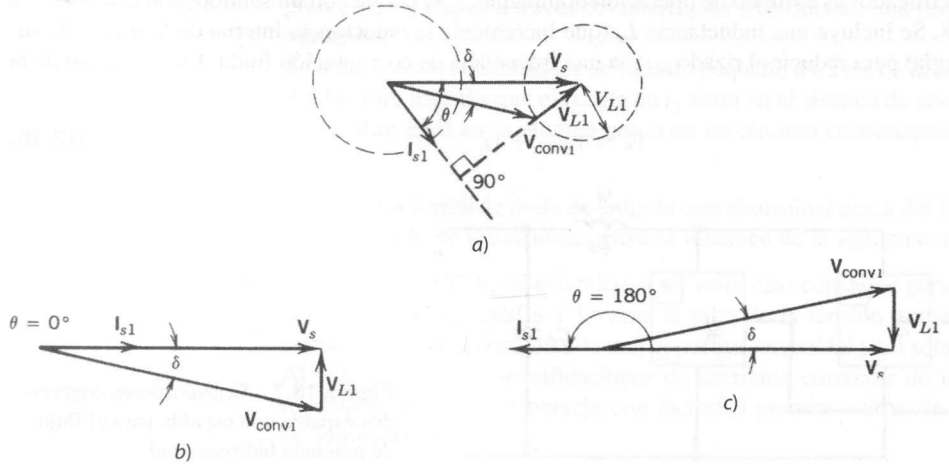


Figura 18-9 Rectificación e inversión: *a*) diagrama general fasorial; *b*) rectificación con el factor de potencia unidad; *c*) inversión con el factor de potencia unidad.

cuencias de conmutación muy altas, L_s se reduce en gran medida; de este modo, Q se aproxima como la potencia reactiva absorbida por el convertidor.

Las ecuaciones más importantes se resumen a continuación:

$$P = \frac{V_s^2}{\omega L_s}\left(\frac{V_{\text{conv1}}}{V_s}\operatorname{sen}\delta\right) \quad \text{(Ecuación 18-24, repetida)}$$

$$Q = \frac{V_s^2}{\omega L_s}\left(1 - \frac{V_{\text{conv1}}}{V_s}\cos\delta\right) \quad \text{(Ecuación 18-25, repetida)}$$

e

$$\mathbf{I}_{s1} = \frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_{\text{conv1}}}{j\omega L_s} \tag{18-26}$$

Según estas ecuaciones, queda claro que, para una tensión de línea v_s dada y la inductancia elegida L_s, se obtienen valores deseados de P y Q mediante el control de la magnitud y la fase de v_{conv1}. La figura 18-9*a* muestra cómo varía $\mathbf{V}_{\text{conv1}}$ si se mantiene constante la magnitud de $\mathbf{I}_{s1}$. Los dos círculos en la figura 18-9*a* están trazados por los locus de los vectores giratorios $\mathbf{I}_{s1}$ y $\mathbf{V}_{\text{conv1}}$.

En el análisis general anterior, dos casos son de interés especial: la rectificación y la inversión con un factor de potencia unitario Se ilustran estos dos casos con diagramas fasoriales en las figuras 18-9*b* y 18-9*c*. En ambos casos,

$$V_{\text{conv1}} = \left[V_s^2 + (\omega L_s I_{s1})^2\right]^{1/2} \tag{18-27}$$

Si se usa una frecuencia de conmutación alta, sólo se necesita una inductancia L_s baja. Por tanto, según la ecuación 18-27,

$$V_{\text{conv1}} \approx V_s \tag{18-28}$$

Para la magnitud y el sentido de flujo de potencia deseados, así como Q, se deben controlar la magnitud V_{conv1} y el ángulo de fase δ respecto de la tensión de línea. En el circuito de la figura 18-8, V_d se establece mediante la carga del condensador C_d a través del convertidor de modo conmutado. El valor de V_d debe ser de una magnitud lo bastante grande, de modo que V_{conv1} en el lado de CA del convertidor se produzca por un PWM correspondiente a un PWM en una región lineal (es decir, $m_a \leq 1.0$, como analizamos en el capítulo 8). Esto es necesario para limitar rizados en la corriente de entrada i_s. Así, según la ecuación 8-19 del capítulo 8 y la ecuación 18-28, V_d debe ser más grande que el pico de la tensión de entrada de CA, o

$$V_d > \sqrt{2}V_s \tag{18-29}$$

El circuito de control para regular V_d en la figura 18-8 con su valor de referencia V_d^* y para lograr un factor de potencia unitario de operación se muestra en la figura 18-10. El error amplificado entre V_d y V_d^* se multiplica por la señal proporcional a la forma de onda de la tensión de entrada v_s para producir la señal i_s^* de la corriente de referencia. Se usa un control por modo de corriente, por ejemplo, un control por banda de tolerancia o uno por frecuencia fija, como vimos en el capítulo 8, para suministrar i_{s1} igual a i_s^* y en fase o 180° fuera de fase con la tensión de línea v_s. La magnitud y el sentido del flujo de potencia se controlan automáticamente mediante la regulación de V_d con su valor deseado. Es posible obtener un desplazamiento de fase entre v_s e i_{s1}, y por ende un flujo finito de potencia reactiva, por medio de la introducción del correspondiente desplazamiento de fase en la señal proporcional a v_s en el circuito de control de la figura 18-10. Las formas de ondas de estado permanente en el circuito de la figura 18-8 para una operación de rectificador de factor de potencia unitario se muestran en la figura 18-11.

Como vimos en la sección anterior, en un circuito monofásico con i_s casi sinusoidal y V_d esencialmente CC, la corriente i_d en la figura 18-8 consiste en un rizado al doble de la frecuencia de línea. Este rizado

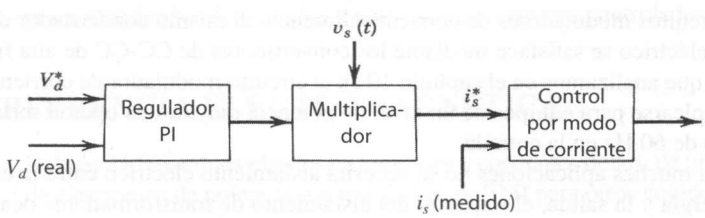


Figura 18-10 Control de la interfaz de modo conmutado.

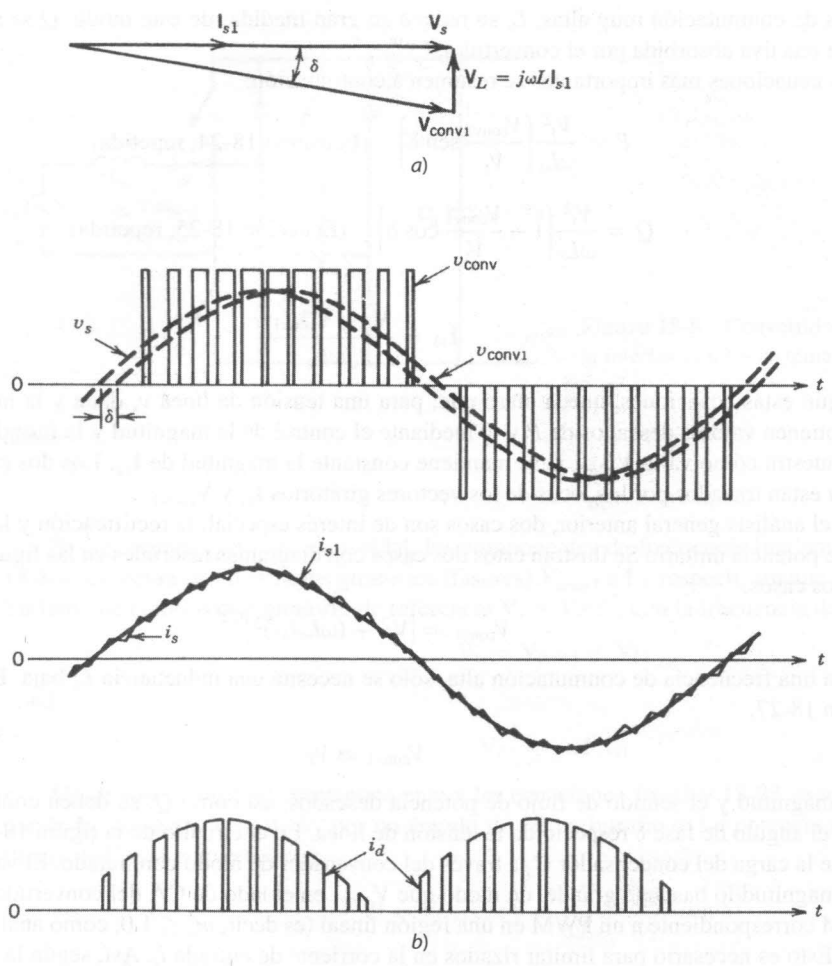


Figura 18-11 Formas de onda en el circuito de la figura 18-8 con el factor de potencia unitario de operación: *a*) diagrama fasorial; *b*) formas de onda del circuito.

en i_d produce un rizado en la tensión de CC a través de C_d, que se reduce por medio de un filtro de *LC* (sintonizado en serie al doble de la frecuencia de línea) en paralelo con C_d. Esto se realiza en aplicaciones de alta potencia, como locomotoras eléctricas.

18-7 INTERFAZ TRIFÁSICA MEJORADA DE LOS SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA

En el capítulo 5 analizamos los puentes de rectificadores de diodos trifásicos con un condensador de filtrado en el lado de CC. La corriente de entrada en estos rectificadores está también muy distorsionada. Una manera de mejorar las formas de onda de la corriente de entrada es incrementar el tamaño del inductor L_s del lado de CA entre el rectificador y el sistema de suministro de energía. La mejora del factor de potencia de entrada debido a un mayor L_s ya se mostró en la figura 5-37, del capítulo 5.

En el caso trifásico, el modulado activo de la corriente de la línea de entrada se consigue por medio de tres circuitos de modulado de corriente separados y aislados por transformadores. Al menos dos de los tres circuitos modeladores de corriente deben tener sus salidas eléctricamente aisladas de sus entradas, pues las salidas de los tres circuitos moduladores de corriente alimentan al mismo condensador de salida. El requisito del aislamiento eléctrico se satisface mediante los convertidores de CC-CC de alta frecuencia aislados por transformadores que analizamos en el capítulo 10 en el circuito modulador de corriente. Como la entrada trifásica suele emplearse para equipos de un nivel de potencia mayor, una opción serían los transformadores de aislamiento de 60 Hz en la entrada.

Debido a que en muchas aplicaciones no se necesita aislamiento eléctrico entre la entrada del sistema de suministro de energía y la salida, el requisito del aislamiento de transformadores ocasiona pérdidas in-

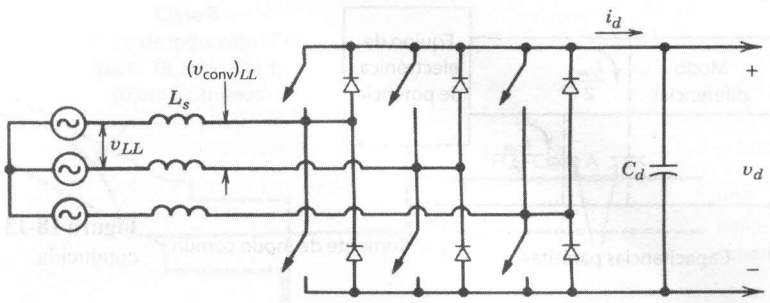


Figura 18-12 Convertidor trifásico de modo conmutado.

necesarias en los transformadores y es más caro. En estos casos, por ende, es mejor un inversor de cuatro cuadrantes de modo conmutado, como se muestra en la figura 18-12. Este convertidor es capaz de suministrar una corriente de entrada casi sinusoidal con un factor de potencia unitario; además, el flujo de potencia a través de este tipo de convertidor es reversible. Analizamos en detalle este inversor trifásico de CC a CA de modo conmutado en el capítulo 8. Abordamos brevemente su operación en modo de rectificador en la sección 8-7, del capítulo 8, en su forma por fase.

El diagrama de bloques para controlar estos convertidores es el mismo que en la figura 18-10 para el caso monofásico en la sección 18-6-4, donde el voltaje de CC V_d se regula a su valor de referencia V_d^*. Para que el convertidor sea capaz de controlar que las formas de onda de la corriente de entrada sean sinusoidales, V_d^* se debe seleccionar en forma correspondiente. Si se usa una frecuencia de conmutación alta se reducen las inductancias L_s del lado de CA en la figura 18-12. Por tanto, las caídas de tensión a través de L_s son pequeñas y las tensiones de rms

$$(V_{conv})_{LL} \approx V_{LL} \tag{18-30}$$

Si el convertidor en la figura 18-12 se modula por el ancho de pulsos en un rango lineal con $m_a \leq 1.0$ para controlar que las corrientes de entrada sean sinusoidales, según la ecuación 8-57,

$$V_d > 1.634 V_{LL} \tag{18-31}$$

Una diferencia importante entre la corriente CC de entrada i_d en los convertidores trifásicos en comparación con los convertidores monofásicos es que consiste en un componente de CC I_d y el componente de alta frecuencia de conmutación (no existe el rizado con el doble de la frecuencia de línea, como en el caso monofásico). Como vimos en el capítulo 8,

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \cos\phi_1 \tag{18-32}$$

donde V_s e I_s son las cantidades sinusoidales de línea por fase y ϕ_1 es el ángulo por el cual la corriente de fase se atrasa de la tensión de fase. Para la rectificación con el factor de potencia unidad, $\phi_1 = 0$ e

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \tag{18-33}$$

Como sólo la corriente de alta frecuencia de conmutación fluye a través de C_d es suficiente una capacitancia pequeña.

18-7-1 RECTIFICADOR MINNESOTA

En las referencias 10 y 11 se aborda un nuevo rectificador de topología que consume corrientes casi sinusoidales con un factor de potencia unidad de los sistemas de suministro de energía. Este rectificador requiere un rectificador de 6 diodos y sólo dos interruptores controlados que se conmutan con corriente cero.

18-8 INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA

Debido a los cambios rápidos en tensiones y corrientes dentro de un convertidor de conmutación, los equipos de electrónica de potencia son una fuente de EMI para otros equipos y para su propia operación correcta. La

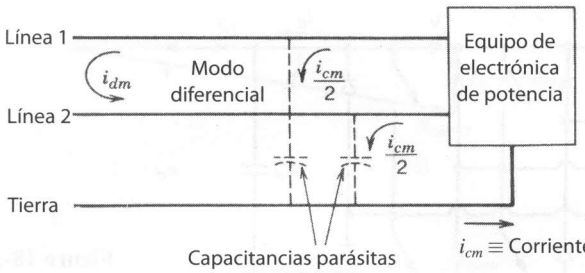


Figura 18-13 Interferencia conducida.

EMI se transmite en dos formas: irradiada y conducida. Los convertidores de conmutación alimentados por las líneas de potencia generan ruido conducido que entra en las líneas de potencia, que por lo general es de varios órdenes de magnitud más alto que el ruido irradiado hacia el espacio libre. El uso de gabinetes metálicos para el alojamiento de convertidores de potencia reduce el componente irradiado de la EMI.

El ruido conducido, como se muestra en la figura 18-13, consiste en dos categorías conocidas como modo diferencial y modo común. El ruido del modo diferencial es una corriente o una tensión medida entre las líneas de la fuente, es decir, una tensión de línea a línea o la corriente de línea i_{dm} en la figura 18-13. El ruido del modo común es una tensión o corriente medida entre las líneas de potencia y tierra, por ejemplo, i_{cm} en la figura 18-13. Tanto el ruido de modo diferencial como el ruido de modo común están presentes en general en las líneas de entrada y en las de salida. Todo diseño de filtrado debe tomar en cuenta ambos modos de ruido.

18-8-1 GENERACIÓN DE EMI

Las formas de onda de conmutación como las de la figura 18-14, por ejemplo, son inherentes en todos los convertidores de conmutación. Debido a los breves tiempos de subida y caída, estas formas de onda contienen niveles de energía significativos en frecuencias armónicas en la región de las frecuencias de radio (RF), varios órdenes por arriba de la frecuencia fundamental.

La transmisión de ruido del modo diferencial se lleva a cabo a través de la línea de entrada al sistema de suministro de energía y a través de la red del lado de CC a la carga sobre el convertidor de potencia. Además, también se deben considerar las rutas de conducción a través de capacitancias parásitas entre componentes y debido al acoplamiento magnético entre circuitos.

La transmisión de ruido del modo común se efectúa por completo a través de condensadores parásitos y campos parásitos eléctricos y magnéticos. Estas capacitancias parásitas existen entre varios componentes del sistema, y entre componentes y tierra. Por razones de seguridad, la mayoría del equipo de electrónica de potencia tiene un gabinete puesto a tierra. El ruido que aparece en la línea de tierra contribuye de manera considerable a la EMI.

18-8-2 NORMAS DE EMI

Hay varias normas de CISPR, IEC, VDE, FCC y militares que especifican el límite máximo de la EMI conducida. La figura 18-15 muestra las normas de FCC y VDE para los equipos de RF que se usan en equipos industriales, comerciales y residenciales. Para compararlos con estos límites, el ruido conducido se mide por medio de una red especificada de impedancia llamada LISN (red de estabilización de impedancia de línea). Varios organismos también especifican redes para la EMI irradiada.

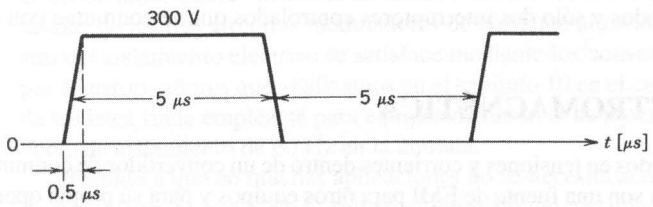


Figura 18-14 Forma de onda de conmutación.

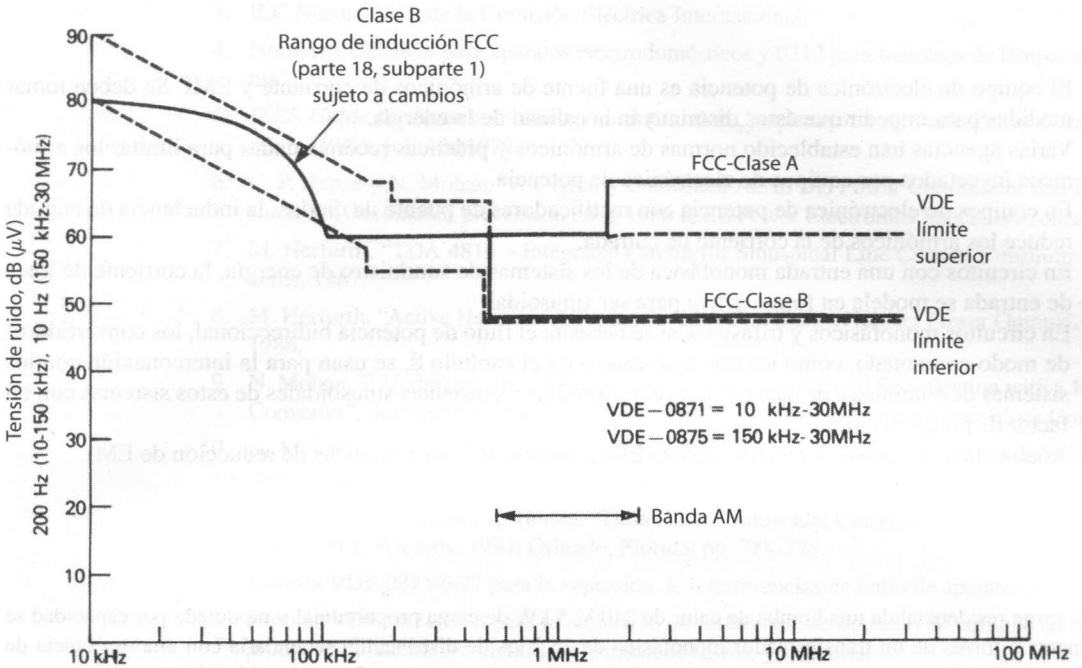


Figura 18-15 Normas de FCC y VDE para EMI conducida.

18-8-3 REDUCCIÓN DE EMI

Como se analiza en la referencia 14, la manera más efectiva a nivel económico de hacer frente a la EMI es prevenir la generación de EMI en su fuente, lo que reduce de forma considerable la interferencia irradiada y conducida antes de la aplicación de filtros, blindaje, etcétera.

Otra ventaja de este planteamiento es que un sistema que no genera un alto nivel de EMI no es propenso a su propio ruido y por tanto es más confiable.

Desde el punto de vista de la reducción de EMI, un amortiguador (snubber) bien diseñado es muy eficaz, pues reduce tanto el *dv/dt* como el *di/dt* del circuito. El amortiguador debe estar conectado directamente al componente que se va a amortiguar, con los cables más cortos posibles. Otra forma de reducir la generación de EMI es el uso de los conceptos del convertidor resonante que analizamos en el capítulo 9. Además, las magnitudes de los campos de acoplamiento se deben reducir por medio de la disposición mecánica, cableado y cubiertas correctos.

Para la reducción de campos magnéticos es importante minimizar el área neta encerrada por un lazo de corriente. Todos los lazos de corriente con transitorios de conmutación se deben diseñar de modo que ocupen el área más pequeña posible. Todos los conductores que conducen corriente se deben operar en estrecha cercanía al cable de retorno, por ejemplo, mediante tiras de cobre, lo que veremos en el capítulo 28. Un par de cables trenzados reduce al mínimo el campo externo generado.

A fin de reducir las capacitancias parásitas, se debe reducir el área de metal expuesta en el potencial de conmutación y mantener lo más lejos de tierra posible por medio de un buen diseño mecánico.

Además de estas medidas para disminuir la generación de EMI se usan filtros de EMI, como el de la figura 18-16, para cumplir con los límites de EMI conducida.

Por lo general, el ruido irradiado se cubre en forma eficaz por medio de los gabinetes metálicos con que se para, que alojan los equipos de electrónica de potencia. Tal vez se necesiten medidas adicionales si los equipos de electrónica de potencia operan cerca de equipos de comunicación o médicos sensibles.

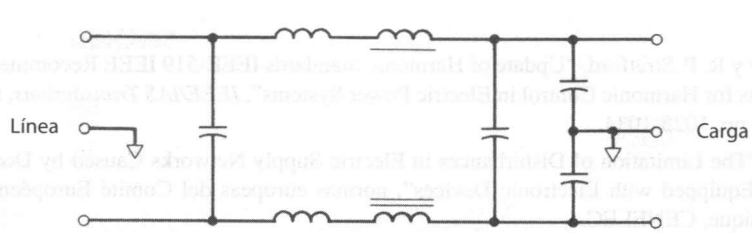


Figura 18-16 Filtro para EMI conducida.

RESUMEN

1. El equipo de electrónica de potencia es una fuente de armónicos de corriente y EMI. Se deben tomar medidas para impedir que éstos disminuyan la calidad de la energía.
2. Varias agencias han establecido normas de armónicos y prácticas recomendadas para limitar los armónicos inyectados por equipos de electrónica de potencia.
3. En equipos de electrónica de potencia con rectificadores de puente de diodos, la inductancia de entrada reduce los armónicos de la corriente de entrada.
4. En circuitos con una entrada monofásica de los sistemas de suministro de energía, la corriente de línea de entrada se modela en forma activa para ser sinusoidal.
5. En circuitos monofásicos y trifásicos, si se necesita el flujo de potencia bidireccional, los convertidores de modo conmutado, como los que analizamos en el capítulo 8, se usan para la interconexión con los sistemas de suministro de energía, los cuales producen corrientes sinusoidales de estos sistemas con un factor de potencia unitario.
6. Analizamos mecanismos generadores de EMI, normas de EMI y técnicas de reducción de EMI.

PROBLEMAS

18-1 Una carga residencial de una bomba de calor de 240 V, 5 kW de carga proporcional y modulada por capacidad se alimenta a través de un transformador monofásico de 25 kVA de distribución secundaria con una reactancia de disipación de 4%. Los componentes armónicos de la corriente de entrada se dan en la tabla P18-1 como porcentaje del componente de corriente de frecuencia fundamental. El factor de potencia de desplazamiento es aproximadamente 1.

a) Calcule la capacidad de cortocircuito del sistema en el punto de acoplamiento, si supone que la impedancia del resto del sistema, aparte del transformador de distribución secundaria, es insignificante.

b) ¿Están los armónicos y el THD dentro de los límites especificados en la tabla 18-2?

c) Calcule el factor de potencia de la carga.

Tabla P18-1

h	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
$\left(\frac{I_h}{I_1}\right)\%$	34.0	5.3	1.8	1.8	1.6	1.2	0.9	0.8	0.8	0.4	0.4

18-2 En la interfaz de un rectificador monofásico de diodos de 240 V, 60 Hz y 2 kW, el factor de potencia de desplazamiento es esencialmente 1.0 y los armónicos de la corriente de entrada se indican en la tabla 18-1 como porcentaje del componente de frecuencia fundamental. Calcule el valor rms de la corriente de rizado a través del condensador filtrante C_d debido a la interfaz de entrada. Ignore todas las pérdidas.

18-3 En la interfaz monofásica para un flujo de potencia bidireccional que se muestra en la figura 18-8, $V_s = 240$ V (rms) a 60 Hz y $L_s = 2.5$ mH. Ignore todas las pérdidas y suponga que el convertidor de modo conmutado se modula por el ancho de pulsos en su rango lineal con $m_a \leq 1.0$. El convertidor se controla de manera que i_s está en fase o fuera de fase con v_s. Calcule el valor mínimo de V_d si el flujo de potencia a través del convertidor es 2 kW *a*) del lado de CA al lado de CC, y *b*) del lado de CC al lado de CA.

REFERENCIAS

1. C. K. Duffey y R. P. Stratford, "Update of Harmonic Standards IEEE-519 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", *IEEE/IAS Transactions*, noviembre/diciembre de 1989, pp. 1025-1034.
2. EN 50006, "The Limitation of Disturbances in Electric Supply Networks Caused by Domestic and Similar Appliances Equipped with Electronic Devices", normas europeas del Comité Européen de Normalisation Electrotechnique, CENELEC.

3. IEC Norm 555-3, de la Comisión Eléctrica Internacional.
4. Normas VDE 0838 para aparatos electrodomésticos y 0712 para balastros de lámparas fluorescentes, Alemania.
5. *IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*, proyecto IEEE núm. 519/05, julio de 1979.
6. C. P. Henze y N. Mohan, "A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner that Draws Sinusoidal Input Current", documento presentado en la 1986 IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 531-540.
7. M. Herfurth, "TDA 4814 – Integrated Circuit for Sinusoidal Line Current Consumption", Siemens Components, 1987.
8. M. Herfurth, "Active Harmonic Filtering for Line Rectifiers of Higher Power Output", Siemens Components, 1986.
9. N. Mohan, T. Undeland y R. J. Ferraro, "Sinusoidal Line Current Rectification with a 100 kHz B-SIT Step-up Converter", documento presentado en la 1984 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 92-98.
10. N. Mohan, "System and Method for Reducing Harmonic Currents by Current Injection", patente estadunidense núm. 5,345,375, 6 de septiembre de 1994.
11. M. Rastogi, N. Mohan y C. Henze, "Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching", IEEE/APEC Records, 1994, Orlando, Florida, pp. 718-724.
12. Normas VDE 0875/6.77 para la supresión de interferencias de radio de aparatos y sistemas eléctricos.
13. Normas VDE 0871/6.78 para la supresión de interferencias de radio de equipos de frecuencia de radio con propósitos industriales, científicos y médicos (ISM), y similares.
14. N. Mohan, "Techniques for Energy Conservation in AC Motor Drive Systems", Electric Power Research Institute Final Report EM-2037, septiembre de 1981.
15. L. M. Schneider, "Take the Guesswork out of Emission Filter Design", *EMC Technology*, abril-junio de 1984, pp. 23-32.

PARTE 6

DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

CAPÍTULO 19

FÍSICA BÁSICA DE SEMICONDUCTORES

19-1 INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores supusimos que los dispositivos semiconductores de potencia contaban con características casi ideales. Estas propiedades incluían:

1. Grandes tensiones de ruptura
2. Tensiones y resistencias bajas de estado activo
3. Encendido y apagado rápidos
4. Gran capacidad de disipación de potencia

Pese a los avances significativos en el desarrollo de los dispositivos de potencia, no existe ninguno que tenga todas estas propiedades en forma simultánea. En todos los tipos de dispositivos hay una concesión entre las tensiones de ruptura y las pérdidas de estado activo. En los dispositivos bipolares (portadores minoritarios) también hay una concesión entre las pérdidas de estado activo y las velocidades de conmutación.

Estas concesiones significan que no existe un solo tipo de dispositivo útil para todas las aplicaciones. El requerimiento de la aplicación específica se tiene que adaptar a las capacidades de los dispositivos disponibles. A menudo esto requiere planteamientos ingeniosos e innovadores de diseño. Por ejemplo, quizá se tengan que combinar varios dispositivos en conexiones paralelas o en serie a fin de controlar cantidades grandes de potencia.

En este ámbito, es importante que el usuario tenga una comprensión cualitativa firme de la física de los dispositivos de potencia, así como de su fabricación y empaque. El conocimiento superficial de dispositivos de estado sólido de baja potencia es insuficiente para el uso eficaz de dispositivos de alta potencia. Es más, una extrapolación ingenua de conocimientos de dispositivos de baja potencia al régimen de alta potencia podría perjudicar e incluso destruir el dispositivo de alta potencia.

En los siguientes capítulos exploraremos la operación, fabricación y embalaje de dispositivos de alta potencia. En este capítulo revisaremos las propiedades fundamentales de los semiconductores.

19-2 PROCESOS DE CONDUCCIÓN EN SEMICONDUCTORES

19-2-1 METALES, AISLANTES Y SEMICONDUCTORES

La corriente eléctrica fluye en un material si contiene portadores de carga (por lo general, electrones) libres para moverse en respuesta a la aplicación de un campo eléctrico. La cantidad de portadores libres en diferentes materiales varía en un rango extraordinariamente amplio. En metales como cobre o plata, la densidad de electrones libres es del orden de 10^{23} cm^{-3}, mientras que en aislantes como cuarzo u óxido de aluminio la densidad de electrones libres es menor que 10^{3} cm^{-3}. Esta diferencia de densidades de electrones libres es la razón por la cual la conductividad eléctrica en metales es del orden de 10^{6} mhos-cm^{-1}, mientras que es del orden de 10^{-15} mhos-cm^{-1} o menos en un aislante bueno. Un material como el silicio o el arseniuro de

galio, con una densidad de portadores libres intermedia entre la de un aislante y un metal ($10^8 - 10^{19}$ cm^{-3}), se llama semiconductor.

En un metal o un aislante, la densidad de portadores libres es una constante del material y no puede cambiarse en un grado significativo. Sin embargo, en un semiconductor se puede cambiar la densidad de portadores libres por órdenes de magnitud, ya sea por la introducción de impurezas en el material o por la aplicación de campos eléctricos a estructuras de semiconductores correspondientes. Esta capacidad para manipular la densidad de portadores libres en grandes cantidades es lo que hace del semiconductor un material tan único y útil para las aplicaciones eléctricas.

19-2-2 ELECTRONES Y HUECOS

Un solo cristal de semiconductor como el silicio, con cuatro electrones de valencia, está compuesto por un arreglo regular o retículo de átomos de silicio. Cada átomo de silicio está ligado a cuatro vecinos más cercanos, como lo ilustra la figura 19-1, mediante relaciones covalentes compuestas por electrones compartidos entre los dos átomos colindantes. En temperaturas superiores a cero absoluto, algunos de estos enlaces se rompen por energía conducida por el átomo de silicio debido a su movimiento térmico aleatorio alrededor de su posición de equilibrio. Este proceso, conocido como ionización térmica, crea un electrón libre y deja atrás una carga positiva fija sobre el núcleo del átomo de silicio donde se rompió el enlace, como se muestra en la figura 19-1.

En algún momento posterior, como t_2, indicado en la figura 19-2*b*, otro electrón libre puede ser atraído a la carga positiva y quedar atrapado en el enlace que se rompió en un momento anterior t_1, como lo indica la figura 19-2*a*, lo que de este modo lo enlaza. Sin embargo, el átomo de silicio de donde procedió este electrón libre tiene ahora una carga positiva, y el resultado final de la transacción es el movimiento de la carga positiva, como se muestra en la figura 19-2*c* en el instante t_3. Esta carga positiva en movimiento se llama hueco porque proviene de un enlace vacío que normalmente está ocupado por un electrón.

El mecanismo de ionización térmica genera un número igual de electrones y huecos. La densidad del equilibrio térmico de electrones y huecos, n_i, en un semiconductor puro (intrínseco) está dado por

$$n_i^2 \approx C \exp \frac{-qE_g}{kT} \tag{19-1}$$

donde E_g es el vacío de energía del semiconductor (1.1 eV para el silicio), q es la magnitud de la carga del electrón, k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura en Kelvin y C es una constante de proporcionalidad. En temperatura ambiente (300 K), $n_i \approx 10^{10}$ cm^{-3} en silicio.

19-2-3 SEMICONDUCTORES DOPADOS

La densidad del equilibrio térmico de electrones y huecos se cambia si se agregan átomos de impureza correspondientes al semiconductor. En el caso del silicio, las impurezas correspondientes son elementos de la columna III de la tabla periódica, como boro, o de la columna V, como fósforo.

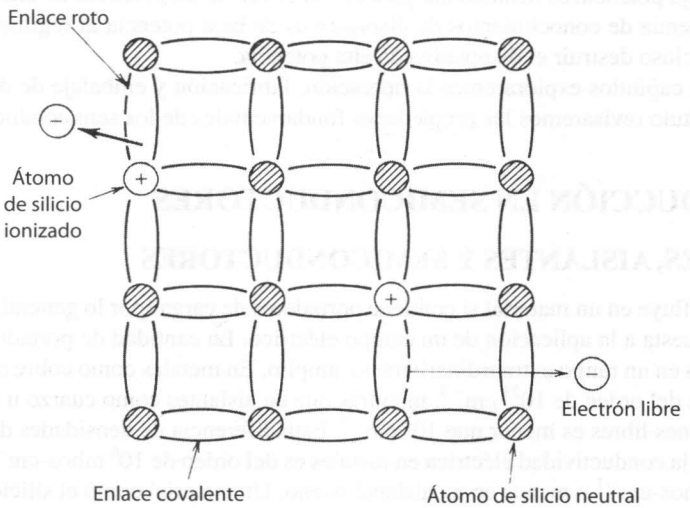


Figura 19-1 Retícula de silicio que muestra ionización térmica y creación de electrones libres.

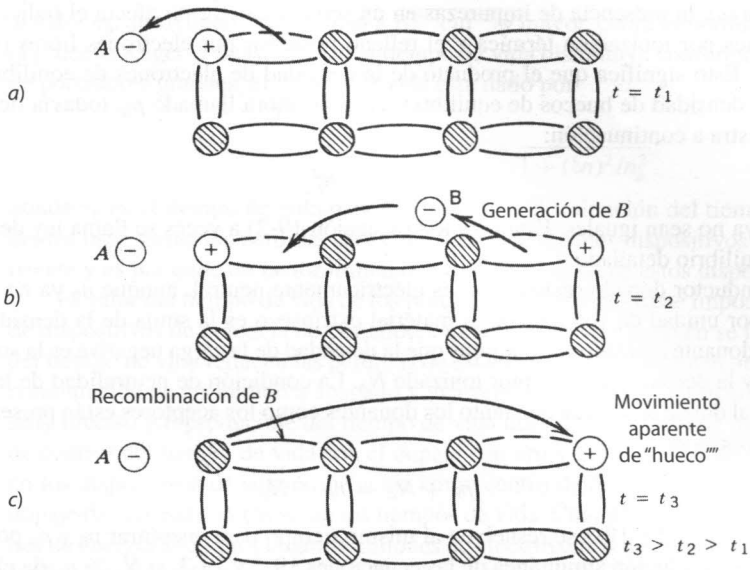


Figura 19-2 Movimiento del hueco en semiconductores.

Los elementos como el boro sólo tienen tres electrones (de valencia) disponibles para el enlace con otros átomos en un cristal, así que, cuando se introduce boro en un cristal de silicio, necesita un electrón adicional para el enlace con los cuatro átomos de silicio colindantes, como lo muestra la figura 19-3*a*. El boro adquiere o acepta muy rápido el electrón que necesita de la retícula de silicio mediante la captura de un electrón libre. Esto inmoviliza un electrón libre y deja un hueco libre para moverse a través del cristal. El resultado es que el silicio tiene ahora más huecos libres, que ahora se llaman portadores mayoritarios, que electrones libres, que ahora se llaman portadores minoritarios. Se dice que el silicio está dopado del tipo *p* con una impureza receptora.

Los elementos de la columna V, como el fósforo, tienen cinco electrones de valencia, pero sólo se necesitan cuatro para el enlace en una retícula de silicio. Estos átomos se ionizan fácilmente en forma térmica cuando se colocan en un cristal de silicio y se libera el quinto electrón, como lo ilustra la figura 19-3*b*. La carga positiva resultante en la impureza del donante (se llama así porque dona el quinto electrón a la retícula de silicio) representa un hueco atrapado o enlazado. Se dice que el silicio es dopado de tipo *n*.

Los niveles de impureza que normalmente se usan en dispositivos semiconductores (10^{19} cm^{-3} o menos) son órdenes de magnitud menores que la densidad (cerca de 10^{23} cm^{-3}) de los átomos de semiconduc-

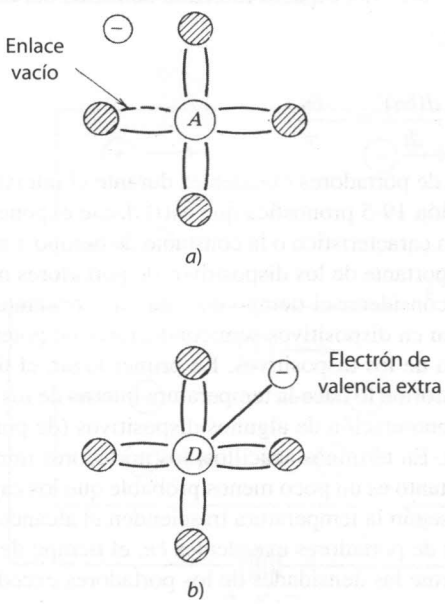


Figura 19-3 Dopaje por receptores *a*) y donantes *b*) para crear material de tipo *p* y *n*: *a*) silicio tipo *p*; *b*) silicio tipo *n*.

tores. De este modo, la presencia de impurezas en un semiconductor no afecta el índice de ruptura de los enlaces covalentes por ionización térmica y el relleno posterior por electrones libres (recombinación de electrón-hueco). Esto significa que el producto de la densidad de electrones de equilibrio térmico, ahora llamado n_0, y la densidad de huecos de equilibrio térmico, ahora llamado p_0, todavía tiene que ser igual a n_i^2, como se muestra a continuación:

$$p_0 n_0 = n_i^2 \tag{19-2}$$

aunque p_0 y n_0 ya no sean iguales. Esta relación (ecuación 19-2) a veces se llama ley de acción de masa o principio del equilibrio detallado.

Un semiconductor dopado (extrínseco) es eléctricamente neutral, aunque n_0 ya no sea igual a p_0. La carga positiva por unidad de volumen en el material extrínseco es la suma de la densidad del hueco p_0 y la densidad del donante ionizado N_d, mientras que la densidad de la carga negativa es la suma de la densidad del electrón n_0 y la densidad del receptor ionizado N_a. La condición de neutralidad de la carga de espacio en el caso general donde se supone que tanto los donantes como los aceptores están presentes en el material se convierte entonces en

$$p_0 + N_d = n_0 + N_a \tag{19-3}$$

Las ecuaciones 19-2 y 19-3 se resuelven al mismo tiempo para encontrar p_0 y n_0 por separado. En un material de tipo p, la solución simultánea de las ecuaciones 19-2 y 19-3, si $N_a \gg n_i$, da el resultado aproximado

$$n_0 \approx \frac{n_i^2}{N_a} \quad \text{y} \quad p_0 \approx N_a \tag{19-4}$$

Expresiones semejantes se elaboran para el material $N_a \gg n_i$, de un sólido tipo n. En ambos tipos de material, la densidad del portador minoritario es proporcional al cuadrado de la densidad del portador intrínseco (véase la ecuación 19-4), y por tanto depende en gran medida de la temperatura.

19-2-4 RECOMBINACIÓN

Las cantidades fijas de electrones y huecos libres requieren mecanismos para la desaparición o recombinación de ellos con la misma velocidad con que se generan en el equilibrio térmico. Estos mecanismos son la recombinación directa de electrones y huecos (la captura de un electrón libre en un enlace covalente vacío) y la intercepción de portadores por impurezas o imperfecciones en el cristal. En nuestra inspección sobre todo cualitativa de la física de los dispositivos, basta una simple ecuación de velocidad que describe el comportamiento del tiempo aproximado de la densidad del portador excesiva (δn, la densidad del portador libre excedente de p_0 y n_0). La neutralidad de carga del espacio fuerza la densidad del hueco excedente δp a igualar la densidad del electrón excedente δn.

Esta ecuación de velocidad está dada por

$$\frac{d(\delta n)}{dt} = -\frac{\delta n}{\tau} \tag{19-5}$$

suponiendo que no existe ninguna generación de portadores excedentes durante el intervalo en que se aplica esta ecuación. Si $\delta n > 0$ en $t = 0$, la ecuación 19-5 pronostica que $\delta n(t)$ decae exponencialmente con el tiempo para $t > 0$. El tiempo de desintegración característico o la constante de tiempo τ se llama tiempo de vida del portador excedente, característica importante de los dispositivos de portadores minoritarios.

La mayoría de las veces es conveniente considerar el tiempo de vida una constante del material. Sin embargo, en dos situaciones que se encuentran en dispositivos semiconductores de potencia, el tiempo de vida varía según las condiciones de operación de los dispositivos. En primer lugar, el tiempo de vida del portador excedente se incrementa un poco conforme lo hace la temperatura interna de los dispositivos. Esto produce un alargamiento de los tiempos de conmutación de algunos dispositivos (de portadores minoritarios o bipolares, como BJT, tiristores y GTO). En términos sencillos, los portadores minoritarios son más energéticos con temperaturas más altas, y por tanto es un poco menos probable que los capture un centro de recombinación. Las causas de su incremento según la temperatura trascienden el alcance de este análisis.

En segundo lugar, en grandes densidades de portadores excedentes δn, el tiempo de vida del portador se vuelve dependiente del valor de δn. Conforme las densidades de los portadores excedentes se acerquen

al valor n_b, aproximadamente igual a 10^{17} cm^{-3} y mayor, cobra importancia otro proceso de recombinación, el proceso Auger, y ocasiona que el tiempo de vida disminuya conforme δn aumenta. Con estas densidades de portadores grandes, el tiempo de vida está dado por

$$\tau = \frac{\tau_0}{1 + (\delta n)^2 / n_b^2} \tag{19-6}$$

donde τ_0 es el tiempo de vida para $\delta n \ll n_b$. Esta disminución del tiempo de vida de los portadores excedentes incrementa las pérdidas de estado activo de algunos dispositivos de potencia en altos niveles de corriente y es por ende un factor limitante para la operación de estos dispositivos.

El valor del tiempo de vida de los portadores excedentes tiene importantes efectos en las características de dispositivos de potencia de portadores minoritarios (que también se llaman bipolares). Valores mayores del tiempo de vida reducen las pérdidas de estado activo pero también tienden a desacelerar la transición de conmutación de encendido a apagado y viceversa. Por tanto, el fabricante de dispositivos busca un control muy preciso y reproducible del tiempo de vida durante el proceso de manufactura. Dos métodos comunes de control del tiempo de vida son el dopaje con oro y la irradiación de electrones. El oro es una impureza en los dispositivos de silicio que actúa como centro de recombinación. Entre más alta sea la densidad del dopaje de oro, más cortos serán los tiempos de vida. Cuando se usa la irradiación de electrones, los electrones de energía alta (unos cuantos millones de electrovoltios de energía cinética) penetran profundamente (la profundidad de penetración es una función de la energía) en un semiconductor antes de chocar con la retícula cristalina. Cuando ocurre una colisión se crean imperfecciones en la retícula cristalina que actúan como centros de recombinación. La dosis incidente de electrones de energía alta se controla fácilmente, por lo cual se controla bien la densidad final de los centros de recombinación y por ende el tiempo de vida. Desde hace unos años, este método es el preferido para controlar el tiempo de vida porque se puede aplicar durante la fase final de fabricación como una "puesta a punto" o "ajuste fino" de las características del dispositivo que dependen del valor del tiempo de vida.

19-2-5 ARRASTRE Y DIFUSIÓN

El flujo de corriente en un semiconductor es la suma del flujo neto de huecos en el sentido de la corriente y el flujo neto de electrones en el sentido opuesto. Los portadores libres se mueven por medio de dos mecanismos: arrastre y difusión.

Cuando se imprime un campo eléctrico a través de un semiconductor, los huecos libres se aceleran por el campo y adquieren un componente de velocidad paralelo al campo, mientras que los electrones adquieren un componente de velocidad antiparalelo al campo, como se muestra en la figura 19-4. Esta velocidad se denomina velocidad de arrastre, y es proporcional a la fuerza del campo eléctrico. El componente de arrastre de la corriente está dado por

$$J_{\text{arrastre}} = q\mu_n nE + q\mu_p pE \tag{19-7}$$

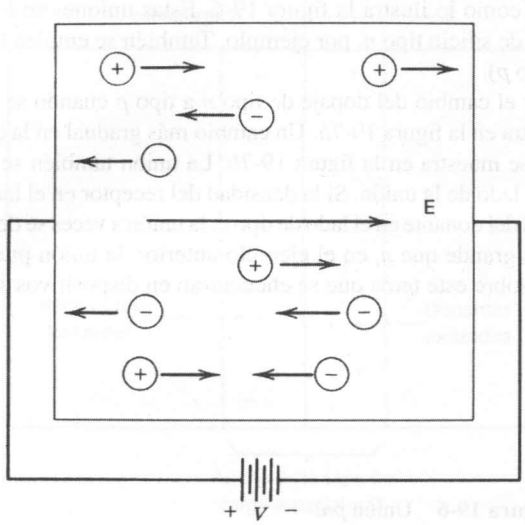


Figura 19-4 Arrastre de electrones y huecos bajo la influencia de un campo eléctrico aplicado.

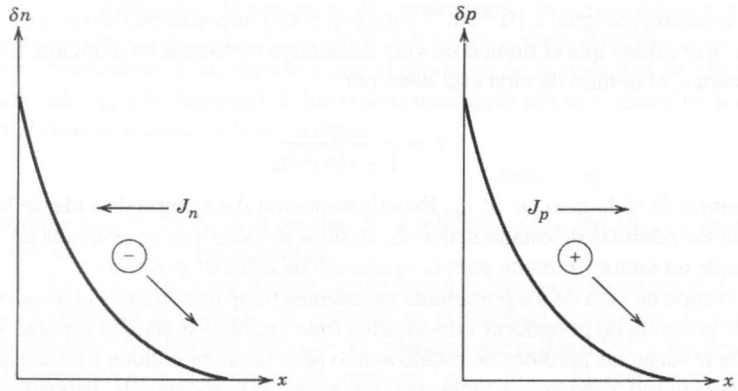


Figura 19-5 Movimiento de portadores y densidad de flujo por difusión. La corriente de electrones J_n es el sentido del flujo de la corriente positiva (opuesto al flujo de los electrones).

donde E es el campo eléctrico aplicado, μ_n es la movilidad del electrón, μ_p es la movilidad del hueco y q es la carga sobre un electrón. En temperatura ambiente y silicio moderadamente dopado (menos que 10^{15} cm^{-3}), $\mu_n \approx 1\,500$ cm^2/V-s y $\mu_p \approx 500$ cm^2/V-s. Las movilidades de los portadores disminuyen con la temperatura creciente T (aproximadamente T^{-2}).

Si hay una variación en la densidad espacial de los portadores libres, como se ilustra en la figura 19-5, habrá un movimiento de portadores desde regiones de mayor concentración hacia regiones de menor concentración. Este movimiento se llama difusión y se debe a la velocidad térmica arbitraria de cada portador libre. Estas variaciones espaciales en la densidad de portadores se obtienen mediante diversos métodos, como una variación en la densidad de dopaje. El movimiento de los portadores por difusión produce un componente de densidad de corriente que, en una dimensión, está dado por

$$J_{\text{dif}} = J_n + J_p = qD_n \frac{dn}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx} \tag{19-8}$$

donde D_n es la constante de difusión de electrones y D_p es la constante de difusión de huecos. Las constantes y movilidades de difusión se relacionan por la relación de Einstein, dada por

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_p}{\mu_n} = \frac{kT}{q} \tag{19-9}$$

En temperatura ambiente, $kT/q = 0.026$ eV. En una situación particular, la corriente fluye predominantemente por arrastre o por difusión. En general, el flujo de la corriente por ambos mecanismos se tiene que considerar en forma simultánea.

19-3 UNIONES *pn*

Una unión *pn* se forma cuando una región de tipo *n* en un cristal de silicio está adyacente o contigua a una región de tipo *p* en el mismo cristal, como lo ilustra la figura 19-6. Estas uniones se forman por difundir impurezas de receptores en un cristal de silicio tipo *n*, por ejemplo. También se emplea la secuencia opuesta (difundir donantes en silicio de tipo *p*).

La unión suele caracterizarse por el cambio del dopaje de tipo *n* a tipo *p* cuando se cruza la unión. Un llamado paso o unión abrupta se muestra en la figura 19-7*a*. Un cambio más gradual en la densidad del dopaje es la unión de graduación lineal que se muestra en la figura 19-7*b*. La unión también se caracteriza por las densidades de dopaje relativas en cada lado de la unión. Si la densidad del receptor en el lado de tipo *p* es muy grande en comparación con la densidad del donante en el lado de tipo *n*, la unión a veces se denomina unión p^+n. Si la densidad del donante no es más grande que n_i en el ejemplo anterior, la unión puede llamarse unión p^+n^-. Se permiten otras variaciones sobre este tema que se encuentran en dispositivos semiconductores.

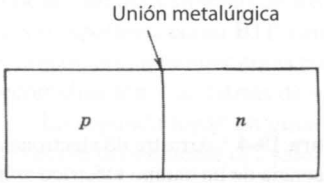


Figura 19-6 Unión *pn*.

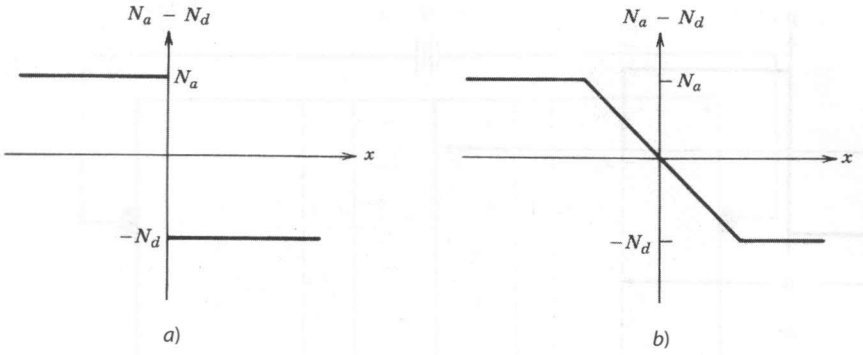


Figura 19-7 Densidad de impureza contra posición para *a*) una unión graduada abrupta (escalón), y *b*) una unión graduada en forma lineal.

19-3-1 BARRERA DE POTENCIAL EN EQUILIBRIO TÉRMICO

Algunos portadores mayoritarios en cada lado de la unión se difunden a través de él al lado opuesto, donde constituyen la minoría. Esto crea una capa de carga espacial en cada lado de la unión, como se ilustra en la figura 19-8, porque los portadores de difusión dejan atrás impurezas ionizadas inmóviles y ahora no cubiertas por portadores libres en cantidad suficiente para la neutralidad eléctrica. La densidad de carga espacial resultante ρ, cuya variación espacial para una unión de paso se muestra en la figura 19-9*a*, da pie a un campo eléctrico. El campo eléctrico se calcula con la ecuación de Poisson, que para una unión de paso está dada por

$$\frac{dE}{dx} = \frac{-qNa}{\epsilon} \qquad -x_p < x < 0: \tag{19-10}$$

$$= \frac{qNd}{\epsilon} \qquad 0 < x < x_n$$

Al integrar de $x = -x_p$ a $x = x_n$, las respectivas distancias que penetra la región de degradación a los lados de tipo *p* y tipo *n* de la unión, tenemos

$$E(x) = \frac{-qN_a(x + x_p)}{\epsilon} \qquad -x_p < x < 0 \tag{19-11a}$$

$$= \frac{qN_d(x - x_n)}{\epsilon} \qquad 0 < x < x_n \tag{19-11b}$$

Este campo eléctrico, trazado en la figura 19-9*b*, da pie a la barrera de potencial de la figura 19-9*c*. La integración del campo eléctrico a través de la capa de degradación proporciona la magnitud de la barrera

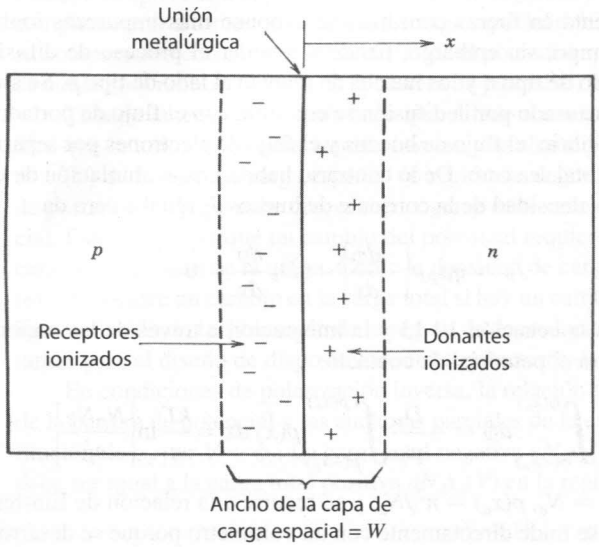


Figura 19-8 Unión *pn* con una capa de carga espacial o capa de degradación mostrada.

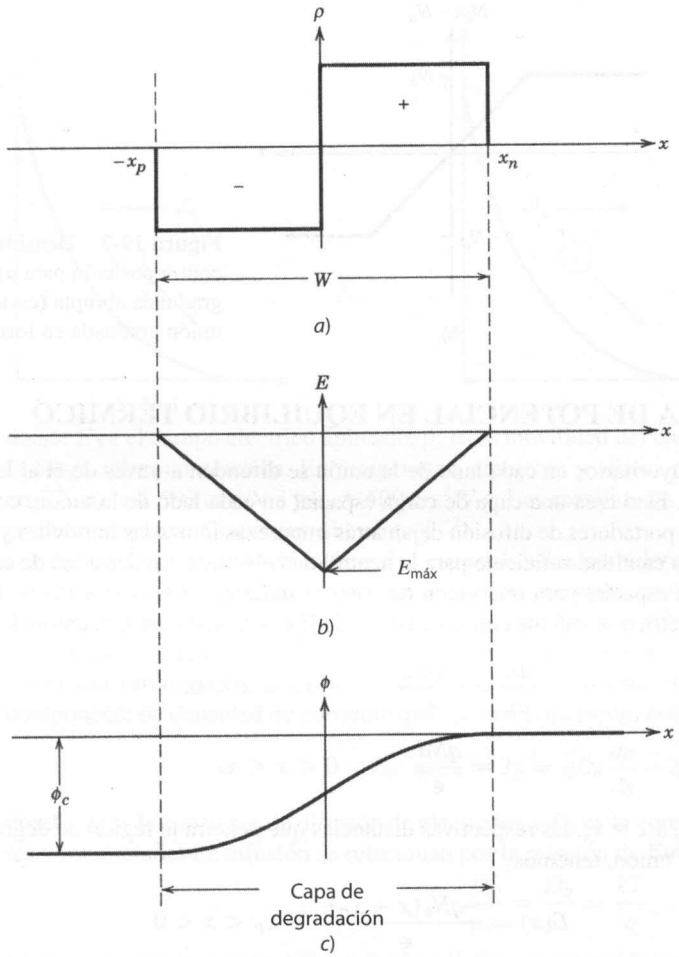


Figura 19-9 Variación espacial de *a*) la densidad de la carga espacial ρ, *b*) el campo eléctrico E y *c*) el potencial ϕ a través de la capa de la carga espacial de una unión de paso *pn*. El campo y potencial eléctrico se muestran como negativos porque las tensiones aplicadas son positivas cuando la región *p* es de polarización positiva respecto de la región *n* (véase la figura 19-10).

(a menudo denominada potencial de contacto), que para la unión de paso de las figuras 19-8 y 19-9 está dada por

$$-\int_{-x_p}^{x_n} E(x)dx = \phi_c = \frac{qN_a x_p^2 + qN_d x_n^2}{2\epsilon} \tag{19-12}$$

El campo eléctrico aumenta en fuerza conforme se exponen más impurezas ionizadas debido a los portadores de difusión. El campo, sin embargo, tiende a retardar el proceso de difusión porque empuja los electrones de regreso al lado de tipo *n* y los huecos de regreso al lado de tipo *p*. Se alcanza un equilibrio cuando el flujo de portadores causado por la difusión se equilibra con el flujo de portadores debido al campo eléctrico (arrastre). En equilibrio, el flujo de huecos y el flujo de electrones por separado suman cero, en lugar de que sólo la corriente total sea cero. De lo contrario habría una acumulación de electrones y huecos en un lado de la unión. Fijar la densidad de la corriente de huecos J_p igual a cero da

$$J_p = q\mu_p p\left[-\frac{d\phi}{dx}\right] - qD_p\frac{dp}{dx} = 0 \tag{19-13}$$

La separación de variables en la ecuación 19-13 y la integración a través de las regiones de degradación proporciona otra expresión para el potencial de contacto:

$$\phi_c = \int_{\phi(-x_p)}^{\phi(x_n)} d\phi = -\frac{D_p}{\mu_p}\int_{p(-x_p)}^{p(x_n)} p(x)\,dx = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{N_a N_d}{n_i^2}\right] \tag{19-14}$$

En la ecuación 19-14, $p(-x_p) = N_a$, $p(x_n) = n_i^2/N_d$, y se recurre a la relación de Einstein (ecuación 19-9). Este potencial de contacto no se mide directamente con un voltímetro porque se desarrollan potenciales de

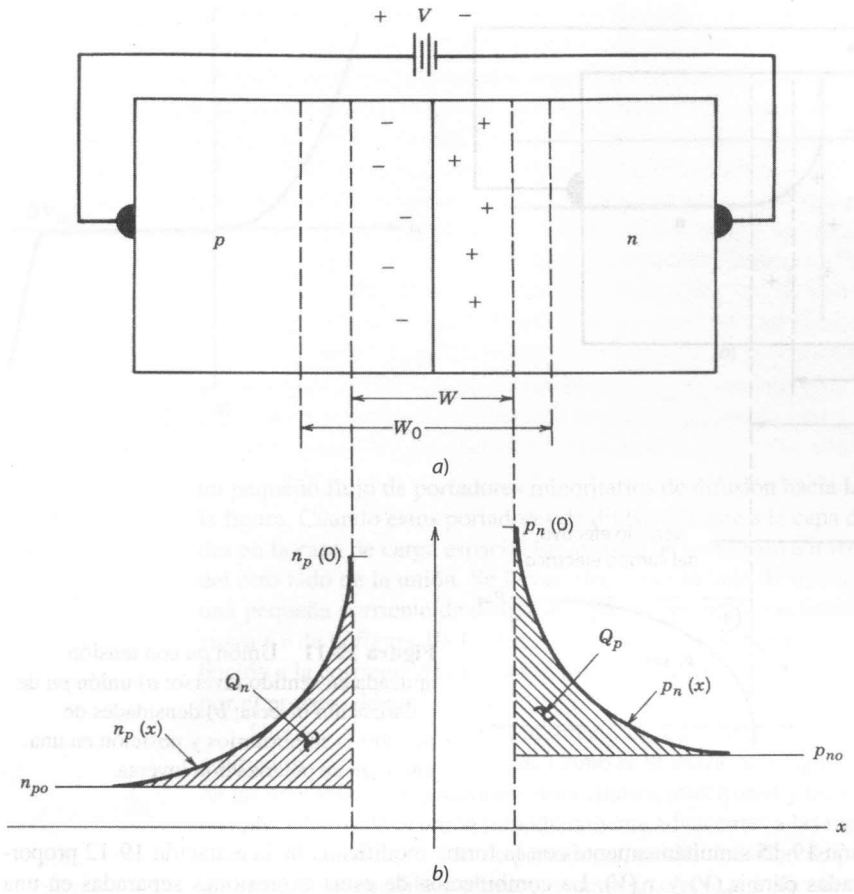


Figura 19-10 Unión *pn* con tensión aplicada en sentido directo: *a*) unión *pn* de polarización directa; *b*) densidades de portadores minoritarios y posición en la unión *pn* de polarización directa.

contacto iguales y opuestos cuando se conectan zonas de medición a los lados *n* y *p* de la unión. En temperatura ambiente, $\phi_c < E_g$. Por ejemplo, en una unión *pn* de silicio en temperatura ambiente con $N_a = N_d = 10^{16}\ \text{cm}^{-3}$, $\phi_c = 0.72$ eV.

19-3-2 POLARIZACIÓN DIRECTA E INVERSA

Cuando se aplica una tensión externa entre las regiones *p* y *n*, como se muestra en la figura 19-10*a*, aparece completamente a través de la región de carga espacial debido a la resistencia grande de la capa de degradación en comparación con el resto del material. Si el potencial aplicado es positivo en el lado *p* se opone al potencial de contacto y reduce la altura de la barrera de potencial, y se dice que la unión es de polarización directa.

Cuando la tensión aplicada hace que el lado *n* sea más positivo, como se indica en la figura 19-11*a*, se dice que la unión es de polarización inversa y la altura de la barrera sube a $V + \phi_c$. El ancho $W(V) = x_n(V) + x_p(V)$ de la capa de carga espacial (o región de degradación, como también se dice debido a la ausencia de portadores libres) debe crecer o encogerse conforme crezca o se encoja la altura de la barrera de potencial. Esto ocurre porque un cambio del potencial requiere un cambio de la magnitud de la cantidad total de carga en cada lado de la unión. Como la densidad de carga es igual a la densidad de impureza (una constante), sólo ocurre un cambio en la carga total si hay un cambio de las dimensiones de la región de degradación. Esta variación de la dimensión de la región de degradación con tensión aplicada tiene consecuencias importantes para el diseño de dispositivos semiconductores de potencia.

En condiciones de polarización inversa, la relación de la unión de paso (ecuación 19-12) entre la altura de la barrera de potencial y las anchuras parciales de la capa de degradación x_n y x_p cambia mediante la sustitución de ϕ_c por $V + \phi_c$. La carga total negativa $qN_a x_p(V)$ en la región de tipo *p* de la capa de degradación debe ser igual a la carga total positiva $qN_d x_n(V)$ en la región de tipo *n* de la capa de degradación, es decir,

$$qN_a x_p(V) = qN_d x_n(V) \tag{19-15}$$

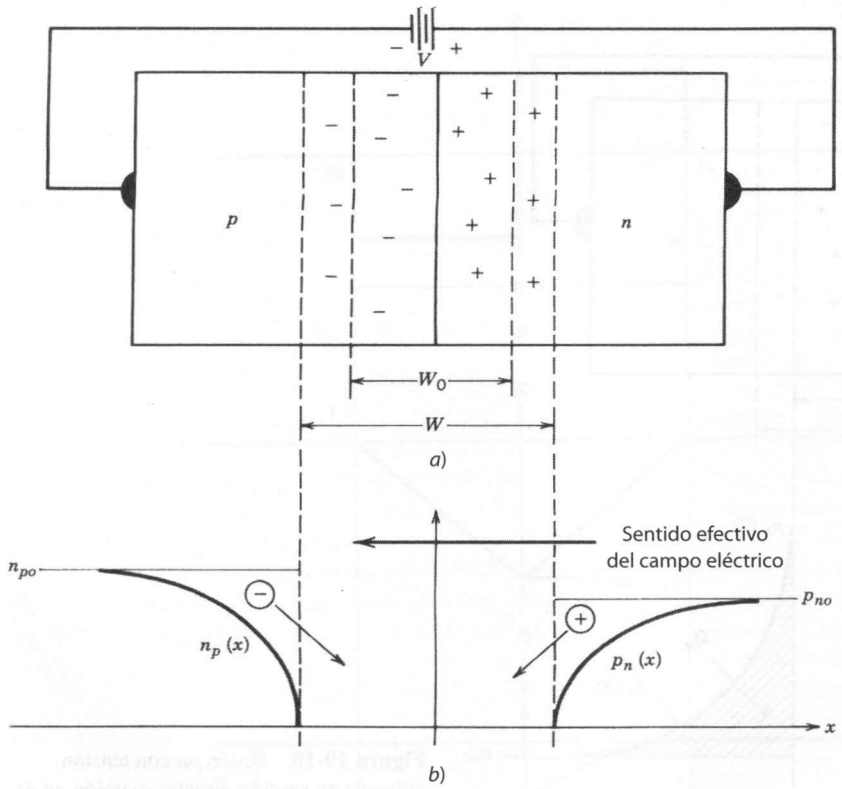


Figura 19-11 Unión *pn* con tensión aplicada en sentido inverso: *a*) unión *pn* de polarización inversa; *b*) densidades de portadores minoritarios y posición en una unión *pn* de polarización inversa.

La solución de la ecuación 19-15 simultáneamente con la forma modificada de la ecuación 19-12 proporciona expresiones separadas para $x_p(V)$ y $x_n(V)$. La combinación de estas expresiones separadas en una ecuación para el ancho total de la capa de degradación de la unión de paso $W(V)$ nos proporciona

$$W(V) = W_0\sqrt{1 - (V/\phi_c)} \tag{19-16}$$

donde W_0 es el ancho de la capa de degradación con polarización cero y V es la tensión de diodos aplicada (negativa para la polarización inversa). Aquí W_0 se da por

$$W_0 = \sqrt{\frac{2\epsilon\phi_c(N_a + N_d)}{qN_aN_d}} \tag{19-17}$$

donde ϵ es la constante dieléctrica del semiconductor ($\epsilon = 11.7\epsilon_0$ para el silicio, donde $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14}$ F/cm). El campo eléctrico es un máximo en la unión metalúrgica y se da por

$$E_{máx} = \frac{2\phi}{W_0}\sqrt{1 - V/\phi_c} \tag{19-18}$$

Otros perfiles de dopaje producen dependencias funcionales un poco distintas de W y $E_{máx}$ con niveles de tensión y dopaje aplicados, pero cualitativamente su comportamiento es el mismo que la unión de paso. Así, usaremos la unión de paso para analizar cómo las propiedades de una unión *pn* afectan la operación y el desempeño de dispositivos semiconductores de potencia.

19-4 DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DE CARGA DE LA OPERACIÓN DE UNIONES *pn*

Una tensión de polarización inversa incrementa la barrera de potencial, lo que a su vez hace que la probabilidad de cualquier difusión de portadores a través de la unión sea imperceptiblemente pequeña. Las densidades de portadores minoritarios se vuelven casi cero en el borde de la región de degradación, como se muestra en la figura 19-11*b*. Las pequeñas pendientes en las densidades de portadores minoritarios causan

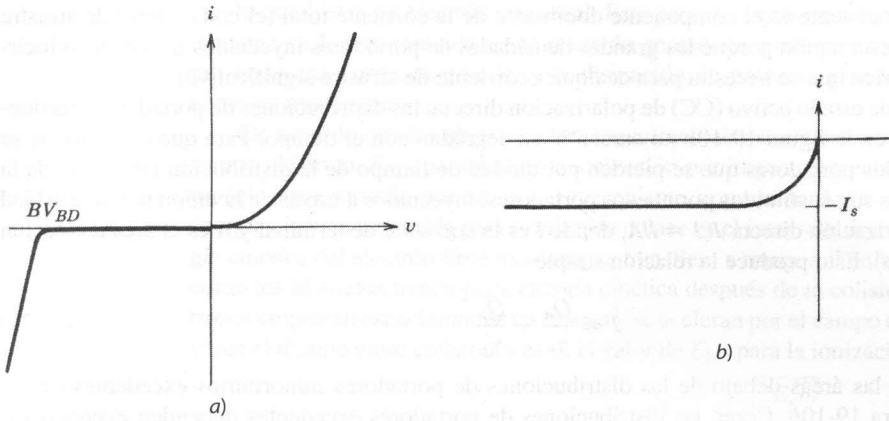


Figura 19-12 Característica *I-V* de una unión *pn* tanto en polarización directa como inversa *a*). La parte de polarización inversa se traza de nuevo en *b*) porque la corriente de saturación inversa es demasiado pequeña para verse en las mismas escalas lineales que la corriente de polarización directa.

un pequeño flujo de portadores minoritarios de difusión hacia la región de degradación, como se indica en la figura. Cuando estos portadores de difusión llegan a la capa de degradación, los campos eléctricos grandes en la capa de carga espacial los arrastra de inmediato a través de la capa y en la región eléctrica neutral del otro lado de la unión. Se llevan electrones al lado de tipo *n* y huecos al lado de tipo *p*. Esto constituye una pequeña corriente de disipación que se denomina corriente de saturación inversa I_s, diagramada en la curva *i-v* de la figura 19-12. Esta corriente es independiente de la tensión inversa. También hay una contribución a la corriente de disipación por parte de los electrones y huecos creados en la capa de carga espacial por el proceso de ionización térmica.

Una tensión de polarización directa baja la barrera de potencial y trastorna el equilibrio entre arrastre y difusión en favor de la difusión. Como se muestra en la figura 19-10*b*, esto produce un incremento enorme de las densidades de portadores minoritarios (electrones y huecos) en las regiones eléctricamente neutrales en ambos lados de la unión inmediatamente adyacentes a las regiones de degradación. Este incremento, que a veces se llama inyección de portadores, es una densidad de portadores excedentes, es decir, por arriba de los valores del equilibrio térmico, y tiene un efecto significativo en las características del diodo, en especial en el comportamiento de conmutación.

Al final, los portadores minoritarios inyectados se recombinan con los portadores mayoritarios conforme se difunden más en las regiones de arrastre eléctricamente neutrales que se muestran en el modelo unidimensional de diodos de la figura 19-10*b*. Esto genera una disminución exponencial en la densidad de los portadores minoritarios excedentes según la distancia, lo que se ilustra en la figura. La longitud de descomposición característica se llama longitud de difusión de portadores minoritarios, lo que se da, para electrones en materiales de tipo *p,* por

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \tag{19-19}$$

y para huecos en materiales de tipo *n,* por

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \tag{19-20}$$

En estas ecuaciones, D_n y D_p son las constantes de difusión de electrones y huecos, y τ_n y τ_p son los correspondientes tiempos de vida de portadores minoritarios, lo que abarca desde nanosegundos hasta decenas de microsegundos, según la fabricación del diodo.

La densidad de los portadores minoritarios en el borde de la región de degradación, $p_n(0)$ en la figura 19-10*b*, es exponencialmente dependiente de la tensión de polarización directa y está dada por

$$p_n(0) = \frac{n_i^2}{N_d} e^{qV/kT} \tag{19-21}$$

Existe una expresión semejante para $n_p(0)$. Con cero polarización, la ecuación 19-21 se reduce al valor correcto del equilibrio térmico. Como resultado de esta dependencia de la tensión, las densidades de los portadores minoritarios varían por órdenes de magnitud conforme la tensión cambia en cantidades relativamente pequeñas. Esto produce pendientes grandes en las densidades de los portadores minoritarios en las regiones adyacentes a la capa de degradación (dentro de unas cuantas longitudes de difusión) y, por consiguiente, grandes corrientes de difusión (véase la ecuación 19-8). De hecho, en estas regiones, el componen-

te de difusión de la corriente es el componente dominante de la corriente total (el componente de arrastre es insignificante en esta región porque las grandes densidades de portadores inyectados ponen en cortocircuito al campo eléctrico que se necesita para cualquier corriente de arrastre significativo).

En la situación de estado activo (CC) de polarización directa, las distribuciones de portadores excedentes que se muestran en la figura 19-10*b* no crecen ni se degradan con el tiempo. Para que esto suceda, se tienen que sustituir los portadores que se pierden por unidad de tiempo de la distribución por medio de la recombinación. Ellos son sustituidos por nuevos portadores, inyectados a través de la unión por la densidad de corriente de polarización directa $J(J = I/A$, donde I es la corriente de terminal y A es el área de sección transversal del diodo). Esto produce la relación simple

$$J = \frac{Q_n}{\tau_n} + \frac{Q_p}{\tau_p} \tag{19-22}$$

donde Q_n y Q_p son las áreas debajo de las distribuciones de portadores minoritarios excedentes que se muestran en la figura 19-10*b*. Como las distribuciones de portadores excedentes dependen exponencialmente de la posición (que se degradan según la distancia de la unión), se integran fácilmente para encontrar Q_n y Q_p. Las expresiones que resultan son

$$Q_p = q\left[p_n(0) - \frac{n_i^2}{N_d}\right]L_p \tag{19-23}$$

$$Q_n = q\left[n_p(0) - \frac{n_i^2}{N_a}\right]L_n \tag{19-24}$$

Se debe notar en las ecuaciones 19-23 y 19-24 que se usa la densidad de portadores minoritarios excedentes en el borde de la región de degradación $[p_n(0) - n^2{}_i/N_d$ en la ecuación 19-23 y $n_p(0) - n^2{}_i/N_a$ en la ecuación 19-24] en lugar de la densidad total de portadores minoritarios [$p_n(0)$ en la ecuación 19-23 o $n_p(0)$ en la 19-24]. Esto se debe desde luego a que sólo los portadores minoritarios excedentes tienen alguna pendiente de densidad espacial que produzca corrientes de difusión. Al colocar las expresiones para Q_p y Q_n en la ecuación 19-22 con la ecuación 19-21, tenemos

$$J = qn_i^2\left[\frac{L_n}{N_a\tau_n} + \frac{L_p}{N_d\tau_p}\right][e^{qV/(kT)} - 1] \tag{19-25}$$

La ecuación 19-25 se traza en la figura 19-12 y es la característica *i-v* del diodo de la unión *pn* tanto para la polarización directa como para la inversa. El término $qn_i^2[\{L_n/(N_a\tau_n)\} + \{L_p/N_d\tau_p\}]$ se identifica fácilmente como la corriente de saturación inversa J_s que se muestra en la figura 19-12*b*. Esta corriente tiene una sensibilidad extrema a la temperatura debido a su dependencia de $n^2{}_i$ (véase la ecuación 19-1). Esta sensibilidad a la temperatura se debe considerar en todas las aplicaciones de diodos. En sentido directo, la corriente depende exponencialmente de la tensión directa. El incremento grande de corriente en la figura 19-12*a* con la tensión en sentido inverso BV_{BD} es consecuencia de la ionización por impacto y la ecuación 19-25 no lo prevé.

19-5 RUPTURA DE AVALANCHA

El incremento rápido de corriente con la tensión de polarización inversa BV_{BD} de la figura 19-12*a* se llama ruptura inversa o ruptura de avalancha. La operación del diodo en la ruptura se debe evitar porque el producto de la tensión grande y la corriente grande genera una disipación excesiva de potencia que rápidamente destruye el dispositivo si no se reduce. La ruptura es causada por un mecanismo físico llamado ionización por impacto.

19-5-1 IONIZACIÓN POR IMPACTO

Si un electrón libre con suficiente energía cinética choca con un átomo de silicio, puede romper un enlace covalente y liberar un electrón del enlace. Si la energía cinética proviene de un campo eléctrico aplicado, como tensiones inversas aplicadas a través de una capa de carga espacial, la liberación del electrón del enlace se llama ionización por impacto. Este proceso es importante porque el electrón recién liberado gana energía suficiente del campo aplicado para romper un enlace covalente cuando choca con un átomo de sili-

cio, lo que libera un electrón adicional. Este proceso sigue para formar una cascada (avalancha) muy rápidamente en forma parecida a una reacción en cadena, produciendo un gran número de electrones libres y por ende una corriente grande, y la disipación de potencia grande destruirá rápidamente al dispositivo, como ya mencionamos.

De acuerdo con las observaciones experimentales se requiere un valor aproximadamente constante del campo eléctrico, E_{BD}, para causar la ionización por impacto apreciable. Este valor se calcula a partir de un modelo muy sencillo que resalta el mecanismo importante de la ionización por impacto. La cantidad de energía cinética requerida para romper un enlace es el intervalo de energía E_g, si se supone que toda la energía cinética del electrón libre incidente se transfiere a romper el enlace y que tanto los electrones incidentes como los liberados tienen poca energía cinética después de la colisión. Si ahora suponemos que estos electrones empiezan esencialmente en reposo y se aceleran por el campo eléctrico hasta sus siguientes colisiones, y que el tiempo entre colisiones es t_c, el valor de E_{BD} para la ionización por impacto se calcula como

$$E_{BD} = \sqrt{\frac{2E_g m}{q t_c^2}} \tag{19-26}$$

En esta ecuación, m es la masa del electrón (aproximadamente 10^{-27} g) y q es la carga del electrón. El tiempo medio entre colisiones de electrones con el retículo es del orden de 10^{-12} a 10^{-14} s. Si se toma un valor intermedio de 10^{-13} s como normal para el silicio y se usa en la ecuación 19-26, se pronostica un valor de aproximadamente 300 000 V/cm para E_{BD}. Esta estimación se acerca sorprendentemente al valor experimental de 200 000 V/cm determinado a partir de mediciones de ruptura de avalancha que se tomaron en dispositivos de potencia.

Un panorama más correcto del proceso de ionización por impacto tendría que tomar en cuenta que no todos los electrones pierden toda su energía cinética en cada colisión. Además, los electrones obtienen un amplio rango de energías cinéticas de la energía térmica en la retícula. Esto complica de manera considerable el cálculo del campo eléctrico necesario para la ionización apreciable, aunque sí se ha llevado a cabo. Sin embargo, la teoría más correcta proporciona un valor para E_{BD} cercano al valor estimado en el párrafo anterior. Así, se puede concluir que la imagen sencilla que se dio de la ionización por impacto es adecuada para el estudio cualitativo de rupturas de tensión en dispositivos semiconductores de potencia.

19-5-2 ESTIMACIÓN DE LA TENSIÓN DE RUPTURA

La tensión de polarización inversa cae por completo a través de la región de degradación, y entre más grande sea la tensión, más grande será el campo eléctrico en la región y más se acercará al valor E_{BD}, donde comienza la ionización por impacto sustancial. La magnitud de la tensión de polarización inversa que genera una ionización por impacto sustancial se llama tensión de ruptura de avalancha BV_{BD}, y depende del perfil de dopaje (paso, linealmente graduado, difusión, etc.) de la unión y las magnitudes de las densidades de dopaje. La tensión de ruptura de la unión de paso es lo bastante representativa de todas las uniones *pn* para que una inspección detallada de ella proporcione las características básicas de ruptura necesarias para un estudio cualitativo de dispositivos semiconductores de potencia sin los detalles cualitativos de perfiles de dopaje más complicados que oscurezcan las características esenciales. Si ponemos $E_{máx}$ en la ecuación 19-18 a E_{BD} y la tensión $V = -BV_{BD}$ (las tensiones de polarización inversa son negativas) y despejamos la tensión de ruptura, tenemos

$$BV_{BD} = \phi_c \left[\frac{W_0 E_{BD}}{2\phi_c}\right]^2 - \phi_c \approx \frac{\epsilon(N_a + N_d)E_{BD}^2}{2qN_aN_d} \tag{19-27}$$

RESUMEN

En este capítulo repasamos las propiedades básicas de los semiconductores. Los conceptos importantes son los siguientes:

1. La corriente en un semiconductor se conduce tanto por electrones como huecos.
2. Electrones y huecos se mueven tanto por arrastre como por difusión.
3. El dopaje intencional del semiconductor por impurezas ocasiona que la densidad de huecos y electrones sea enormemente distinta.

4. La densidad de portadores minoritarios aumenta exponencialmente con la temperatura.
5. Una unión *pn* se forma mediante el dopaje de una región para el tipo *n* y la región adyacente para el tipo *p*.
6. Una barrera de potencial se erige a través de una unión *pn* en equilibrio térmico que equilibra el arrastre y la difusión de portadores a través de la unión de modo que no fluya ninguna corriente neta.
7. En sentido inverso se forma una región de degradación en ambos lados de la unión *pn*, y sólo fluye una corriente pequeña por arrastre.
8. En sentido directo, se inyectan grandes cantidades de electrones y huecos a través de la unión *pn* y grandes corrientes fluyen por difusión con pequeñas tensiones aplicadas.
9. Se crean grandes cantidades de pares de electrones/huecos por medio de la ionización por impacto si el campo eléctrico en el semiconductor excede un valor crítico.
10. La ruptura de avalancha ocurre cuando la tensión de polarización inversa es lo bastante grande para generar el campo eléctrico crítico E_{BD}.

PROBLEMAS

19-1 La temperatura intrínseca T_i de un dispositivo semiconductor es aquella en la que n_i es igual a la densidad de dopaje. ¿Cuál es la T_i de una unión *pn* de silicio que tiene 10^{18} cm^{-3} receptores en el lado de tipo *p* y 10^{14} cm^{-3} donantes en el lado de tipo *n*?

19-2 ¿Cuáles son las resistividades de la región *p* y la región *n* de la unión *pn* que se describió en el problema 19-1?

19-3 Calcule p_0 y n_0 en una muestra de silicio donde estén presentes las impurezas tanto de donantes como de receptores en forma simultánea y $N_d - N_a = 10^{13}$ cm^{-3}.

19-4 ¿Qué cambio de temperatura ΔT duplica la densidad de portadores minoritarios en el lado de tipo *n* de la unión *pn* que se describió en el problema 19-1, en comparación con el valor de la temperatura ambiente?

19-5 Demuestre que un incremento de diez en la corriente directa de una unión *pn* se acompaña por un incremento de la tensión directa de aproximadamente 60 mV.

19-6 Considere una unión de paso *pn* de silicio con 10^{14} cm^{-3} donantes en el lado de tipo *n* y 10^{15} cm^{-3} receptores en el lado de tipo *p*:

a) Encuentre el ancho de la capa de degradación en cada lado de la unión.

b) Trace y dimensione la distribución de campo eléctrico respecto de la posición a través de la capa de degradación.

c) Calcule el potencial de contacto ϕ_c.

d) Con un formalismo de capacitor de placa paralela, estime la capacitancia por área unitaria de la unión en 0 V y en −50 V.

e) Calcule la corriente que fluye a través de esta unión si la tensión directa es 0.7 V, el tiempo de vida de la barrera excedente es 1 μs y el área de sección transversal es 100 μm al cuadrado.

19-7 Una barra de silicio de tipo *n* con 10^{14} cm^{-3} donantes tiene 200 μm de largo y 1 × 1 mm al cuadrado. ¿Cuál es su resistencia a la temperatura ambiente y a 250 °C? Suponga movilidades independientes de la temperatura.

19-8 Estime la tensión de ruptura del diodo de la unión *pn* que se describe en el problema 19-6.

19-9 Demuestre que, para una unión de paso, el ancho de la capa de carga espacial, cuando la tensión de polarización inversa es igual al valor de ruptura de avalancha BV_{BD}, se escribe como

$$W(BV_{BD}) = \frac{2BV_{BD}}{E_{BD}}$$

[*Pista:* Inspeccione el dibujo de campo eléctrico respecto de posición en la figura 19-9*b* con $E_{máx} = E_{BD}$ y $W = W(BV_{BD})$.] Con este resultado, encuentre el ancho de la capa de degradación de la unión *pn* del problema 19-6 cuando se polariza a la ruptura de avalancha.

19-10 ¿Cuáles son las longitudes de difusión de portadores L_n y L_p para la unión *pn* del problema 19-6, parte e?

19-11 Una unión de paso unilateral con un nivel de dopaje N_a del lado *p* mucho más grande que el nivel de dopaje N_d del lado *n* conduce una corriente I cuando está en polarización directa por una tensión V_F. La corriente se va a incrementar al doble de su valor (es decir, a 2I) con la misma tensión V_F mediante el ajuste del tiempo de vida de los portadores. ¿Cuál es el ajuste necesario en el tiempo de vida τ para realizar este cambio de corriente?

19-12 Encuentre la conductividad mínima que se logra en silicio por elección del nivel de dopaje y las condiciones en las cuales ocurre. Suponga una temperatura ambiente y movilidades independientes de los niveles de dopaje.

19-13 ¿Cuál es la resistividad de silicio intrínseco en temperatura ambiente (300 °K)?

REFERENCIAS

1. B. G. Streetman, *Solid State Electronic Devices*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1980, caps. 1-6.
2. S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, John Wiley, Nueva York, 1977, caps. 1-3.
3. A. S. Grove, *Physics and Technology of Semiconductor Devices*, John Wiley, Nueva York, 1967, caps. 4-6.
4. A. S. Sedra y K. C. Smith, *Microelectronics Circuits*, 2a. ed., Holt, Rinehart, and Winston, Nueva York, 1987, cap. 4.

CAPÍTULO 20

DIODOS DE POTENCIA

20-1 INTRODUCCIÓN

Los dispositivos semiconductores, incluso los diodos, son más complicados en su estructura y características operativas que sus contrapartes de potencia baja, con los cuales la mayoría de nosotros tiene algún grado de familiaridad. La complejidad adicional proviene de las modificaciones en los dispositivos sencillos de potencia baja para adaptarlos a aplicaciones de alta potencia. Estas modificaciones son de naturaleza esencialmente genérica; es decir, las mismas modificaciones básicas se hacen a todos los dispositivos semiconductores de potencia baja para incrementar sus capacidades de potencia. De este modo, si se entienden las modificaciones en el contexto de algún tipo específico de dispositivo, será mucho más fácil ver los efectos de estas modificaciones en los demás tipos de dispositivos de potencia.

El estudio de los dispositivos semiconductores de potencia empieza con el diodo, tanto de los dispositivos de unión *pn* como las barreras de Schottky, porque son los dispositivos semiconductores más sencillos. Entonces, la manera más fácil de considerar las modificaciones para la operación de alta potencia es hacerlo en estos dispositivos. Además, el diodo o la unión *pn* es el ladrillo básico de todos los demás dispositivos semiconductores. Será mucho más fácil comprender los demás dispositivos semiconductores si se entienden primero con claridad las características del diodo.

20-2 ESTRUCTURA BÁSICA Y CARACTERÍSTICAS *I-V*

La geometría ideal de diodos de uniones *pn* se analizó en el capítulo 19. La realización práctica del diodo para aplicaciones de potencia se ilustra en la figura 20-1. Consiste en un sustrato muy dopado de tipo n encima del cual se cultiva una capa epitaxial n^- ligeramente dopada de un espesor específico. Al final se forma la unión *pn* difundiéndola en una región de tipo n muy dopada que forma el ánodo del diodo. Los espesores normales de la capa y los niveles de dopaje se muestran en la figura 20-1. El área de sección transversal A del diodo varía según la cantidad de corriente total para cuya conducción se diseñó el dispositivo. Para diodos que conducen varios miles de amperes, el área puede ser de varios centímetros cuadrados (se usan obleas con diámetros hasta de 4 pulgadas en la producción de dispositivos de potencia, y para los diodos más grandes, sólo uno se hace de la oblea). El símbolo de circuito para el diodo se muestra en la figura 20-1 y es el mismo para diodos de niveles de señales de potencia baja.

La capa n^- en la figura 20-1, que suele llamarse región de arrastre, es la característica estructural principal que no se encuentra en diodos de potencia baja. Tiene la función de absorber la zona de despoblación de la unión p^+n^- de polarización inversa. Esta capa es bastante ancha con tensiones inversas grandes. La región de arrastre establece la tensión de ruptura inversa. Esta región relativamente larga y un poco dopada al parecer agrega una resistencia óhmica significativa al diodo cuando es de polarización directa, situación que al parecer produce una disipación de potencia inaceptablemente grande en el diodo cuando conduce corriente. Sin embargo, otros mecanismos que describiremos en breve reducen de manera importante este problema notorio.

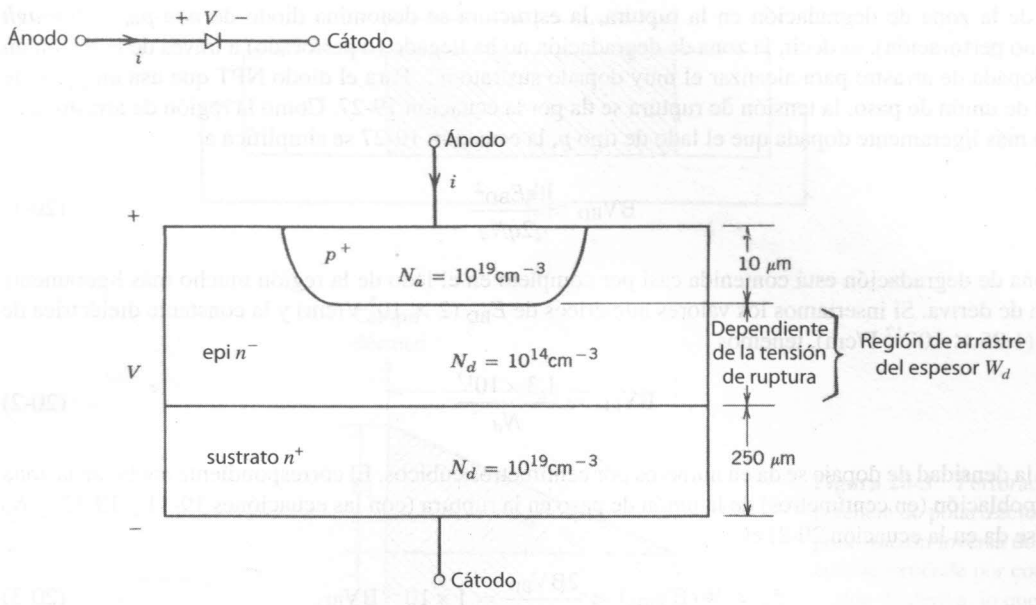


Figura 20-1 Vista de la sección transversal de un diodo de unión *pn* diseñado para aplicaciones de potencia. El símbolo de circuito también se muestra con designaciones de ánodo y cátodo. La vista de sección transversal de un diodo de alta potencia con previsiones para tensiones de rupturas altas se muestra en las figuras 20-6 y 20-7.

La característica $i-v$ del diodo se muestra en la figura 20-2. En el sentido directo parece el mismo que analizamos en el capítulo 19, excepto que la corriente crece en forma lineal con la tensión de polarización directa y no en forma exponencial. Las grandes corrientes en un diodo de potencia crean caídas óhmicas que ocultan las características exponenciales $i-v$. La caída de tensión en la región un poco dopada de deriva explica una parte de esta resistencia óhmica. Abordaremos el tema de la naturaleza de la caída de tensión en estado activo en una sección posterior de este capítulo.

En sentido inverso sólo fluye una corriente de dispersión pequeña e independiente de la tensión de sentido inverso, hasta que se alcanza la tensión inversa de ruptura BV_{BD}. Cuando se alcanza la ruptura, la tensión parece permanecer en esencia constante, mientras que la corriente aumenta de manera drástica, sólo limitada por el circuito exterior. La combinación de una tensión grande con ruptura y una corriente grande lleva a la disipasión excesiva de potencia que puede destruir el dispositivo con rapidez. Por esta razón se debe evitar la operación del diodo en ruptura.

20-3 CONSIDERACIONES SOBRE LA TENSIÓN DE RUPTURA

20-3-1 TENSIÓN DE RUPTURA MÁXIMA ANTES DE LA PERFORACIÓN DE LOS DIODOS DE POTENCIA

Para el diseño de un diodo de una tensión de ruptura especificada se usa una de las dos variantes de la estructura de la figura 20-1. Si la longitud W_d de la región un poco dopada de arrastre es más larga que el

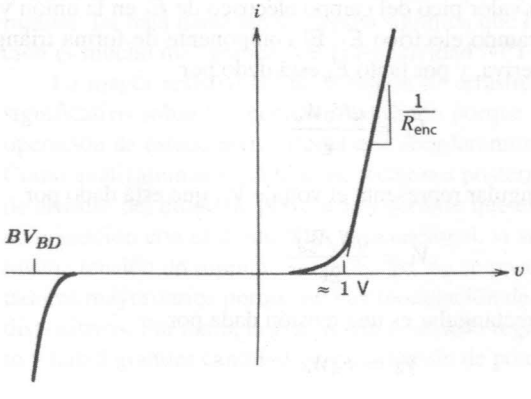


Figura 20-2 Curva característica *I-V* de un diodo de unión *pn*. La parte de polarización inversa de la curva característica muestra una ruptura de avalancha en BV_{BD}. La relación exponencial de *i-v* en polarización directa que se espera del diodo de nivel de señales se oscurece por la resistencia óhmica R_{enc} en diodos de potencia.

ancho de la zona de degradación en la ruptura, la estructura se denomina diodo de *non-punch-through* (NPT, no perforación), es decir, la zona de degradación no ha llegado (o perforado) a través de la región un poco dopada de arrastre para alcanzar el muy dopado sustrato n^+. Para el diodo NPT que usa un perfil de dopaje de unión de paso, la tensión de ruptura se da por la ecuación 19-27. Como la región de arrastre está mucho más ligeramente dopada que el lado de tipo p, la ecuación 19-27 se simplifica a

$$\mathrm{BV_{BD}} \approx \frac{\epsilon E_{\mathrm{BD}}^2}{2qN_d} \tag{20-1}$$

y la zona de degradación está contenida casi por completo en el lado de la región mucho más ligeramente dopada de deriva. Si insertamos los valores numéricos de E_{BD} (2×10^5 V/cm) y la constante dieléctrica de silicio (1.05×10^{-12} F/cm), tenemos

$$\mathrm{BV_{BD}} \approx \frac{1.3 \times 10^{17}}{N_d} \tag{20-2}$$

donde la densidad de dopaje se da en números por centímetros cúbicos. El correspondiente ancho de la zona de despoblación (en centímetros) de la unión de paso en la ruptura (con las ecuaciones 19-11 y 19-12, y N_d como se da en la ecuación 20-2) es

$$W_d \geq W(\mathrm{BV_{BD}}) \approx \frac{2\mathrm{BV_{BD}}}{E_{\mathrm{BD}}} = 1 \times 10^{-5}\mathrm{BV_{BD}} \tag{20-3}$$

Recuerde que, según la figura 20-1, W_d es el espesor de la región de arrastre.

Dos hechos básicos se hacen evidentes por las ecuaciones 20-2 y 20-3. Primero, las tensiones de ruptura grandes requieren uniones un poco dopadas, por lo menos de un lado. Segundo, la capa de deriva en el diodo debe ser muy larga en dispositivos de alta tensión para acomodar las zonas de despoblación largas. Por ejemplo, una tensión de ruptura de 1 000 V requiere un nivel de dopaje de más o menos 10^{14} cm^{-3} o menos, y un espesor de la región de arrastre mínima W_d de cerca de 100 μm para acomodar la región de despoblación. Estos requerimientos se satisfacen por la región de deriva un poco dopada que se muestra en el diagrama de sección transversal del diodo de potencia de la figura 20-1.

20-3-2 TENSIÓN DE RUPTURA DEL DIODO DE PERFORACIÓN (*PUNCH-THROUGH*)

En algunas situaciones es posible tener longitudes de la región de arrastre más cortas y aún tener las grandes tensiones inversas del bloque de diodos. Considere la situación de la figura 20-3, donde la región de degradación se extiende por completo a través de la región de arrastre y está en contacto con la capa n^+. Cuando sucede esto (lo que suele denominarse perforación y, por ende, diodo de perforación), los incrementos adicionales de la tensión inversa no causan que la región de degradación se extienda más porque la densidad de dopaje grande en la capa n^+ logra bloquear el crecimiento adicional de la zona de degradación. En su lugar, el perfil del campo eléctrico empieza a allanarse, como se muestra en la figura 20-3*b*, y su forma se vuelve menos triangular y más rectangular.

Como se muestra en la figura se puede considerar que el perfil del campo eléctrico se compone de un elemento de forma triangular con un valor pico del campo eléctrico de E_1 en la unión y uno de forma rectangular de un valor constante del campo eléctrico E_2. El componente de forma triangular se debe a los donantes ionizados en la región de deriva, y por tanto E_1 está dado por

$$E_1 = \frac{qN_dW_d}{\epsilon} \tag{20-4}$$

y el área debajo del componente triangular representa el voltaje V_1, que está dado por

$$V_1 = \frac{qN_dW_d^2}{2\epsilon} \tag{20-5}$$

El área debajo del componente rectangular es una tensión dada por

$$V_2 = E_2W_d \tag{20-6}$$

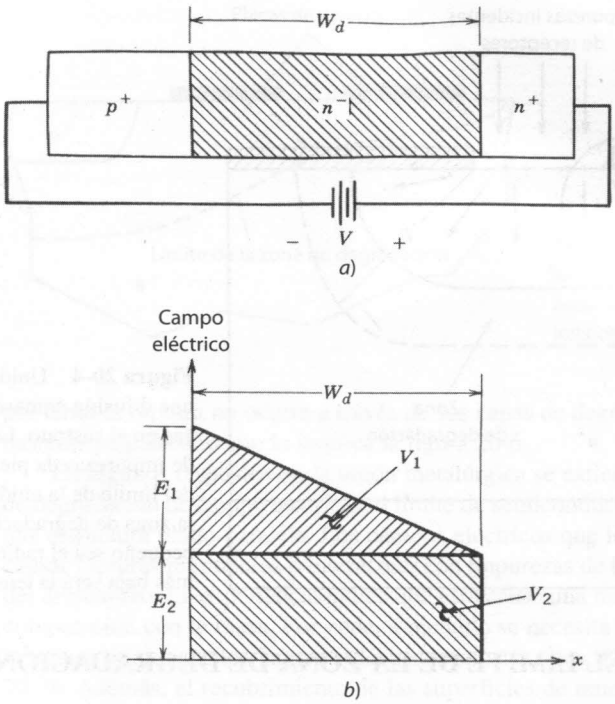


Figura 20-3 Perforación en un diodo de potencia de polarización inversa: *a*) diodo de polarización inversa donde la zona de degradación se extiende por completo a través de la región de deriva, lo que a veces se llama condición de perforación (*punch-through*); *b*) perfil del campo eléctrico de la condición de perforación en un diodo de polarización inversa.

Cuando colapsa la unión que tiene este perfil de perforación, existe la siguiente condición:

$$E_1 + E_2 = E_{BD} \tag{20-7}$$

y

$$BV_{BD} = V_1 + V_2 \tag{20-8}$$

La sustitución de la ecuación 20-5 por V_1 en la ecuación 20-8, y la sustitución simultánea de $V_2 = [E_{BD} - E_1]W_d$ con E_1, dado por la ecuación 20-4, produce

$$BV_{BD} = E_{BD}W_d - \frac{qN_dW_d^2}{2\epsilon} \tag{20-9}$$

Si la densidad de dopaje en la región de deriva se reduce mucho más que los valores permitidos por la ecuación 20-2, V_1 será mucho menor que V_2 (el perfil del campo eléctrico será en esencia constante e independiente de la posición), por lo que

$$BV_{BD} \approx E_{BD}W_d \quad \text{o} \quad W_d \approx \frac{BV_{BD}}{E_{BD}} \tag{20-10}$$

que es más o menos la mitad del valor de W_d dado por la ecuación 20-3 para el mismo valor de tensión de ruptura. La baja densidad de dopaje significa que la resistividad óhmica de la región de deriva de perforación es mucho más grande que la resistividad NPT de la región de arrastre.

La mayor resistividad de la región de arrastre de la estructura de perforación no tiene ningún efecto significativo sobre la operación del diodo porque la modulación de conductividad que ocurre durante la operación de estado activo (tema que abordaremos en breve) pone en cortocircuito a la región de arrastre. Como analizaremos en detalle en secciones posteriores de este capítulo, la longitud más corta de la región de arrastre del diodo de perforación permite que este diodo tenga tensiones de estado activo más bajas en comparación con el diodo NPT convencional, si suponemos el mismo tiempo de vida en cada diodo y la misma tensión de ruptura. Sin embargo, no se puede usar la estructura de perforación en dispositivos portadores mayoritarios porque no hay modulación de conductividad en la operación de estado activo de estos dispositivos. Por tanto, la gran resistencia de la región de deriva de perforación no se pondrá en cortocircuito y habrá grandes cantidades de disipación de potencia en estado activo.

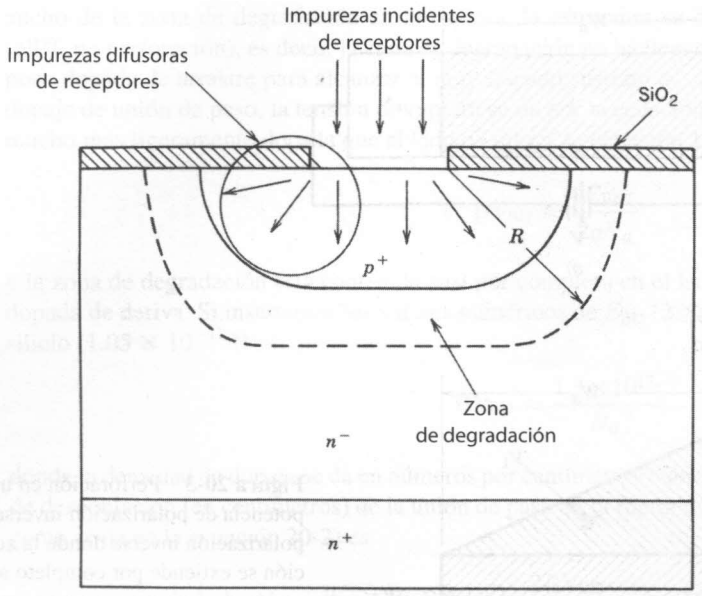


Figura 20-4 Unión *pn* formada por una difusión enmascarada de impurezas en el sustrato. La difusión lateral de impurezas da pie a una curvatura del límite de la unión *pn* y por tanto a la zona de degradación. Entre más pequeño sea el radio de curvatura *R*, más baja será la tensión de ruptura.

20-3-3 CONTROL DEL LÍMITE DE LA ZONA DE DEGRADACIÓN

Las uniones paralelas planas que supusimos de forma implícita hasta este momento son una idealización no realista en la práctica. Las uniones en los dispositivos reales se forman por medio de difusiones de impurezas enmascaradas (como los receptores de la figura 20-4) que causan invariablemente que la unión *pn* resultante tenga cierto grado de curvatura, como se muestra en la figura 20-4. La cantidad de curvatura, especificada por el radio de curvatura (indicado en la figura 20-4), dependerá del tamaño de la máscara de difusión, la longitud del tiempo de difusión y la magnitud de la temperatura de difusión. La curvatura es resultado de que las impurezas se difunden con igual rapidez de manera lateral y vertical en el sustrato. En estas uniones, la descripción del plano paralelo es imprecisa cuando el radio de curvatura se hace comparable al ancho de la zona de despoblación. En estas circunstancias, el campo eléctrico en la zona de degradación pierde uniformidad espacial y tiene su mayor magnitud donde el radio de curvatura es más pequeño. Esto produce una tensión de ruptura más pequeña en comparación con una unión de plano paralelo de dopaje similar.

El paso obvio en el combate de esta reducción potencial de la tensión de ruptura es mantener el radio de curvatura lo más largo posible. Los estudios de modelaje con una unión *pn* cilíndrica del radio *R* indican que el radio debe ser seis o más veces mayor que el espesor de la zona de degradación, en la ruptura, de una unión de plano paralelo comparable para mantener la tensión de ruptura de la unión cilíndrica dentro de 90% de la tensión de ruptura de la unión plano-paralela. En diodos de alta tensión, donde BV_{BD} es al menos de 1 000 V, el radio de curvatura *R* requerido, con la estimación de 100 μm para el espesor de la zona de degradación, en la ruptura, de la unión plano-paralela que dimos anteriormente, sería de 600 μm. La realización de valores tan grandes requeriría mantener las difusiones (profundidades comparables a *R*) en el sustrato, lo que sería impráctico debido a tiempos de difusión de longitud imposible.

De este modo, el radio de curvatura del límite de la capa de degradación se debe controlar con otras medidas. Un método es el uso de las placas de campo eléctricamente flotantes que se ilustran en la figura 20-5. Las placas de campo actúan como superficie equipotencial y, por medio de su colocación correcta, como se indica en la figura, redirigen las líneas del campo eléctrico e impiden que la zona de degradación tenga un radio de curvatura demasiado pequeño. El precio de este planteamiento es que las placas de campo requieren una cantidad considerable de silicio.

Otro método para controlar la zona de degradación es el de anillos de guarda, como se ilustra para una unión *pn* simple en la figura 20-6. Se permite que los anillos de guarda tipo *p* floten eléctricamente. Las capas de despoblación de los anillos de guarda se fusionan con la creciente zona de degradación de la unión *pn* de polarización inversa, lo que impide que el radio de curvatura se haga demasiado pequeño. Como los anillos de guarda son eléctricamente flotantes, no adquieren la tensión de polarización inversa completa, y

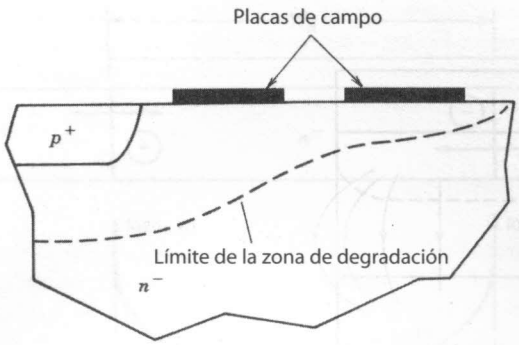


Figura 20-5 Uso de placas de campo en un diodo de unión *pn* para controlar la curvatura del límite de la zona de degradación a fin de evitar que se reduzcan las tensiones de ruptura.

por tanto la ruptura no ocurre a través de sus capas de degradación aunque sus radios de curvatura sean lo bastante pequeños, como lo implica la figura 20-6.

En algunos dispositivos, la unión metalúrgica se extiende hasta la superficie del silicio, y la zona alta de degradación de campo atraviesa el límite de semiconductor/aire, aunque la unión metalúrgica propia sea una estructura plano-paralela. Los campos eléctricos que los rodean o están cerca de la superficie pueden causar rupturas prematuras o interactuar con impurezas de la superficie que al final degradan el desempeño del dispositivo. La experiencia indica que esto causa una reducción de 20 a 30% en E_{BD} en la superficie, en comparación con la masa. Por ende, a menudo se necesita modelar los contornos topológicos del dispositivo para minimizar los campos eléctricos superficiales. Un ejemplo de biselado se muestra en la figura 20-7*b*. Además, el recubrimiento de las superficies de muestras con materiales apropiados, como dióxido de silicio u otro aislante, ayuda a controlar los campos eléctricos en la superficie.

20-4 PÉRDIDAS EN ESTADO ACTIVO

20-4-1 MODULACIÓN DE CONDUCTIVIDAD

Casi toda la potencia disipada en un diodo ocurre cuando está en estado activo (de polarización directa). En altas frecuencias de conmutación puede presentarse una cantidad considerable de disipación durante el tránsito de conmutación de un estado a otro, tema que abordaremos más tarde. En aplicaciones de baja

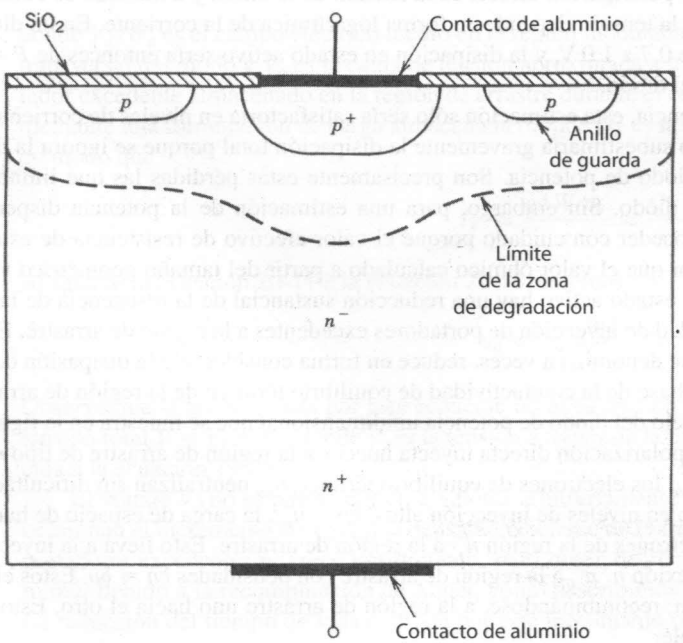


Figura 20-6 Diodo de unión *pn* con una región de arrastre de tipo *n* y con anillos de guarda para mejorar las capacidades de tensiones de ruptura. Los anillos de guarda ayudan a impedir que la zona de degradación tenga un radio de curvatura demasiado pequeño.

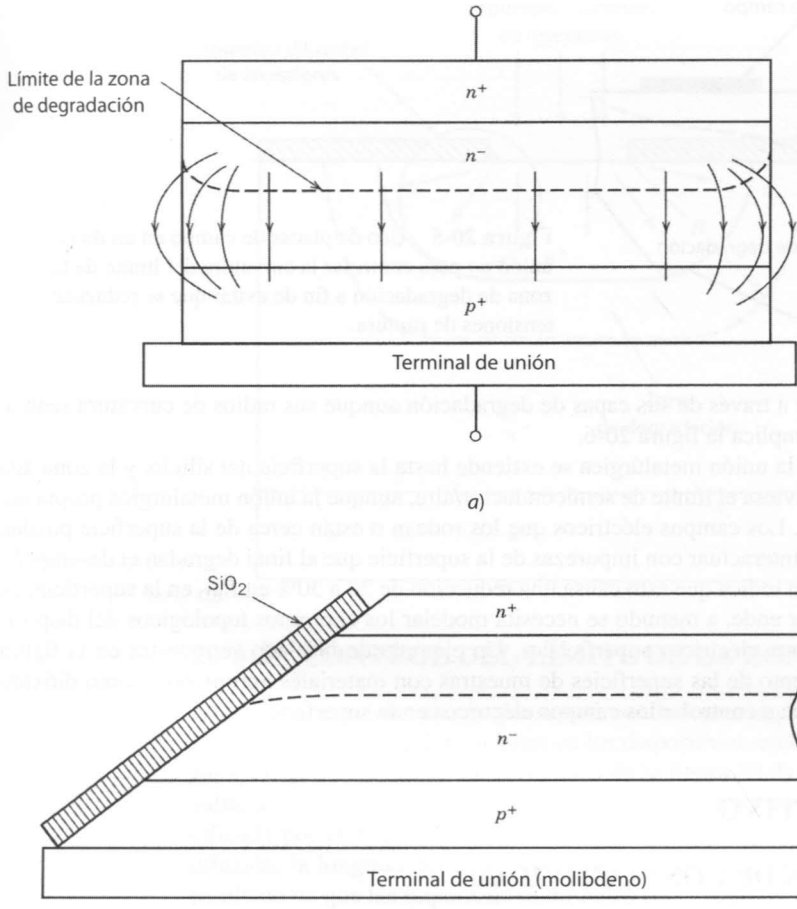


Figura 20-7 *a*) Intersección de la zona de degradación con una superficie de semiconductor y apiñamiento de campo vigilante. *b*) Uso de moldeado topológico (biselado en este caso) para minimizar el apiñamiento de campo debido a la curvatura de la zona de degradación.

potencia, la tensión de polarización directa es la tensión de la unión y a menudo se considera aproximadamente constante, pues la tensión depende en forma logarítmica de la corriente. En un diodo de silicio, este voltaje constante es de 0.7 a 1.0 V, y la disipación en estado activo sería entonces de $P = 0.7\ I$, donde I es la corriente a través del diodo.

En diodos de potencia, esta estimación sólo sería satisfactoria en niveles de corriente bajos. En niveles de corriente altos, esto subestimaría gravemente la disipación total porque se ignora la disipación en la región de arrastre del diodo de potencia. Son precisamente estas pérdidas las que limitan la capacidad de potencia máxima del diodo. Sin embargo, para una estimación de la potencia dispersada en la región de arrastre se debe proceder con cuidado porque el valor efectivo de resistencia de esta región en estado activo es mucho menor que el valor óhmico calculado a partir del tamaño geométrico y las densidades de equilibrio térmico. En estado activo hay una reducción sustancial de la resistencia de la región de arrastre debido a la gran cantidad de inyección de portadores excedentes a la región de arrastre. Esta modulación de conductividad, como se denomina a veces, reduce en forma considerable la disipasión de potencia sobre lo que se estimaría en la base de la conductividad de equilibrio térmico de la región de arrastre.

Considere el modelo del diodo de potencia unidimensional que se muestra en la figura 20-8. En estado activo, la unión *pn* de polarización directa inyecta huecos a la región de arrastre de tipo *n*. En niveles bajos de inyección, $\delta p \ll n_{no}$, los electrones de equilibrio térmico n_{no} neutralizan sin dificultad la carga de espacio de los huecos; pero en niveles de inyección altos, $\delta p > n_{no}$, la carga de espacio de huecos es lo bastante grande para atraer electrones de la región n^+ a la región de arrastre. Esto lleva a la inyección de electrones a través de la interconexión n^+n^- a la región de arrastre con densidades $\delta n = \delta p$. Estos electrones y huecos inyectados se difunden, recombinándose, a la región de arrastre uno hacia el otro. Esto es el origen de la llamada inyección doble.

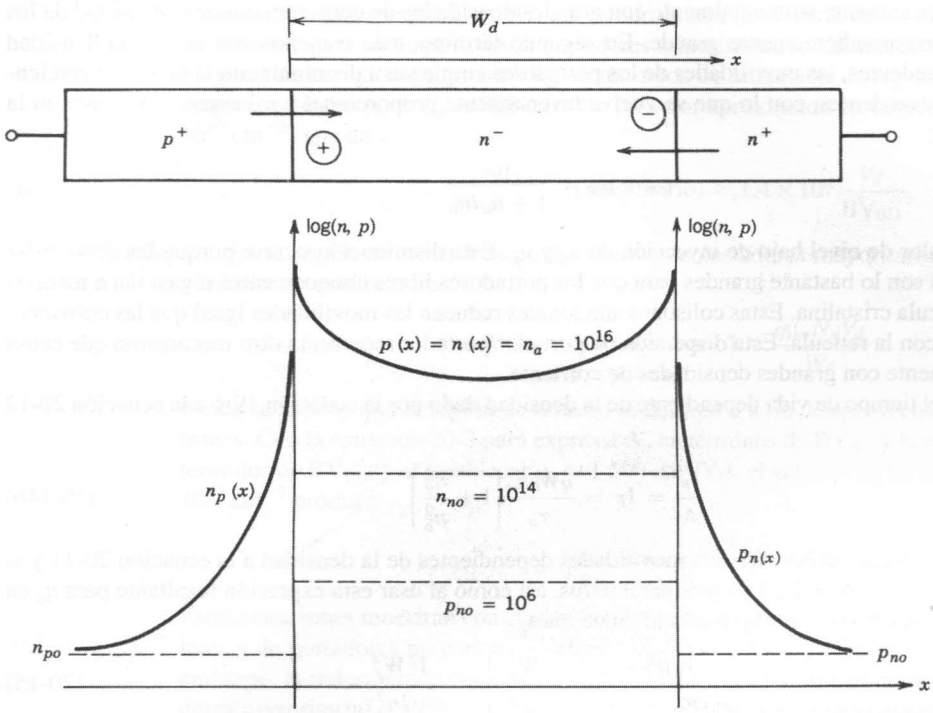


Figura 20-8 Distribuciones de portadores en una estructura de un diodo de potencia de polarización directa con una región de arrastre un poco dopada. Observe que los portadores excedentes se inyectan en la región de arrastre desde ambos extremos. El valor medio de los portadores de exceso n_a es grande en comparación con n_{no}, la densidad de portadores mayoritarios en la región de arrastre.

Si la longitud de difusión L, donde $L = \sqrt{D\tau}$ (véanse las ecuaciones 19-19 y 19-20), es mayor que la longitud de la región de arrastre W_d, la distribución espacial de los portadores excedentes será muy plana, como se muestra en la figura 20-8, e igual a un valor medio n_a. Como la densidad de dopaje n^- de la región de arrastre es muy pequeña, por lo general de 10^{14} cm^{-3}, n_a será normalmente mucho más grande que n^-, condición que se denomina inyección de alto nivel. La conductividad de la región de arrastre aumentará en gran medida a través de su nivel óhmico o de inyección baja.

En estas condiciones, la corriente en la región de arrastre se escribe *grosso modo* como

$$I_F \approx \frac{q(\mu_n + \mu_p)n_a A V_d}{W_d} \tag{20-11}$$

donde V_d/W_d es el campo eléctrico medio en la región modulada por conductividad, A es el área de sección transversal del diodo y V_d es la caída de tensión aproximada a través de la región de arrastre. Ahora el portador excedente almacenado en la región de arrastre durante el estado activo se relaciona con la corriente I_F mediante una formulación de carga almacenada (donde Q_F es la carga almacenada en la región de arrastre), de modo que

$$I_F \approx \frac{qAW_d n_a}{\tau} \approx \frac{Q_F}{\tau} \tag{20-12}$$

Al igualar la ecuación 20-11 a la ecuación 20-12, tenemos

$$V_d \approx \frac{W_d^2}{(\mu_n + \mu_p)\tau} \tag{20-13}$$

Observe que la tensión dada por esta ecuación no es la tensión total del diodo de polarización directa. La tensión total $V = V_j + V_d$, donde V_j es la tensión a través de la unión *pn* y se estima con una ecuación parecida a la ecuación 19-25.

El voltaje V_d no se puede reducir a valores arbitrariamente pequeños. Se activan dos mecanismos que ocasionan el incremento de V_d con la densidad creciente de la corriente. Primero, cuando la densidad de los portadores excedentes n_a crece lo suficiente, en el orden de 10^{17} cm^{-3}, el tiempo de vida τ empieza a disminuir debido a la recombinación de Auger, como describimos en el capítulo 19 (véase la ecuación 19-6). La reducción del tiempo de vida causada por este mecanismo ocasiona que la caída de tensión a través de

la región de deriva aumente sustancialmente con grandes densidades de corriente, donde la densidad de los portadores es correspondientemente grande. En segundo término, más o menos con la misma densidad de portadores excedentes, las movilidades de los portadores empiezan a disminuir con la densidad creciente de portadores excedentes, con lo que se vuelve inversamente proporcional a n_a, como se muestra en la ecuación 20-14*a*:

$$\mu_n + \mu_p = \frac{\mu_o}{1 + n_a/n_b} \tag{20-14a}$$

donde μ_o es el valor de nivel bajo de inyección de μ_n y μ_p. Esta disminución ocurre porque las densidades de los portadores son lo bastante grandes para que los portadores libres choquen entre sí casi tan a menudo como con la retícula cristalina. Estas colisones adicionales reducen las movilidades igual que las colisiones hacen lo propio con la retícula. Esta dispersión de portador/portador representa otro mecanismo que causa que V_d se incremente con grandes densidades de corriente.

Al insertar el tiempo de vida dependiente de la densidad dado por la ecuación 19-6 a la ecuación 20-12 nos da

$$\frac{I_F}{\mathrm{A}} = \mathrm{J}_F = \frac{qW_d n_a}{\tau_o}\left(1 + \frac{n_a^2}{n_b^2}\right) \tag{20-14b}$$

La inserción de la ecuación 20-14*a* para movilidades dependientes de la densidad a la ecuación 20-11 y al despejar n_a como función de V_d, J y otros parámetros, así como al usar esta expresión resultante para n_a en la ecuación 20-14*b*, nos da, tras algunas manipulaciones,

$$\left(V_d - \frac{\mathrm{J}_F W_d}{q\mu_o n_b}\right)^2 \left(V_d - \frac{W_d^2}{\mu_o \tau_o}\right) = \frac{\mathrm{J}_F^2 W_d^4}{q^2 \mu_o^3 n_b^2 \tau_o} \tag{20-15}$$

Conforme n_a se acerca a n_b, V_d es más grande que $W_d^2/\mu_o\tau_o$, de modo que la ecuación 20-15 se convierte más o menos en

$$V_d \approx \frac{\mathrm{J}_F W_d}{q\mu_o n_b} + \sqrt[3]{\frac{\mathrm{J}_F^2 W_d^4}{q^2 \mu_o^3 n_b^2 \tau_o}} \tag{20-16}$$

De este modo, con grandes corrientes donde J_F es grande, la tensión de la región de deriva tiene una dependencia casi óhmica de la densidad de la corriente J_F. Así, no sorprende que la caída total de tensión del diodo en estado activo se dé aproximadamente por

$$V \approx V_j + R_{\mathrm{enc}} I \tag{20-17}$$

como lo indica la figura 20-2.

20-4-2 IMPACTO SOBRE PÉRDIDAS DE ESTADO ACTIVO

Este análisis simplificado resume varias características importantes de las pérdidas en estado activo no sólo de diodos, sino también de otros dispositivos basados en portadores minoritarios, como transistores de unión bipolar y tiristores. Antes que nada, si el tiempo de vida se alarga lo suficiente para que la longitud de difusión L sea compatible con la longitud de la región de derivado W_d, la caída de tensión a través de la región de derivado se reduce mucho y es aproximadamente independiente de la corriente. Esto significa que la dispersión de potencia en dispositivos bipolares será mucho menor que para dispositivos de portadores mayoritarios, como MOSFET o JFET, que conducen más o menos la misma densidad de corriente. En segundo lugar, el precio de las pérdidas reducidas en estado activo es una gran cantidad de carga almacenada que pondrá en peligro a los tiempos de conmutación, tema que abordaremos en la siguiente sección. En tercer lugar, entre más grande sea la tensión de ruptura del dispositivo, más grande será la caída de tensión V_d a través de la región de arrastre, pues esta tensión es proporcional al cuadrado de la longitud W_d, y esta longitud debe ser mayor para tensiones de ruptura mayores.

La pregunta natural en este punto es cuánto menores son las pérdidas en estado activo en un dispositivo bipolar en comparación con un dispositivo de portadores mayoritarios. Una manera de abordar esta cuestión es estimar la densidad de la corriente que fluye en la región de arrastre de ambos tipos de dispositivos como función de la tensión de ruptura especificada del dispositivo y la máxima caída de tensión V_d deseada a través de la región de arrastre. Elegimos la región de arrastre para la comparación porque en

ambos tipos de dispositivos es el lugar donde ocurre la mayoría de pérdidas en estado activo. La densidad de corriente para un dispositivo de portadores minoritarios se calcula con la ecuación 20-11 y al expresar la longitud de la región de arrastre W_d en términos de la tensión de ruptura BV_{BD} con la ecuación 20-3. Al emplear esto con $\mu_n + \mu_p \approx 900$ cm^2/V-s (el valor aproximado en densidades de portadores excedentes de 10^{17} cm^{-3}) nos da

$$J(\text{minoritario}) \approx 1.4 \times 10^6 \frac{V_d}{BV_{BD}} \tag{20-18}$$

En la región de arrastre de un dispositivo de portadores mayoritarios, la densidad de corriente J (mayoritario) se escribe como

$$J(\text{mayoritario}) \approx \frac{q\mu_n N_d V_d}{W_d} \tag{20-19}$$

donde se supone que la región de arrastre es del tipo n a fin de aprovechar la mayor movilidad de los electrones. Con la ecuación 20-2 para expresar N_d en términos de BV_{BD} y la ecuación 20-3 para expresar W_d en términos de BV_{BD}, y al establecer $\mu_n \approx 1\,500$ cm^2/V-s, el valor de μ_n en silicio con densidades de dopaje de 10^{14} cm^{-3} produce

$$J(\text{mayoritario}) \approx 3.1 \times 10^6 \frac{V_d}{BV_{BD}^2} \tag{20-20}$$

Estas ecuaciones muestran con claridad que, conforme aumenta la tensión de ruptura, los dispositivos bipolares y de portadores mayoritarios sufren reducciones en sus capacidades de conducción de corriente. Sin embargo, la reducción en dispositivos bipolares es menos grave en comparación con dispositivos de portadores mayoritarios, y por tanto los dispositivos bipolares son por lo general los dispositivos preferidos para tensiones de bloqueo mayores (varios cientos de voltios y más).

20-5 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

20-5-1 FORMAS DE ONDA DE CONMUTACIÓN OBSERVADAS

Un diodo de potencia requiere un tiempo finito para conmutar del estado de bloqueo (polarización inversa) al estado activo (polarización directa) y viceversa. El usuario se debe preocupar no sólo del tiempo requerido para las transiciones, sino también de cómo varía la tensión y la corriente del diodo durante las transiciones. Tanto el tiempo de transición como la forma de las formas de onda se ven afectadas por las propiedades intrínsecas del diodo y por el circuito en que se incrusta el diodo.

Las propiedades de conmutación de un diodo se dan a menudo en hojas de especificaciones para corrientes de diodos con un tiempo especificado de cambio, *di/dt*, como en la figura 20-9. La razón de esta selección es que los diodos de potencia son muy frecuentes en circuitos con inductancias que controlan el índice de cambio de la corriente, o se usan como diodos de circulación libre donde el apagado de un dispositivo de estado sólido controla *di/dt*. La tensión y la corriente del diodo resultantes respecto del tiempo se muestra en la figura 20-9. Las características de interés particular en estas formas de onda son la sobretensión momentánea durante el encendido y lo pronunciado de la caída de la corriente inversa durante la fase de apagado. La sobretensión momentánea durante el encendido no se observa en diodos en el nivel de señales.

20-5-2 TRANSITORIO DE ENCENDIDO

La parte de encendido de las formas de onda del diodo de la figura 20-9 está cubierta por los tiempos marcados t_1 y t_2. Durante estos intervalos, dos procesos físicos ocurren en secuencia. Primero, la carga de espacio almacenada en la región de degradación (ubicada sobre todo en la región de arrastre) se retira (descarga) por el crecimiento de la corriente directa. Cuando la zona de degradación se descarga a su nivel de equilibrio térmico, la unión metalúrgica adquiere una polarización directa y la inyección de portadores excedentes a través de la unión a la región de arrastre empieza en el tiempo t_1, lo que marca el inicio de la segunda fase y el final de la primera. Durante la segunda fase, la distribución de portadores excedentes en la región de arrastre crece hacia el valor de estado permanente que soporta la corriente de polarización del diodo I_F.

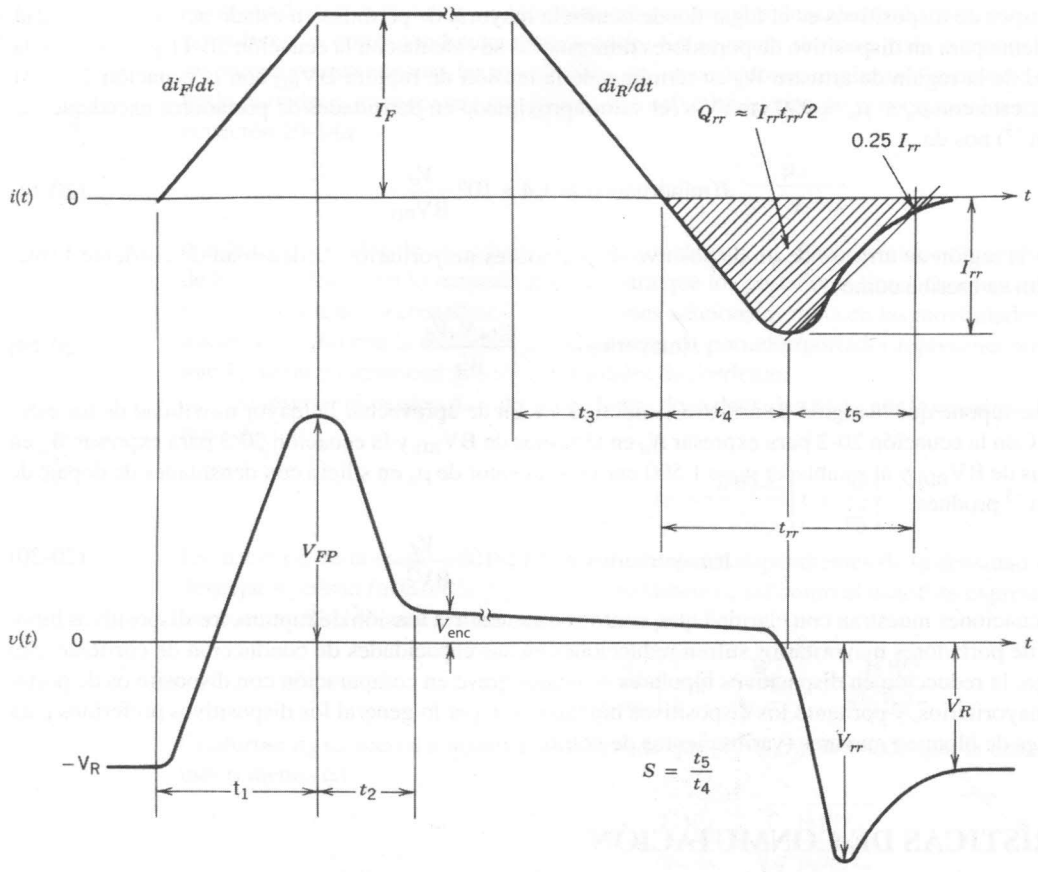


Figura 20-9 Formas de onda de tensión y corriente para un diodo de potencia accionado por corrientes con un índice especificado de subida durante el encendido y un índice especificado de caída durante el apagado.

El crecimiento aproximado de la distribución de portadores excedentes en el tiempo se diagrama en la figura 20-10. Observe que se inyectan portadores excedentes a la región de arrastre desde ambos extremos con huecos que se inyectan desde la unión p^+n^- y electrones desde la unión n^+n^-.

Mediante una interpretación sencilla de esta secuencia de eventos esperaríamos que la tensión del diodo aumentara suave y monótonamente desde su inicial valor negativo grande hasta un valor de polarización directa de estado permanente de aproximadamente 1.0 V. Sólo se observaría un intervalo distinto, que sería la descarga de la capa de carga espacial, análoga a la descarga de una capacitancia. De hecho, la zona de despoblación en condiciones de polarización inversa se modela a menudo como condensador (capacitancia de carga espacial) cuyo valor (por centímetro cuadrado mediante un formalismo de condensador de platos paralelos) está dado por

$$C_{sc}(V) \approx \frac{\epsilon}{W(V)} \tag{20-21}$$

donde la zona de degradación con el ancho $W(V)$ está dada por la ecuación 19-6. La duración del intervalo debe escalar con I_F y a la inversa con di/dt.

Sin embargo, esta interpretación no explica la sobretensión momentánea en la forma de onda de la figura 20-9. El defecto de la interpretación es que no considera el efecto de la resistencia óhmica de la región de arrastre, ni la inductancia de la oblea de silicio y de los cables de enlace que llevan. Conforme la corriente directa crece con el tiempo, existe una caída de tensión cada vez más grande a través de la región de deriva, pues no hay modulación de conductividad de la región sino hasta que se descarga la capa de carga espacial a su valor de equilibrio térmico. La inductancia también agrega una caída de tensión significativa si se aplican valores grandes de di/dt. El efecto combinado de estos dos factores es una sobretensión momentánea que puede llegar hasta varias decenas de voltios, es decir, lo bastante grande para afectar gravemente la operación de algunos circuitos de electrónica de potencia.

El crecimiento de la tensión del diodo desacelera y al final se invierte cuando la región de arrastre se pone en cortocircuito por la gran cantidad de inyección de portadores en él. Además, la contribución induc-

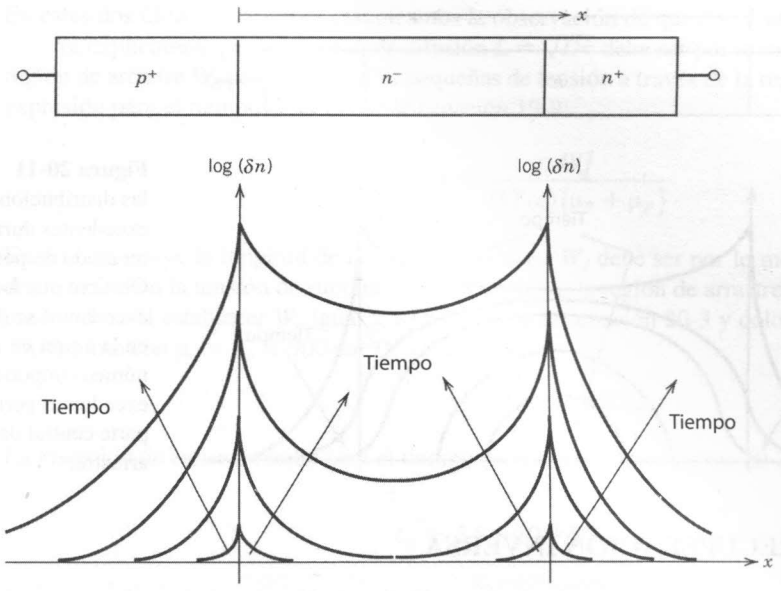


Figura 20-10 Crecimiento de la distribución de portadores excedentes durante el encendido de un diodo de potencia de unión *pn*. Observe que los portadores se inyectan en la región de arrastre desde ambos extremos.

tiva termina cuando se estabiliza la corriente del diodo en I_F. El intervalo durante el cual la tensión cae desde el valor pico de sobretensión al valor de polarización directa de estado permanente marca el término del crecimiento de transitorios de la distribución de portadores excedentes en la región de arrastre.

La duración de la descarga de la capa de carga espacial y el crecimiento de la distribución de portadores excedentes en la región de arrastre se determina tanto por las propiedades intrínsecas del diodo como por el circuito externo en el cual está incrustado. Un valor grande de *di/dt* reduce el tiempo requerido para descargar la capa de carga espacial. Sin embargo, un valor grande de I_F y del tiempo de vida de portadores en la región de arrastre alarga el tiempo requerido para que se complete la parte de portadores excedentes del transitorio. Los valores normales para estos tiempos de conmutación en diodos de alta potencia se encuentran en los cientos de nanosegundos para t_1 y en el rango de microsegundos para t_2. Existen dispositivos con tiempos de encendido más rápidos, pero su desempeño mejorado en este aspecto se logra sólo mediante la reducción del tiempo de vida, como ya explicamos. Así, al recortar los transitorios de encendido se compensan las pérdidas mayores en estado activo.

20-5-3 TRANSITORIO DE APAGADO

La parte de apagado de la forma de onda de conmutación está cubierta por los tiempos marcados t_3, t_4 y t_5, y es en esencia lo contrario del proceso de encendido. Primero se tienen que eliminar los portadores excedentes almacenados en la región de arrastre antes de que las uniones metalúrgicas adquieran una polarización inversa. La desintegración de la distribución de portadores excedentes se ilustra en la figura 20-11. Una vez eliminados los portadores por la acción combinada de recombinación y barrido de corrientes negativas del diodo, la zona de degradación adquiere una cantidad considerable de carga espacial de la tensión de polarización inversa y se extiende a la región de degradación desde ambos extremos (uniones).

Mientras haya portadores excedentes en los extremos de la región de degradación, las uniones p^+n^- y n^+n^- deben ser de polarización directa. De este modo, la tensión del diodo sufrirá poco cambio de su valor de estado activo excepto una pequeña disminución debido a caídas óhmicas causadas por la corriente inversa. Pero después de que la corriente se convierte en negativa y el barrido de portadores ocurre durante el tiempo suficiente (t_4) para reducir la densidad de portadores excedentes en una o las dos uniones a cero, la unión o uniones adquieren una polarización inversa. En este punto, la tensión del diodo se vuelve negativa y rápidamente adquiere valores negativos sustanciales conforme las regiones de degradación de las dos uniones se extienden hacia la región de arrastre, una hacia la otra. En este momento, la distribución de portadores excedentes no soporta la corriente negativa del diodo que exige la inductancia de dispersión del circuito exterior porque no quedan suficientes portadores. La corriente del diodo suspende su crecimiento en sentido negativo y cae rápidamente, hasta llegar a cero después del tiempo t_5. La corriente inversa tiene su máximo valor inverso, I_{rr}, al final del intervalo t_4.

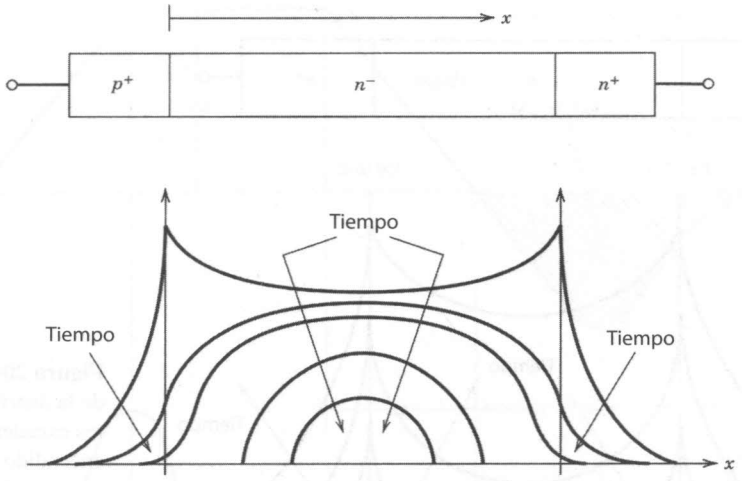


Figura 20-11 Desintegración de las distribuciones de portadores excedentes durante el apagado de un diodo de potencia de unión *pn*. Observe que los portadores excedentes se desintegran a cero en la unión *pn* mientras que un número importante de portadores excedentes permanecen en la parte central de la región de arrastre.

20-5-4 RECUPERACIÓN INVERSA

El intervalo $t_{rr} = t_4 + t_5$ que muestra la figura 20-9 suele llamarse tiempo de recuperación inversa. Sus características son importantes en casi todos los circuitos de electrónica de potencia donde se usen diodos. Las hojas de especificaciones de diodos a menudo ofrecen dibujos detallados de t_{rr}, la carga de recuperación inversa Q_{rr} y el factor de "dinámica" S (todos se definen en la figura 20-9) como funciones del índice del tiempo de cambio de la corriente inversa di_R/dt. Todas estas cantidades están interrelacionadas entre sí y con otros parámetros del diodo, como tensión de ruptura y la caída de tensión en estado activo a través de la región de arrastre.

Una descripción cuantitativa útil de estas relaciones se obtiene a partir de las consideraciones siguientes. Según la figura 20-9, vemos que I_{rr} se escribe como

$$I_{rr} = \frac{di_R}{dt} t_4 = \frac{di_R}{dt} \frac{t_{rr}}{S+1} \tag{20-22}$$

pues $t_4 = t_{rr} - t_5 = t_{rr}/(S+1)$. Según la figura 20-9, $Q_{rr} \approx \frac{1}{2} I_{rr} t_{rr}$, de modo que

$$Q_{rr} = \frac{di_R}{dt} \frac{t_{rr}^2}{2(S+1)} \tag{20-23}$$

Al resolver la ecuación 20-23 para el tiempo de recuperación inversa tenemos

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{rr}(1+S)}{di_R/dt}} \tag{20-24}$$

Al aplicar la ecuación 20-24 en la ecuación 20-22 nos da

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{rr}(di_R/dt)}{S+1}} \tag{20-25}$$

La carga Q_{rr} representa la parte de la carga total Q_F (la carga almacenada en el diodo durante la polarización directa), que se barre por la corriente inversa y no se pierde para la recombinación interna. La mayor parte de Q_F se almacena en la región de arrastre (especialmente en diodos de mayor tensión), y está dada por $Q_F = \tau I_F$ (véanse las ecuaciones 19-22 y 20-12). Como Q_{rr} debe ser menor que Q_F (debido a la recombinación interna en el diodo), las ecuaciones 20-24 y 20-25 se escriben de nuevo como

$$t_{rr} < \sqrt{\frac{2\tau I_F}{di_R/dt}} \tag{20-26}$$

$$I_{rr} < \sqrt{2\tau I_F \frac{di_R}{dt}} \tag{20-27}$$

En estas dos últimas ecuaciones empleamos la observación de que $S < 1$ en la mayoría de los diodos.

Ya explicamos que la longitud de difusión $L = \sqrt{D\tau}$ debe ser por lo menos de igual a la longitud de la región de arrastre W_d para tener caídas pequeñas de tensión a través de la región de arrastre. Eso genera una expresión para el tiempo de vida con la ecuación 19-9:

$$\tau = \frac{W_d^2}{(kT/q)\{\mu_n + \mu_p\}} \tag{20-28}$$

En esta ecuación, la longitud de la región de arrastre W_d debe ser por lo menos tan larga como la zona de degradación en la tensión de ruptura del diodo (porque la región de arrastre debe contener a la zona de degradación). Al establecer W_d igual a $W(\mathrm{BV_{BD}})$ con la ecuación 20-3 y colocar el resultado de la ecuación 20-28 junto con $\mu_n + \mu_p \approx 900$ cm^2/V-s tenemos

$$\tau \approx 4 \times 10^{-12} \mathrm{BV_{BD}^2} \tag{20-29}$$

La inserción de esta expresión para el tiempo de vida en las ecuaciones 20-26 y 20-27 nos da

$$t_{rr} \approx 2.8 \times 10^{-6} \mathrm{BV_{BD}} \sqrt{\frac{I_F}{di_R/dt}} \tag{20-30}$$

$$I_{rr} \approx 2.8 \times 10^{-6} \mathrm{BV_{BD}} \sqrt{I_F di_R/dt} \tag{20-31}$$

En las ecuaciones 20-29 a 20-31 los tiempos son segundos, las corrientes se dan en amperios, las tensiones en voltios y los derivados de tiempo de la corriente, en amperios por segundo.

Estas últimas tres ecuaciones son estimados aproximados en varios aspectos. Primero, se basan sólo en un análisis aproximado de un tipo de diodo, la unión abrupta. Segundo, se supone que el ancho de la región de arrastre es el ancho mínimo permisible dado por la ecuación 20-3. Un mayor valor de W_d dará estimados más grandes por la misma cantidad. Tercero, se basan en la aproximación de que $Q_{rr} = Q_F$, resultado más preciso para valores grandes de di_R/dt (valores cortos de t_{rr}), lo que reduce los portadores excedentes perdidos por la recombinación en el diodo. Por ende, los estimados numéricos de estas ecuaciones tal vez no sean precisos, pero indican las tendencias generales. Lo más importante es que resumen las compensaciones que se deben hacer en el diseño de diodos de unión *pn* de alta tensión entre pérdidas bajas de estado activo (V_d pequeño), tiempos de conmutación más rápidos (tiempo de vida de portadores τ pequeños y valores cortos de t_{rr}) y tensiones de ruptura $\mathrm{BV_{BD}}$ más grandes.

20-6 DIODOS DE SCHOTTKY

20-6-1 ESTRUCTURA Y CARACTERÍSTICAS *I*–*V*

Un diodo de Schottky se forma al poner una delgada película de metal en contacto directo con un semiconductor. La película de metal suele depositarse en un semiconductor de tipo *n*, como se muestra en la figura 20-12, aunque también se pueden usar películas metálicas apropiadas de material de tipo *p*. En la figura 20-12, la película metálica es el electrodo positivo y el semiconductor es el cátodo.

Este tipo de estructura tiene una característica rectificadora de i–v muy similar a la de un diodo de unión *pn*. Aunque la física fundamental de un diodo de Schottky es diferente de la propia de la unión *pn*, la característica de i–v del diodo de Schottky se expresa por medio de la misma ecuación que se da para la unión *pn*. Por ende, la curva básica del diodo *i*-*v* de Schottky es

$$I = I_s[e^{qV/kT} - 1] \tag{20-32}$$

Sin embargo, la tensión de estado activo es considerablemente más baja, por lo general, de 0.3 a 0.4 V, que la de un diodo de silicio. Por tanto, puede preferirse el diodo de Schottky para algunas aplicaciones de potencia como las que vimos en el capítulo 10. En el sentido inverso, el diodo de Schottky tiene una corriente inversa de dispersión mayor que la de un diodo de silicio comparable de unión *pn*. En la actualidad, no se puede confiar en una tensión de ruptura de un diodo de Schottky mayor que de 100 a 200 V.

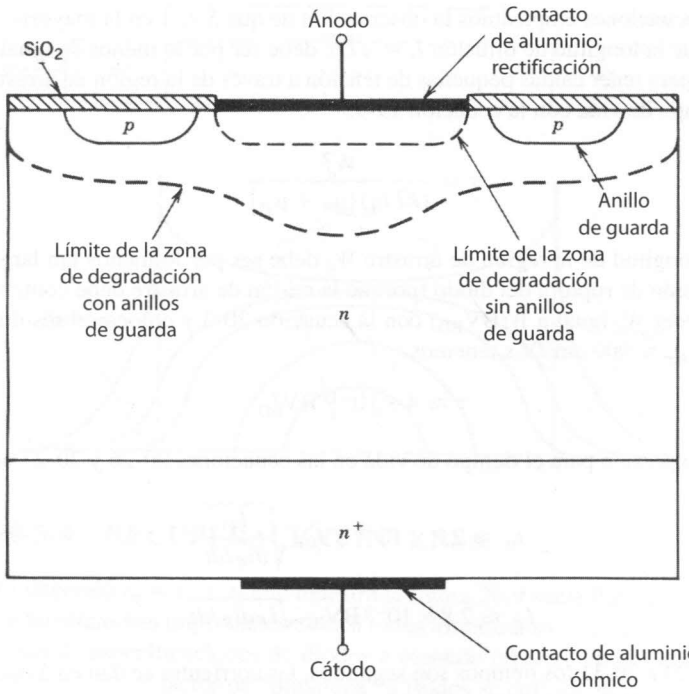


Figura 20-12 Vista de sección transversal de un diodo de Schottky. También se muestra una estructura de anillos de guarda para mejorar la capacidad de tensión de ruptura del diodo.

20-6-2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

La clave para la operación del diodo de Schottky es que los electrones en diferentes materiales tienen diferentes energías de potencial absoluto en comparación con los electrones en reposo en el espacio libre (las energías de potencial son más bajas en materiales, lo que indica que los electrones están ligados en lo sólido). Considere la figura 20-12, donde un semiconductor de tipo *n* está en contacto con un metal cuyos electrones tienen una energía de potencial más baja que los electrones del semiconductor. Hay un flujo de electrones en ambos sentidos a través de la interconexión entre metal y semiconductor cuando se establece el primer contacto. Sin embargo, el flujo de electrones desde el semiconductor al metal será mucho mayor debido a la mayor energía de potencial de los electrones en el semiconductor. Por consiguiente, el metal adquiere una carga negativa y el semiconductor una carga positiva mediante la formación de una zona de degradación adyacente a la interconexión. El panorama general es muy parecido al que se muestra en las figuras 19-8 y 19-9, excepto que el metal sustituye al lado de tipo *p* y la carga espacial negativa proviene de electrones libres. Crece la magnitud de la barrera de potencial electrostática que acompaña la zona de carga espacial y se opone al flujo continuo de electrones desde el semiconductor al metal.

A la larga, la barrera de potencial crece lo suficiente, de modo que el flujo de electrones desde el semiconductor al metal es igual al flujo del metal al semiconductor. En este punto se establece el equilibrio térmico y no hay flujo de corriente neta a través de la interconexión. Observe que en el establecimiento de este equilibrio no participaron portadores minoritarios, es decir, huecos, en esta situación: sólo portadores mayoritarios, es decir, electrones, en este ejemplo. Ésta es la diferencia clave entre un diodo de Schottky y uno de unión *pn*. Por esta razón se denomina a los diodos de Schottky dispositivos de portadores mayoritarios, y a las uniones *pn*, dispositivos de portadores minoritarios o dispositivos bipolares, pues ambos usan electrones y huecos en su operación básica.

Cuando se aplica una tensión a la estructura de la figura 20-12 que polariza el positivo del metal respecto del semiconductor, dicha tensión se opone al potencial integrado y facilita el flujo de la corriente. La polarización del negativo del metal respecto del semiconductor aumenta la barrera de potencial al flujo de la corriente de portadores mayoritarios. De este modo, la interfaz entre metal y semiconductor tiene características rectificadoras similares a las de una unión *pn*. La diferencia más grande es que, en cualquier corriente directa, la tensión a través del diodo de Schottky es más pequeña que la tensión a través de una unión *pn*. La diferencia asciende más o menos a 0.3 V. La razón de que haya una menor caída de tensión a través del diodo de Schottky es que la corriente de saturación inversa de un diodo de Schottky es mucho mayor que la de un diodo de unión *pn* de la misma área de sección transversal. Los detalles de las causas por

las que la corriente inversa del diodo de Schottky es mayor trasciende el alcance de este análisis. Basta decir que la tensión directa menor del diodo de Schottky implica que provoca menos pérdidas que un diodo conductor de unión *pn*.

20-6-3 CONTACTOS ÓHMICOS

La estructura metal/semiconductor forma contactos óhmicos (por ejemplo, el contacto del cátodo de la figura 20-12) con materiales semiconductores de todo tipo. Estos contactos óhmicos se usan en todos los dispositivos semiconductores de potencia. Con el término *contacto óhmico* nos referimos a un contacto sin características de rectificación. La pendiente de la característica de $i-v$ del contacto es extremadamente inclinada (baja resistencia), y sucede lo mismo sin considerar la polaridad de tensión y corriente.

La posibilidad de contactos óhmicos mediante la geometría de Schottky surge porque no todos los metales tienen electrones con energías de potencial absoluto más bajas que los electrones en un semiconductor. Si un metal de este tipo se pone en contacto con un semiconductor, se establece un campo eléctrico, y por ende una barrera de potencial a través de la interfaz que se opone al movimiento de electrones del metal al semiconductor. La fuente de la barrera es la acumulación de electrones en el semiconductor en la cercanía de la interfaz. Esta acumulación es muy grande e incrementa de manera considerable la conductividad de la interfaz. El aumento de la conductividad es tan grande que oscurece las no linealidades (rectificación) de la unión y causa que la tensión caiga a través de la interfaz de modo proporcional a la corriente que la atraviesa. Naturalmente, estas uniones se llaman contactos óhmicos.

Incluso la estructura de cátodo de la figura 20-12 se convierte en un contacto óhmico si el dopaje en la región *n* se hace muy pesado. En esta circunstancia, la zona de despoblación que se establece es muy angosta (revise las ecuaciones 20-2 y 20-3) y el campo eléctrico que se establece es muy grande, hasta acercarse a valores de ionización por impacto. En estas circunstancias, los electrones se trasladan con gran facilidad a través de la interconexión por la influencia de la aplicación de tensiones pequeñas. El mecanismo que lleva a esto es el protocolo del túnel, un efecto de la mecánica de cuantos que escapa al alcance de este texto. Es por esto que el extremo del cátodo del diodo de Schottky en la figura 20-12 es un contacto óhmico y no un contacto rectificador.

20-6-4 TENSIÓN DE RUPTURA

Los mismos factores que determinan la tensión de ruptura de un diodo de unión *pn* también rigen la tensión de ruptura de un diodo de Schottky. Por modelar el comportamiento de polarización inversa de un diodo de Schottky, incluso la capacitancia de carga espacial y tensión de ruptura, el Schottky suele modelarse como una unión de paso unilateral, es decir, una unión p^+-n-n^+ donde la zona central de tipo *n* es una zona de arrastre cuyo ancho se determina por consideraciones de la tensión de ruptura. Sin embargo, no es confiable una tensión de ruptura del diodo de Schottky mayor que más o menos 200 V, por tres razones. Primero, la geometría básica de un diodo de Schottky lleva a zonas de degradación cuyo radio de curvatura es muy pequeño en los bordes del metal de contacto, como se ilustra en la figura 20-12. Esto produce un apiñamiento del campo eléctrico y bajas tensiones de ruptura, como ya explicamos en este capítulo. Las placas de campo resuelven, hasta cierto grado, este problema.

Otro factor es la fuerza de campo de ruptura más baja del silicio en la superficie. Varios factores, algunos relacionados con el proceso y otros de naturaleza más fundamental, contribuyen a la fuerza del campo eléctrico de ruptura más baja. Como la geometría del diodo de Schottky ubica la zona de degradación (donde ocurren grandes campos eléctricos) justo en la superficie de silicio, no sorprenden las tensiones de ruptura reducidas en comparación con los diodos de unión *pn*. Las mejoras en el procesamiento y fabricación de dispositivos redujeron las imperfecciones y contaminantes de la superficie, lo que a su vez permitió mejorar la tensión de ruptura hasta alcanzar los niveles actuales.

Una tercera contribución a las tensiones de ruptura más bajas en diodos de Schottky es la falta de portadores minoritarios almacenados que pongan en cortocircuito la resistencia óhmica de la región de arrastre que debe soportar la zona de degradación en polarización inversa. Vimos este elemento básico de compensación en la sección 20-4-2, con las pérdidas en estado activo, pero aquí lo repetimos porque mantener las pérdidas de estado activo en un diodo de Schottky dentro de límites establecidos significa usar densidades de dopaje mucho más grandes que, por ejemplo, 10^{14} cm^{-3}, y así, la tensión de ruptura que se logra es restringida. En comparación, las pérdidas en estado activo y la tensión de ruptura de un diodo de unión *pn* se diseñan con más independencia entre sí.

20-6-5 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Un diodo de Schottky se enciende y apaga con más velocidad que un diodo de unión *pn* comparable. La razón básica es que diodos de Schottky son dispositivos de portadores mayoritarios y no tienen portadores minoritarios almacenados que se inyecten en el dispositivo durante el encendido y se saquen durante el apagado.

La falta de carga almacenada cambia la forma de las formas de ondas de conmutación observadas de manera significativa. Durante el apagado no hay corriente inversa asociada a la eliminación de cargas almacenadas. Sin embargo, sí fluye la corriente inversa asociada al crecimiento de la zona de degradación en polarización inversa. Esta corriente es comparable a la corriente inversa observada durante la conmutación de una unión *pn* porque la capacitancia de carga espacial de un diodo de Schottky es más grande (hasta por un factor de 5) que en una unión *pn* comparable. La razón es que la zona de degradación en un diodo de Schottky es más delgada que la de una unión *pn* por el dopaje más pesado que se usa en la región *n* del Schottky para controlar las pérdidas óhmicas.

Los diodos de Schottky tienen mucho menos sobretensión momentánea durante el encendido del dispositivo que los diodos de unión *pn* comparables. La razón básica es que la resistencia óhmica de las regiones de arrastre en un diodo de Schottky debe ser mucho menor que la de un diodo de unión *pn* a fin de llevar la misma corriente directa, porque no hay inyección de portadores excedentes que ponga en cortocircuito a las regiones de deriva de alta resistividad. Si *di/dt* es grande se observan ciertas sobretensiones momentáneas asociadas a la inductancia parasítica.

RESUMEN

Este capítulo explora las características de diodos de unión *pn* previstas para aplicaciones de potencia. Las características de diodos de potencia de Schottky también se analizan brevemente. Los puntos importantes son los siguientes:

1. Los diodos de potencia están construidos con una estructura de orientación vertical que incluye una región de deriva n^- para soportar grandes tensiones de bloqueo.
2. La tensión de ruptura es más o menos inversamente proporcional a la densidad de dopaje de la región de arrastre, y la longitud mínima requerida de la región de deriva es proporcional a la tensión de ruptura deseada.
3. Conseguir grandes tensiones de ruptura requiere técnicas especiales de modelado de límites de zonas de degradación.
4. La modulación de conductividad de la región de arrastre en el estado activo mantiene las pérdidas en el diodo en niveles manejables, incluso con corrientes de estado activo grandes.
5. Las pérdidas bajas en estado activo requieren largas vidas de portadores en la región de arrastre del diodo.
6. Los dispositivos de portadores minoritarios tienen pérdidas en estado activo más bajas que los dispositivos de portadores mayoritarios, como MOSFET, con tensiones especificadas altas de bloqueo.
7. Durante el transitorio de encendido, la tensión directa en un diodo puede tener sobretensiones momentáneas sustanciales, en el orden de decenas de voltios.
8. Los tiempos breves de apagado requieren tiempos de vida cortos de portadores, de modo que el diseñador del dispositivo tiene que compensar entre los tiempos de conmutación y las pérdidas en estado activo.
9. Durante el apagado, la recuperación rápida puede generar grandes picos de tensión debido a la inductancia de dispersión.
10. Los problemas con el transitorio de recuperación inversa son más graves en diodos con grandes tensiones especificadas de bloqueo.
11. Los diodos de Schottky se encienden y apagan más rápido que los diodos de unión *pn*, y no tienen ningún transitorio sustancial de recuperación inversa.
12. Los diodos de Schottky tienen menores pérdidas en estado activo que los diodos de unión *pn*, pero también tienen bajas tensiones especificadas de ruptura, que casi nunca pasan de 100 V.

PROBLEMAS

20-1 El diodo de silicio de la figura 20-1 va a tener una tensión de ruptura de 2 500 V. Estime la densidad de dopaje de la región de arrastre y el ancho mínimo de la región de arrastre necesarios. El diodo es un dispositivo NPT.

20-2 Un diodo de silicio parecido al de la figura 20-1 tiene una densidad de dopaje de la región de arrastre de 5×10^{13} cm^{-3} donantes y una región de arrastre de 50 μm. ¿Cuál es la tensión de ruptura?

20-3 El diodo del problema 20-2 tiene un área de sección transversal de 2 cm^2 y un tiempo de vida de los portadores τ_0 de 2 μs. Dibuje y esboce en forma aproximada la tensión de estado activo con la caída de unión respecto de la corriente directa. Considere corrientes de hasta 3 000 A.

20-4 El diodo del problema 20-3 es de polaridad directa por una corriente de 1 000 A que aumenta con una velocidad de 250 A/μs.

a) Suponga que no se realiza ninguna inyección de portadores sino hasta que la corriente alcance su valor de estado permanente, y dibuje y dimensione la tensión directa para $0 < t < 4$ μs.

b) Ahora suponga que la inyección de portadores comienza en $t = 0$ y que esto causa que la región de arrastre caiga en forma lineal en el tiempo desde su valor óhmico en $t = 0$ a su valor en estado activo de $t = 4$ μs. Dibuje y dimensione la tensión directa para $0 < t < 4$ μs.

20-5 Un diodo de silicio con una tensión de ruptura de 2 000 V que conduce una corriente directa de 2 000 A se apaga con un constante $di_R/dt = 250$ A/μs. Estime aproximadamente el tiempo requerido para apagar el diodo.

20-6 Se debe diseñar un diodo de Schottky con la estructura de p^+-n-n^+ que se muestra en la figura 20-12 para que tenga una tensión de ruptura de 150 V. ¿Cuál debe ser la densidad de dopaje de donantes en la región de arrastre? y, ¿cuál debe ser la longitud de la región de arrastre? (*Pista:* Recuerde que un diodo de Schottky se modela como una unión de paso unilateral.)

20-7 Considere un diodo de Schottky con una región de arrastre de tipo n, una densidad de dopaje de donantes de 10^{15} cm^{-3} y una longitud de región de arrastre de 20 μm. El diodo debe llevar 100 A de corriente en estado activo con una caída máxima de tensión de la región de arrastre de 2 V. ¿Cuál debe ser el área de sección transversal del diodo?

20-8 Se va a usar geometría de perforación para un diodo de potencia de unión *pn*. La tensión de ruptura va a ser de 300 V, y la longitud de la región de arrastre de 20 μm. ¿Cuál debe ser el nivel de dopaje en la región de arrastre de tipo n? Puede suponer que la unión *pn* es p^+n^- (es decir, una unión de paso unilateral).

20-9 ¿Un diodo de perforación de una tensión de ruptura especificada BV_{BD} tiene un valor de resistencia óhmica de la región de arrastre mayor o menor que un diodo NPT con la misma tensión de ruptura y área de sección transversal? Conteste en forma cuantitativa y suponga perfiles de dopaje de unión de paso unilateral para los diodos. Esta cuestión es de particular importancia para reducir las pérdidas de potencia en estado activo en dispositivos de portadores mayoritarios, como los diodos de Schottky. [*Pista:* La resistencia de tipo n de la región de arrastre por unidad de área $R/A = W_d/q\mu_n N_d$, donde W_d es la longitud de la región de arrastre. Para un diodo NPT, use las ecuaciones 20-1 y 20-3 para $W(BV_{BD})$, el ancho de la carga espacial en la ruptura y N_d, y suponga que $W_d = W(BV_{BD})$. Para un diodo de perforación, con la ecuación 20-9 encuentre W_d, lo que luego da $W_d(N_d)$ para un BV_{BD} fijo. Utilice $W_d(N_d)$ en la expresión para resistencia y encuentre el valor N_d que reduce la resistencia.]

20-10 Tanto un diodo de unión *pn* (unión de paso) como un diodo de Schottky deben tener una tensión de ruptura de 150 V y una caída de tensión de la región de deriva de 2 V cuando lleven una corriente especificada de 300 A. ¿Cuál es la capacitancia de carga espacial de polarización cero C_{jo} de cada diodo? Suponga un potencial de contacto de 0.7 V para cada diodo y un tiempo de vida de portadores excedentes de 100 ns en la región de arrastre del diodo de la unión *pn*.

20-11 La tensión de ruptura de una unión abrupta cilíndrica (con $N_a \gg N_d$) está dada por

$$BV_{cil} = BV_{pp}\{2\,\rho^2(1+\rho^{-1})\ln[1+\rho^{-1}] - 2\,\rho\}$$

donde BV_{cil} = tensión de ruptura de la unión cilíndrica

BV_{pp} = tensión de ruptura de la unión plano-paralela = $\dfrac{\epsilon E_{BD}^2}{2qN_d}$

$\rho = \dfrac{R}{2W_n}$ = radio de la zona cilíndrica tipo p

$W_n = \dfrac{\epsilon E_{BD}}{qN_d}$ = espesor de la zona de despoblación (en la ruptura) de una unión abrupta plano-paralela con los mismos niveles de dopaje que una unión cilíndrica.

Dibuje $\frac{BV_{cil}}{BV_{pp}}$ *versus* ρ para $0.2 < \rho < 10$.

20-12 ¿Cuál debe ser la longitud de R si $BV_{pp} = 1\,000$ V y BV_{cil} debe ser 950 V?

REFERENCIAS

1. W. McMurray, "Optimum Snubbers for Power Semiconductors", *IEEE Trans. on Indus. Appl.*, vol. IA8, núm. 5, pp. 503-510, 1972.
2. *SCR Manual*, 6a. ed., General Electric Company, Syracuse, Nueva York, 1979.
3. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1980, capítulo 15.
4. B. G. Streetman, *Solid State Electronic Devices*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1980, capítulo 5.
5. S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1977, capítulos 2-3.
6. B. M. Bird y K. G. King, *An Introduction to Power Electronics*, Wiley, Nueva York, 1983, capítulo 6.
7. M. S. Adler y V. A. K. Temple, "Analysis and Design of High-Power Rectifiers", *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, R. Sittig y P. Roggwiller (comps.), Plenum, Nueva York, 1982.
8. R. J. Grover, "Epi and Schottky Diodes", *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, R. Sittig y P. Roggwiller (comps.), Plenum, Nueva York, 1982.
9. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulos 1-4.

CAPÍTULO 21

TRANSISTORES DE UNIÓN BIPOLAR

21-1 INTRODUCCIÓN

La necesidad de una tensión de bloqueo grande en estado pasivo y una gran capacidad de conducción de corriente en estado activo significa que un transistor de unión bipolar (BJT) debe tener una estructura sustancialmente diferente a la de su contraparte del nivel lógico. La estructura modificada produce diferencias significativas de las características de $i-v$ y del comportamiento de conmutación entre los dos tipos de dispositivos. En este capítulo exploramos éste y otros temas tanto para los BJT de potencia como para los dispositivos de conexión monolítica de Darlington.

21-2 ESTRUCTURAS VERTICALES DE TRANSISTORES DE POTENCIA

Un transistor de potencia tiene una estructura de orientación vertical de cuatro capas de dopaje alternante de tipo *p* y tipo *n*, como el transistor *npn* de la figura 21-1. El transistor tiene tres terminales, como lo indica la figura, que se denominan colector, base y emisor, respectivamente. En la mayoría de las aplicaciones de potencia, la base es la terminal de entrada, el colector es la terminal de salida y el emisor se comparte entre entrada y salida (la llamada configuración de emisor común). El símbolo de circuito del BJT se muestra en la misma figura. Un transistor *pnp*, cuyo símbolo de circuito también se muestra en la figura 21-1, tendría el tipo de dopaje opuesto en cada capa que se muestra en la figura. Los transistores *npn* se usan mucho más que los transistores *pnp* como interruptores de potencia.

Se prefiere una estructura vertical para los transistores de potencia porque maximiza el área de sección transversal a través del cual fluye la corriente en el dispositivo. Esto reduce la resistencia del estado activo y por ende la disipación de potencia en el transistor. Además, un área grande de sección transversal disminuye la resistencia térmica del transistor y de este modo ayuda también a controlar los problemas de disipación de potencia.

Los niveles de dopaje en cada capa y su espesor tienen un efecto significativo en las características del dispositivo. El dopaje en la capa del emisor es muy grande (por lo general, de 10^{19} cm^{-3}), mientras que el dopaje de la base es moderada (10^{16} cm^{-3}). La región n^- que forma la mitad de colector de la unión C-B (colector-base) suele llamarse región de arrastre del colector, y tiene un nivel de dopaje leve (10^{14} cm^{-3}). La región n^+ que termina la región de arrastre tiene un nivel de dopaje parecido al del emisor. Esta región sirve como contacto del colector con el mundo exterior. El espesor de la región de arrastre determina la tensión de ruptura del transistor y, por tanto, puede estar en un rango desde decenas hasta cientos de micrómetros de extensión. El espesor de la base se reduce lo más posible a fin de tener buenas capacidades de amplificación, como explicaremos en secciones posteriores. Sin embargo, si el espesor de la base es demasiado pequeño, se pone en peligro la capacidad de la tensión de ruptura del transmisor, como veremos más adelante. De este modo, los espesores de la base en dispositivos de potencia son una solución compensada entre estas dos consideraciones en competencia. Suelen tener un espesor de varios micrómetros hasta unas

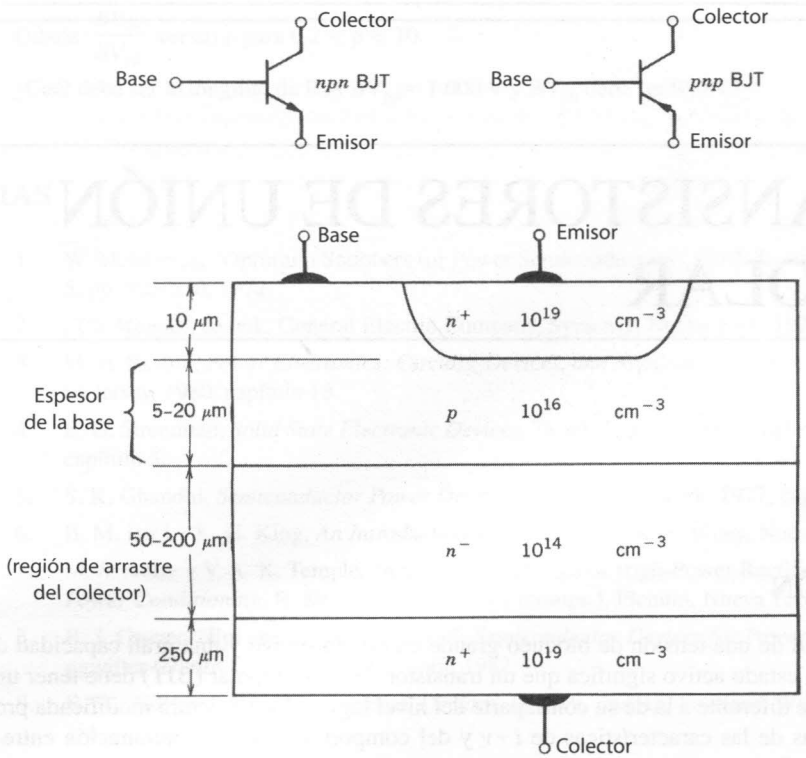


Figura 21-1 Sección transversal vertical de un BJT de potencia normal tipo *npn*. También se muestra el símbolo de circuito para el transistor.

cuantas decenas de micrómetros, en comparación con la pequeña fracción de un micrómetro de espesor para los transistores de nivel lógico.

Los transistores de potencia prácticos tienen sus emisores y bases interfoliadas como dedos angostos, como se muestra en la figura 21-2. El propósito de este arreglo es sobre todo reducir los efectos de apiñamiento de corriente, fenómeno que produce una segunda ruptura y la posible falla del dispositivo. Abordaremos estos temas más adelante en el capítulo. Este diseño de emisores múltiples también reduce la resistencia óhmica parasítica en la ruta de la corriente básica, lo que ayuda a reducir la disipación de potencia en el transistor.

La base relativamente gruesa que se encuentra en estructuras de transistores de potencia ocasiona que la ganancia de la corriente, $\beta = I_C/I_B$, sea muy pequeña, por lo general de 5 a 10. Para algunas aplicaciones esto es muy poco, y por esta razón se desarrollaron diseños monolíticos para pares de BJT de conexión Darlington, como se muestra en la figura 21-3. La ganancia de la corriente de un par Darlington está dada por

$$\beta = \beta_M \beta_D + \beta_M + \beta_D \tag{21-1}$$

de modo que, a pesar de que cada transistor individual tenga una beta pequeña, la beta efectiva del par aún será muy grande. La sección transversal vertical de un Darlington monolítico se muestra en la figura 21-4. Se agrega el diodo discreto D_1, como se muestra en la figura 21-3, para acelerar el tiempo de apagado del transistor principal, como explicaremos en breve. Se agrega el diodo discreto D_2, que también se muestra en la figura 21-3, para aplicaciones de circuitos de medio puente o de puente completo.

21-3 CARACTERÍSTICAS *I-V*

Las características de salida (i_C versus v_{CE}) de un transistor habitual de potencia *npn* se muestran en la figura 21-5. Las diversas curvas se distinguen entre sí por el valor de la corriente de la base. Las características de Darlington monolíticas son muy parecidas a las que se muestran en la figura. Se deben observar varios elementos de estas características. Primero, hay un voltaje máximo de colector-emisor que se sustenta a través del transistor cuando lleva una corriente sustancial del colector. Este voltaje suele denominarse BV_{SUS}. En el límite de la corriente de base cero, el máximo voltaje entre colector y emisor que se sustenta aumenta un poco hasta un valor denominado BV_{CEO}, el voltaje de ruptura de colector-emisor cuando la base

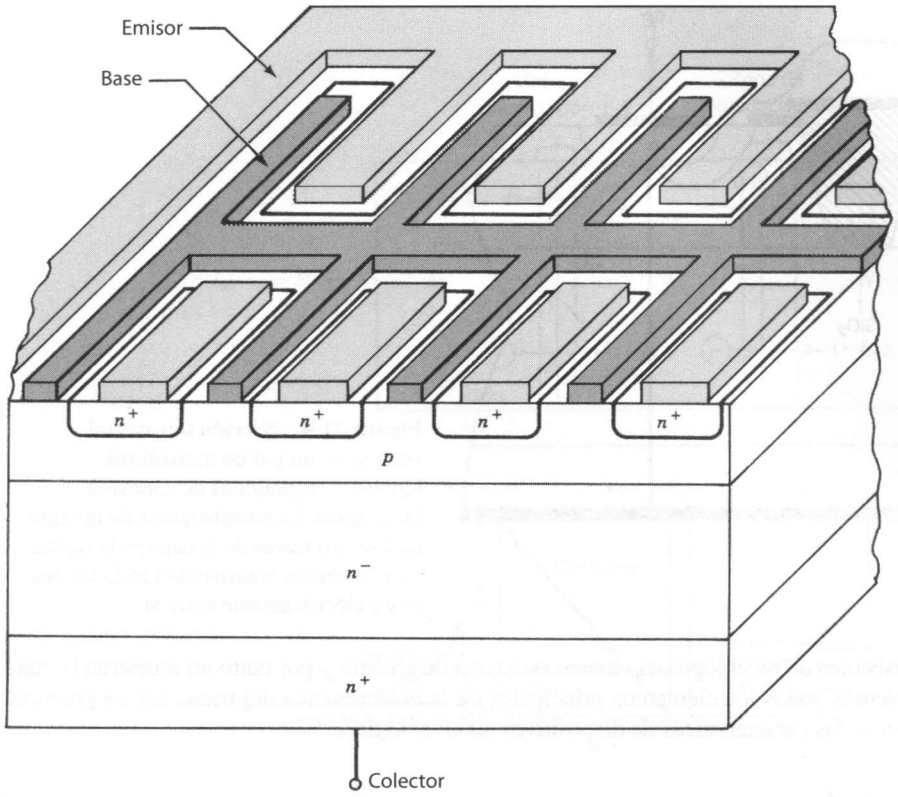


Figura 21-2 Sección transversal vertical de un transistor *npn* de emisores múltiples.

está en circuito abierto. Este último voltaje se usa a menudo como medida de la capacidad aislante del voltaje del transistor, porque, por lo general, la única vez que el transistor ve grandes tensiones es cuando la corriente de base es cero y el BJT está en corte. La tensión BV_{CBO} es el voltaje de ruptura de colector-base cuando el emisor está en circuito abierto. Se aprovecha que esta tensión sea mayor que BV_{CEO} en los llamados circuitos de apagado de transistores de emisores abiertos.

La zona denominada ruptura primaria se debe a la ruptura convencional de avalancha de la unión de C-B y el flujo grande de corriente que conlleva. Esta zona de las características se debe evitar debido a la gran disipación de potencia que claramente acompaña a esta ruptura. La zona denominada ruptura secundaria también se debe evitar porque también le acompaña una gran disipación de potencia, en particular en lugares dentro del semiconductor. El origen de la ruptura secundaria es diferente del origen de la ruptura de avalancha, y la consideraremos en detalle más adelante en este capítulo. La falla del transistor bipolar a menudo se asocia a la ruptura secundaria.

La diferencia observable más importante entre las características $i-v$ de un transistor de potencia y las de un transistor de nivel lógico es la zona denominada cuasisaturación en las características de transistores de potencia de la figura 21-5. Como explicaremos en detalle en secciones posteriores de este capítulo, la cuasisaturación es una consecuencia de la región de arrastre del colector un poco dopada en el transistor

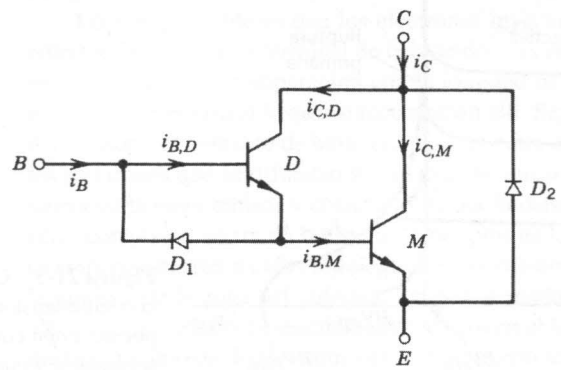


Figura 21-3 Transistores de potencia en una configuración Darlington a fin de obtener un mayor beta de ganancia de corriente efectiva. Se agregaron diodos discretos para ayudar en el apagado (D_1) y para aplicaciones de puente completo (D_2).

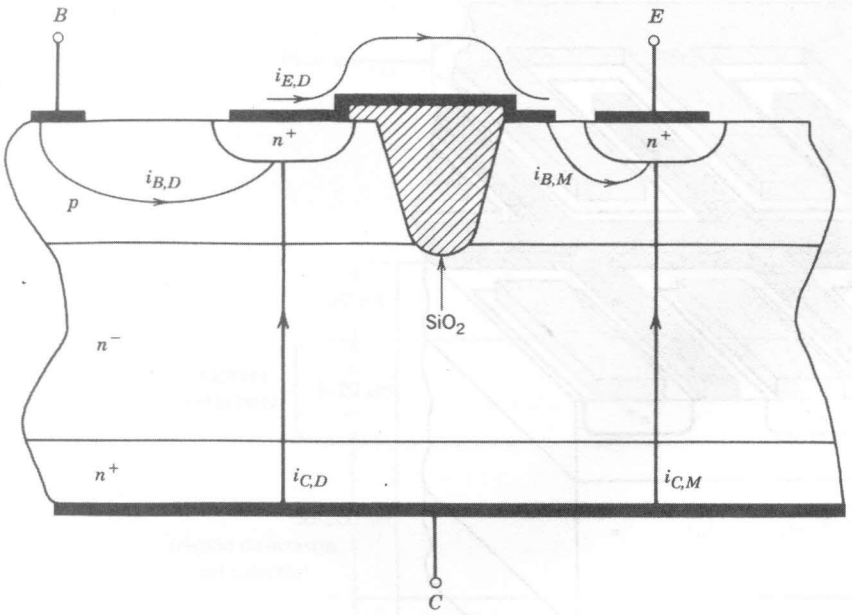


Figura 21-4 Sección transversal vertical de un par de transistores bipolares monolíticos de conexión Darlington. La protuberancia de dióxido de silicio a través de la capa *p* (la región base de ambos transistores) aísla las dos bases eléctricamente entre sí.

de potencia. Los transistores de nivel lógico no tienen esta zona de arrastre y por tanto no muestran la cuasisaturación. Por lo demás, todos los elementos principales de la característica del transistor de potencia también se encuentran en las características de dispositivos de nivel lógico.

21-4 FÍSICA DE LA OPERACIÓN BJT

21-4-1 MECANISMO DE GANANCIA BÁSICA Y BETA

Es más fácil entender cómo el BJT proporciona la amplificación de corriente (potencia) al considerar la estructura unidimensional simplificada del transistor que se muestra en la figura 21-6*a*. En este modelo, que

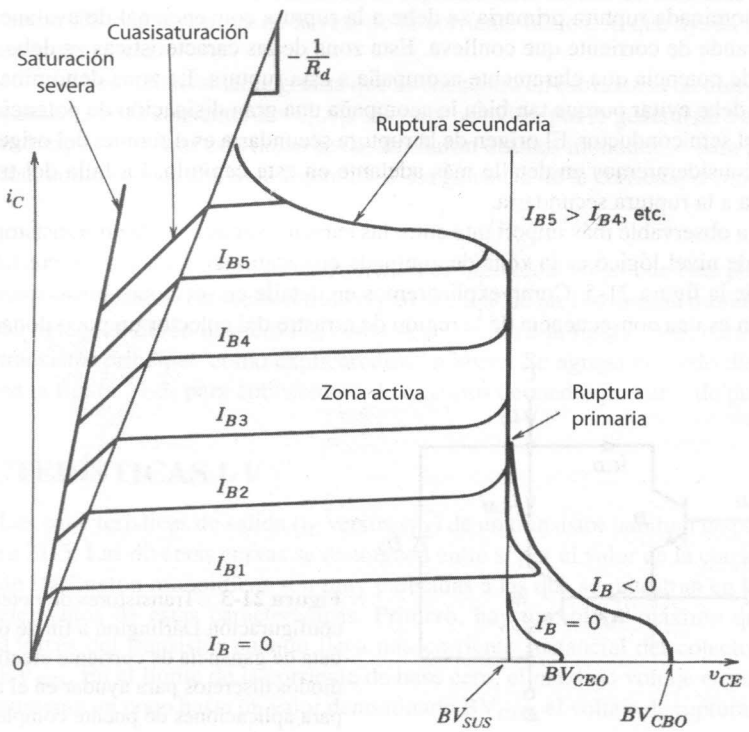


Figura 21-5 Características de corriente-tensión de un BJT de potencia *npn* con ruptura secundaria y cuasisaturación.

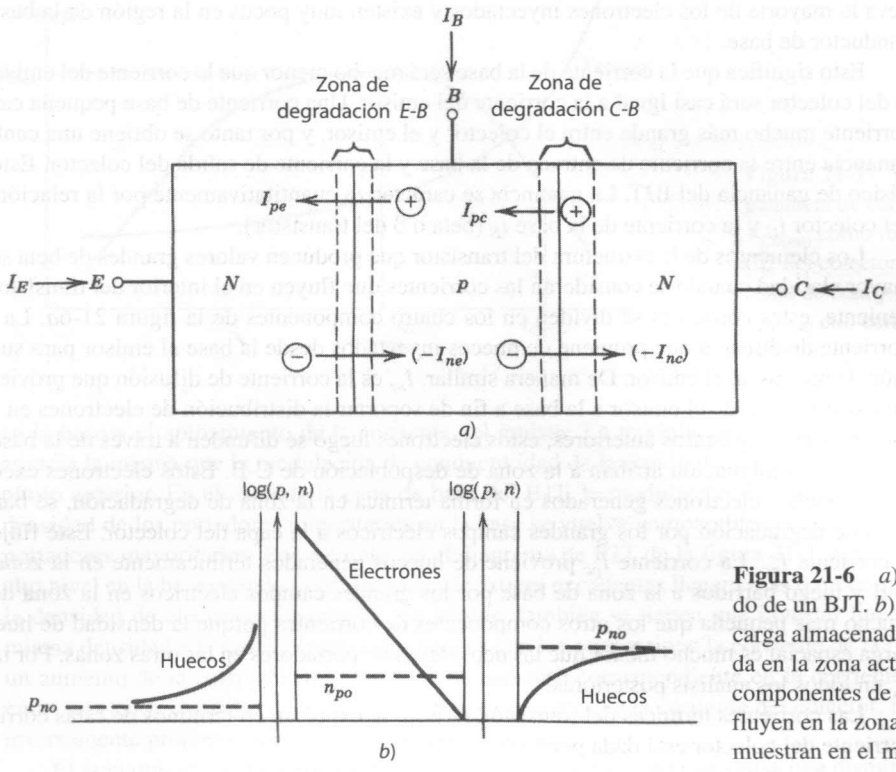


Figura 21-6 *a*) Modelo simplificado de un BJT. *b*) Distribución de carga almacenada en el BJT polarizada en la zona activa normal. Los componentes de corriente interna que fluyen en la zona activa también se muestran en el modelo.

es en esencia la estructura de un transistor de nivel lógico, no hay zona de arrastre del colector un poco dopada. Además, se supone que el transistor está en la zona activa. En el modo activo de la operación de BJT, la región de deriva no desempeña una función importante, y retenerla sólo complicaría el análisis en forma innecesaria. Veremos con más detalle el efecto de la región de arrastre cuando describamos la tensión de ruptura y los tiempos de conmutación, pues la presencia de la región de arrastre tiene un efecto significativo en estos puntos, pero no en el modo de operación activo.

En la zona activa, la unión B-E (base-emisor) es de polarización directa, y la unión C-B, de polarización inversa. Se inyectan electrones a la base desde el emisor, y se inyectan huecos desde la base al emisor. Esto produce las distribuciones de portadores minoritarios que se muestran en la figura 21-6*b*. Estas distribuciones tienen grandes pendientes de densidad, en especial en la región de base que soporta corrientes de difusión significativas. De hecho, la corriente total que fluye a través de la unión B-E es casi por completo corriente de difusión, igual que para el diodo de unión *pn* que describimos en el capítulo 19. A diferencia del diodo de unión *pn* de polarización directa del capítulo 19, la corriente de base que entra el lado de tipo *p* de la unión B-E desde la fuente de polarización de la unión B-E no es igual a la corriente (del emisor) que sale del lado de tipo *n*. Las corrientes son desiguales porque la estructura del transistor ofrece una alternativa aparte de la terminal de base para electrones inyectados a la base desde el emisor para salir de la zona.

Lo más probable es que los electrones inyectados a la base desde el emisor salgan de la base por el colector en lugar de la terminal de la base por tres razones. Primero, el espesor de la zona de base se reduce en gran medida en comparación con la longitud de difusión de electrones $L_{nb} = (D_{nb}\tau_{nb})^{1/2}$ en la base, de modo que es improbable que se recombinen allí. Segundo, el área del colector crece mucho más que el área del emisor o el contacto de base, como se muestra en la figura 21-1, por lo que es mucho más probable que los electrones que se difunden alejándose del emisor encuentren el colector y no otra cosa debido a la distancia corta entre emisor y colector. Tercero, la densidad de los electrones en la unión C-B es en esencia de cero, como se muestra en la figura 21-6*b*, porque los campos eléctricos altos en la unión C-B de polarización inversa barren a todos los electrones en difusión hasta el borde de la zona de carga espacial a través de la unión y de la zona del colector. La gran densidad de los electrones inyectados a la unión B-E y de los electrones excedentes esencialmente de cero en el lado del colector de la base significa que existe una pendiente muy grande de electrones en la base, como se muestra en la figura 21-6*b*. Esta pendiente de densidad

lleva la mayoría de los electrones inyectados y existen muy pocos en la región de la base provenientes del conductor de base.

Esto significa que la corriente de la base será mucho menor que la corriente del emisor y que la corriente del colector será casi igual a la corriente del emisor. Una corriente de base pequeña causa el flujo de una corriente mucho más grande entre el colector y el emisor, y por tanto se obtiene una cantidad sustancial de ganancia entre la corriente de entrada de la base y la corriente de salida del colector. Esto es el mecanismo básico de ganancia del BJT. La ganancia se caracteriza cuantitativamente por la relación entre la corriente del colector i_C y la corriente de la base i_B (beta o β del transistor).

Los elementos de la estructura del transistor que producen valores grandes de beta se comprenden con mayor claridad cuando se consideran las corrientes que fluyen en el interior del transistor. De manera conveniente, estas corrientes se dividen en los cuatro componentes de la figura 21-6*a*. La corriente I_{pe} es la corriente de difusión que proviene de huecos inyectados desde la base al emisor para sustentar la distribución de huecos en el emisor. De manera similar, I_{ne} es la corriente de difusión que proviene de la inyección de electrones desde el emisor a la base a fin de soportar la distribución de electrones en la base. Como explicamos en los párrafos anteriores, estos electrones luego se difunden a través de la base, y los que sobreviven la recombinación arriban a la zona de despoblación de C-B. Estos electrones excedentes, junto con mucho menos electrones generados en forma térmica en la zona de degradación, se barren a través de la zona de degradación por los grandes campos eléctricos a la capa del colector. Este flujo de electrones es la corriente I_{nc}. La corriente I_{pc} proviene de huecos generados térmicamente en la zona de despoblación C-B y luego barridos a la zona de base por los grandes campos eléctricos en la zona de degradación. Es mucho más pequeña que los otros componentes de corrientes porque la densidad de huecos en la capa de carga espacial es mucho menor que las densidades de portadores en las otras zonas. Por tanto, ignoraremos I_{pc} en todos los análisis posteriores.

Las corrientes térmicas del transistor, I_C e I_B, se expresan en términos de estas corrientes internas. La corriente del colector está dada por

$$I_C = I_{nc} \tag{21-2}$$

y la corriente de la base está dada por

$$I_B = -I_C - I_E = -I_{nc} + I_{ne} + I_{pe} \tag{21-3}$$

Beta se expresa en términos de las corrientes internas como

$$\frac{I_B}{I_C} = \frac{1}{\beta} = \frac{I_{ne} - I_{nc}}{I_{nc}} + \frac{I_{pe}}{I_{nc}} \tag{21-4}$$

Para que beta sea grande, los numeradores de los dos términos de la ecuación 21-4 deben ser pequeños en comparación con I_{nc}. El término I_{pe} se reduce mediante el dopaje muy pesado del emisor, de tal forma que se reduce la distribución de huecos almacenados allí (véase la ecuación 19-23). El término $I_{ne} - I_{nc}$ representa la diferencia entre los electrones inyectados a la base en la unión B-E y los barridos a través de la unión C-B al colector. Esta diferencia es producto de la recombinación de algunos electrones inyectados en la zona de la base y se reduce por tener un tiempo de vida largo en la zona de la base y disminuir de tamaño el espesor de la base (fracciones de un micrómetro en BJT de nivel lógico) en comparación con la longitud de difusión de electrones (véase la ecuación 19-19).

En resumen, existen tres requerimientos principales para valores muy grandes de beta en un BJT: 1) dopaje grave del emisor, 2) largos tiempos de vida de los portadores minoritarios en la base y 3) espesores cortos de la base. Estos factores entran en conflicto con otras características deseadas para el transistor, y por ende se necesita compensar entre ganancias grandes y otros parámetros, como los tiempos rápidos de conmutación. La consecuencia de estas soluciones negociadas es que el espesor de la base en un transistor de potencia es mayor que en un transistor de nivel lógico, y el beta de transistores de potencia suele ser de 5 a 20.

Una característica de los BJT, incluso los transistores de potencia, que no previmos en el análisis anterior es la caída de la ganancia de corriente con valores de corriente del colector mayores que algún valor característico para un tipo específico de transistor. Esta caída, ilustrada en la figura 21-7, comienza con corrientes de menos de 1 A en transistores de nivel lógico y en niveles de corriente de 100 A en algunos dispositivos de potencia. Varios mecanismos diferentes que operan en el transistor en forma simultánea contribuyen a esta caída de beta; de ellos, dos de los más significativos son la modulación de conductividad

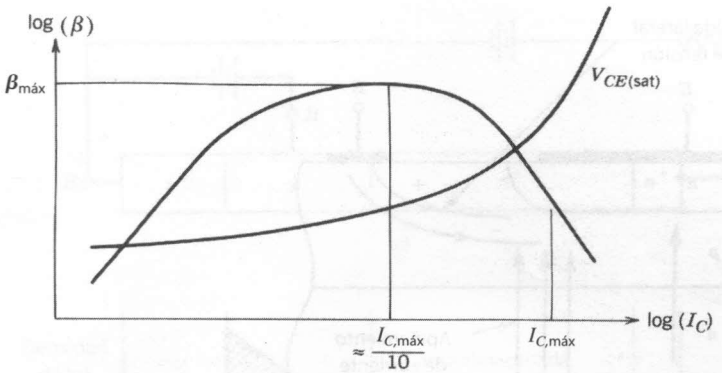


Figura 21-7 Variación en la ganancia de corriente del BJT β y $V_{CE(sat)}$ como función de la corriente CC del colector que muestra la caída de beta y el incremento de $V_{CE\,(sat)}$ con corrientes grandes del colector.

en la base y el apiñamiento de la corriente del emisor. La modulación de conductividad de la base es en esencia la misma que la modulación de conductividad de la región de deriva del diodo que vimos en el capítulo anterior. En el caso de la capa de base del BJT, la modulación de conductividad ocurre cuando la densidad de los portadores minoritarios en la base se vuelve comparable con la densidad de dopaje de los portadores mayoritarios. Por ejemplo, en el diagrama de BJT de la figura 21-1, ocurriría una inyección de alto nivel en la base cuando la densidad de electrones excedentes llegara más o menos a 10^{16} cm^{-3}. Cuando la densidad de electrones llega a ser tan grande, también se tienen que inyectar huecos excedentes de la misma densidad a la base, y la única manera es que los proporcione la corriente de la base. Esto representa un aumento de la corriente de la base sin un aumento correspondiente en la corriente del colector y, por ende, una caída del valor de beta. En los valores mayores de la corriente del colector, beta es más o menos inversamente proporcional a la corriente del colector.

El apiñamiento de la corriente del emisor es otro mecanismo que causa una disminución de beta. Considere la sección transversal simplificada del BJT que se muestra en la figura 21-8*a*, donde se muestran las rutas de flujo tanto de la corriente de la base como de la corriente del colector, si suponemos que el BJT está en la zona activa. Debido a la geometría del dispositivo hay una caída de tensión óhmica lateral en la zona de la base, como se indica en la figura, ocasionada por el flujo lateral de la corriente de la base. Esta caída de tensión óhmica lateral sustrae de la tensión B-E aplicada externamente, y esto significa que la caída de tensión a través de la unión B-E es mayor en la periferia del emisor cerca del contacto de la base que en el centro del área del emisor. Esto a su vez causa que fluya una mayor densidad de corriente a través de la unión en el borde del emisor cerca de la terminal de la base en comparación con la densidad de la corriente en el centro del área del emisor. El apiñamiento de corriente significa con claridad que la irrupción de inyecciones de alto nivel y la reducción de beta que conlleva ocurren en corrientes totales más bajas que si la densidad de la corriente se extendiese de manera uniforme a través del área completa del emisor. Como ya mencionamos, los BJT de potencia modernos tienen sus emisores separados en muchas áreas rectangulares angostas, como lo muestra la figura 21-2, a fin de minimizar el apiñamiento de corriente.

21-4-2 CUASISATURACIÓN

Para entender el fenómeno de la cuasisaturación ahora generalizaremos el modelo unidimensional del BJT e incluiremos una región de arrastre del colector, como se muestra en la figura 21-9. Igual que en la sección anterior, supondremos que el transistor está al principio en la zona activa y ahora se permite que aumente la corriente de la base. Conforme sube la corriente del colector en respuesta a la corriente de la base, cae la tensión C-E debido a la caída de tensión aumentada a través de la carga del colector. Sin embargo, hay un incremento simultáneo de la caída de la tensión en la región de arrastre como resultado de su resistencia óhmica debido al aumento de i_C. Esto significa que la polarización inversa a través de la unión C-B real, la unión n^-p, se reduce más y en algún punto la unión será de polarización directa.

Cuando esto ocurre, comienza de nuevo la inyección de huecos desde la base hasta la región de arrastre del colector. Al mismo tiempo, la neutralidad de la carga espacial requiere que también se inyecten electrones a la región de arrastre más o menos en las mismas cantidades que los huecos. Estos electrones se obtienen con facilidad de la cantidad tan grande de electrones que se suministra a la unión C-B mediante la inyección desde el emisor y la difusión subsecuente a través de la base. Conforme empieza a ocurrir esta acumulación de portadores excedentes en la región de arrastre, se entra en la zona de cuasisaturación de la

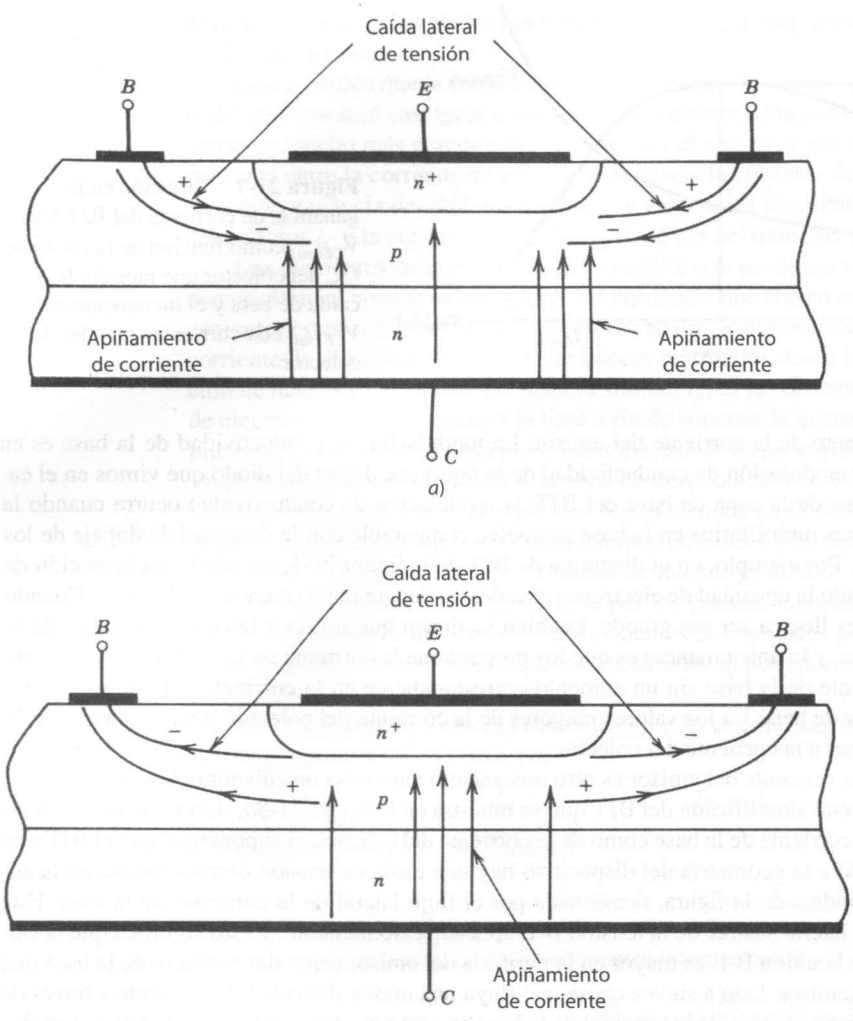


Figura 21-8 *a*) Ilustración del apiñamiento de corriente del emisor en polarización directa y *b*) en polarización inversa (transitorio de apagado) causado por caídas de corriente laterales inducidas por corrientes de base grandes.

característica $i-v$. Si la resistencia óhmica de la región de arrastre es R_d, el límite entre la zona de cuasisaturación y la zona activa en la figura 21-5 está dado por

$$i_C = \frac{v_{CE}}{R_d} \tag{21-5}$$

En la cuasisaturación ocurre la doble inyección en la región de arrastre de manera similar a la de la región de deriva del diodo de potencia de polarización directa. Sin embargo, la carga almacenada se acumula en la región de arrastre sólo desde un lado de la región de arrastre, es decir, el lado de la unión C-B (o lado pn^-), como se diagrama en la figura 21-9. En el transistor, la inyección de electrones a través de la unión n^-n^+ es mucho menos perceptible porque hay un suministro mucho más abundante de electrones en la unión pn^- (debido a los electrones inyectados desde el emisor, como describimos en el párrafo anterior) en comparación con el diodo de la unión pn, donde no existe tal suministro de electrones. Conforme aumenta el número de portadores inyectados, la región de arrastre se pone poco a poco en cortocircuito y baja la tensión a través de la región de arrastre aunque la corriente del colector sea grande. Según la figura 21-9*c* también es evidente que, conforme comience la inyección de huecos desde la base a través de la unión C-B, se incrementa el espesor de la base efectiva o virtual. Esto significa que el valor efectivo de beta disminuye y, por ende, también debe hacerlo la magnitud de la corriente del colector que soporta una corriente de base dada, como se diagrama en las características $i-v$ de la figura 21-5. En la cuasisaturación, la región de arrastre no se pone por completo en cortocircuito por la inyección de alto nivel; por tanto, la disipación de potencia en el BJT es mayor que cuando se entra en la saturación severa.

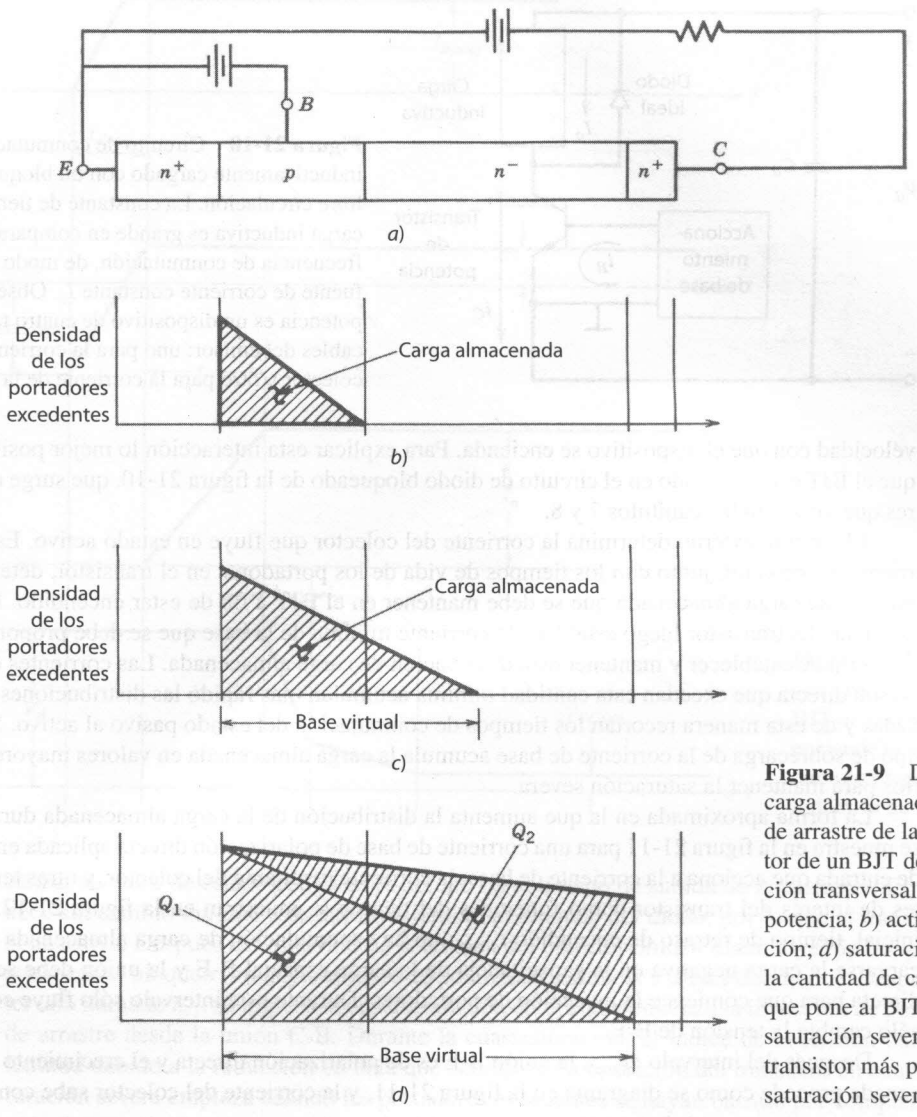


Figura 21-9 Distribución de carga almacenada en las regiones de arrastre de la base y del colector de un BJT de potencia: *a*) sección transversal del transistor de potencia; *b*) activo; *c*) cuasisaturación; *d*) saturación severa (Q_1 es la cantidad de carga almacenada que pone al BJT al borde de la saturación severa y Q_2 empuja al transistor más profundamente en la saturación severa).

La saturación severa se obtiene cuando la densidad de portadores excedentes llega al otro lado (el lado n^+) de la región de arrastre, como se diagrama en la figura 21-9*d*. Esto requiere una cantidad mínima de carga Q_1 almacenada, lo que se indica en la figura. En esta situación, el espesor efectivo de la base es más o menos la suma del espesor normal de la base más la longitud de la región de arrastre. Toda carga almacenada adicional, como Q_2, también ilustrada en la figura 21-9*d*, empuja al transistor más profundamente en saturación severa. La caída de tensión a través de la región de arrastre es pequeña, y su valor aproximado se obtiene con la ecuación 20-16, y la disipación de potencia en estado activo se reduce en comparación con la cuasisaturación.

21-5 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

21-5-1 ENCENDIDO DEL BJT

A partir de la descripción básica del funcionamiento del transistor de la sección anterior, sabemos que, para conmutar el transistor del estado pasivo al activo, se debe suministrar una carga al transistor, de modo que se establezcan y mantengan distribuciones de carga almacenada similares a las de la figura 21-9 en el transistor. Las características del transistor y del circuito exterior en el que está integrado el dispositivo interactúan para determinar con exactitud la velocidad con que se inyecte a la carga almacenada y, por tanto, la

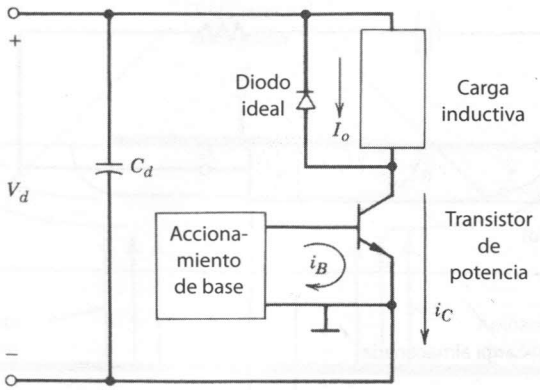


Figura 21-10 Circuito de conmutación de un BJT inductivamente cargado con un bloqueo de diodo de libre circulación. La constante de tiempo *L/R* en la carga inductiva es grande en comparación con la frecuencia de conmutación, de modo que aproxima una fuente de corriente constante I_o. Observe que el BJT de potencia es un dispositivo de cuatro terminales con dos cables del emisor: uno para la corriente grande del colector y otro para la corriente de la base.

velocidad con que el dispositivo se encienda. Para explicar esta interacción lo mejor posible, supondremos que el BJT está integrado en el circuito de diodo bloqueado de la figura 21-10, que surge en los convertidores que vimos en los capítulos 7 y 8.

El circuito externo determina la corriente del colector que fluye en estado activo. Este valor de la corriente del colector, junto con los tiempos de vida de los portadores en el transistor, determina la cantidad mínima de carga almacenada que se debe mantener en el BJT a fin de estar encendido. La ganancia de la corriente del transistor luego establece la corriente mínima de la base que se debe proporcionar al dispositivo a fin de establecer y mantener esta distribución de carga almacenada. Las corrientes de base de polarización directa que excedan esta cantidad mínima acumulan más rápido las distribuciones de carga almacenadas y de esta manera recortan los tiempos de conmutación del estado pasivo al activo. Sin embargo, este tipo de sobrecarga de la corriente de base acumula la carga almacenada en valores mayores que los necesarios para mantener la saturación severa.

La forma aproximada en la que aumenta la distribución de la carga almacenada durante el encendido se muestra en la figura 21-11 para una corriente de base de polarización directa aplicada en $t = 0$. La tensión de entrada que acciona a la corriente de base, la corriente resultante del colector, y otras tensiones y corrientes de interés del transistor como funciones del tiempo se muestran en la figura 21-12. Para un periodo inicial, tiempo de retraso de encendido $t_{d(\text{enc})}$, no hay acumulación de carga almacenada porque debe descargarse la carga negativa en la capacitancia de la carga espacial B-E y la unión debe ser de polarización directa para que comience la inyección de portadores. Durante este intervalo sólo fluye corriente de base y sólo cambia la tensión de B-E.

Después del intervalo $t_{d(\text{enc})}$, la unión B-E es de polarización directa y el crecimiento de la carga almacenada procede como se diagrama en la figura 21-11, y la corriente del colector sube con rapidez hasta al-

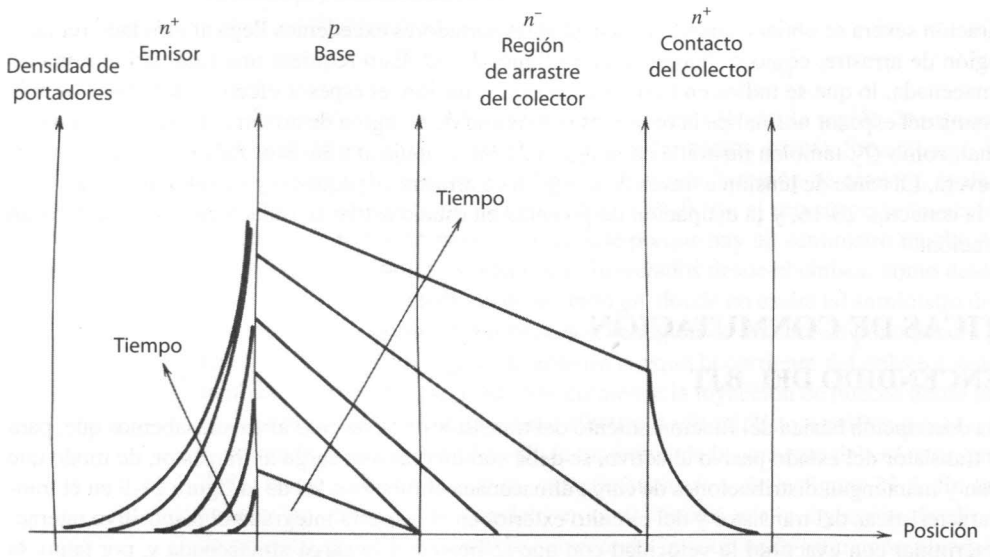


Figura 21-11 Crecimiento de la distribución de carga almacenada en un BJT de potencia durante el transitorio de encendido.

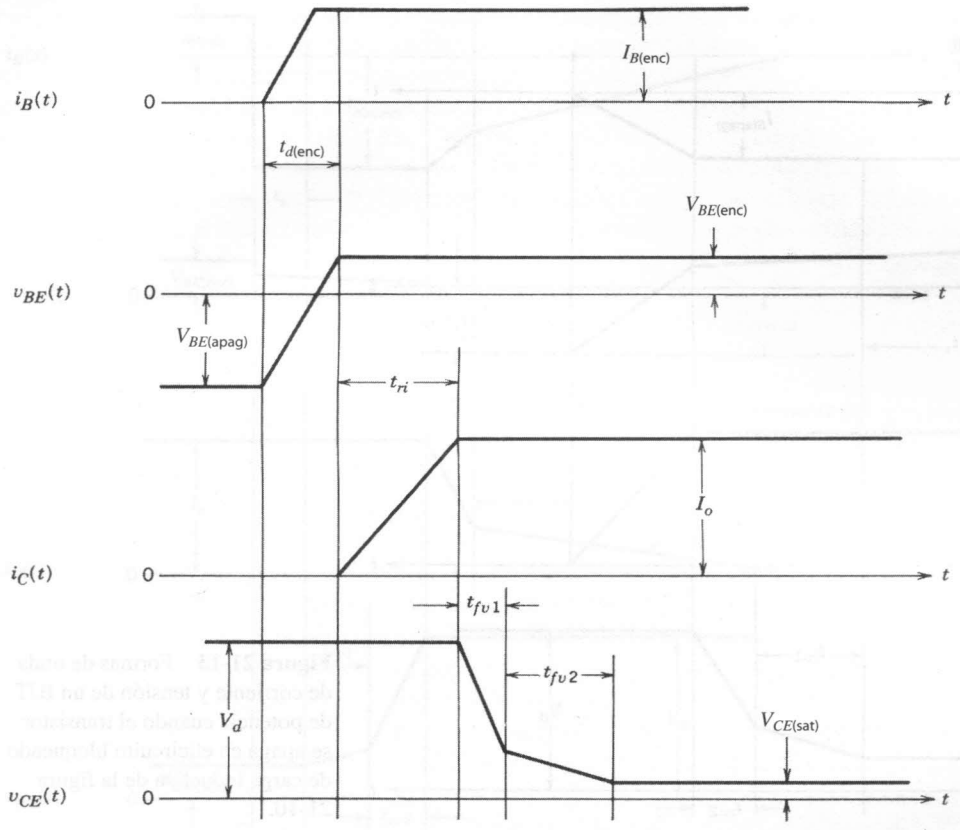


Figura 21-12 Formas de onda de corriente y tensión del BJT de potencia cuando se enciende el transistor en el circuito bloqueado de carga inductiva de la figura 21-10.

canzar su valor de estado activo en el tiempo t_{ri}, el tiempo de subida de la corriente. El voltaje v_{CE} permanece sin cambio durante este intervalo debido al bloqueo del diodo, por lo que el transistor aún está en la zona activa. Después del intervalo t_{ri}, la tensión del colector-emisor disminuye rápido, pues el diodo ya no actúa como bloqueo (no hay corriente de polarización directa a través del diodo). Después de un breve intervalo llamado t_{fv1}, se ingresa la cuasisaturación conforme comienza la inyección de portadores a la región de arrastre desde la unión C-B. Durante la cuasisaturación, el índice de la tensión del colector baja con lentitud debido a la reducción en beta que acompaña la operación del transistor en cuasisaturación. La saturación severa empieza cuando los portadores excedentes se hayan barrido por completo a través de la región de arrastre, lo que ocurre después del intervalo t_{fv2} indicado en las formas de onda de conmutación. El área sombreada denominada Q_1 en la figura 21-9 representa la carga almacenada que justamente pone el transistor al borde de la saturación severa. El área denominada Q_2 en la figura 21-9 representa la carga excedente almacenada que empuja al transistor más profundamente en la saturación severa y, en cierto sentido, representa la sobrecarga del transistor.

21-5-2 APAGADO DEL TRANSISTOR

El apagado del transistor implica retirar toda la carga almacenada en el transistor. Esto se logra al reducir sólo la corriente de la base a cero y confiar en los procesos internos de recombinación en el transistor para retirar la carga. Sin embargo, esto tardaría demasiado para las aplicaciones prácticas, por lo que se obliga a la corriente de base a volverse negativa para acelerar el retiro de la carga mediante procesos de barrido de portadores. Este proceso se inicia en $t = 0$, cuando la corriente de base se cambia ya sea en forma abrupta (función escalón) o en forma más gradual (función rampacon un di_B/dt controlado) a un valor de polarización negativa, como se indica en la figura 21-13. Las otras tensiones y corrientes de interés del transistor se muestran en la misma figura.

Durante un intervalo denominado tiempo de almacenamiento t_s en la figura 21-13, la corriente del colector permanece en su valor de estado activo mientras se retira la carga excesiva almacenada Q_2 (véase la figura 21-9). Después del intervalo t_s se ingresa la cuasisaturación y la tensión empieza a subir con una

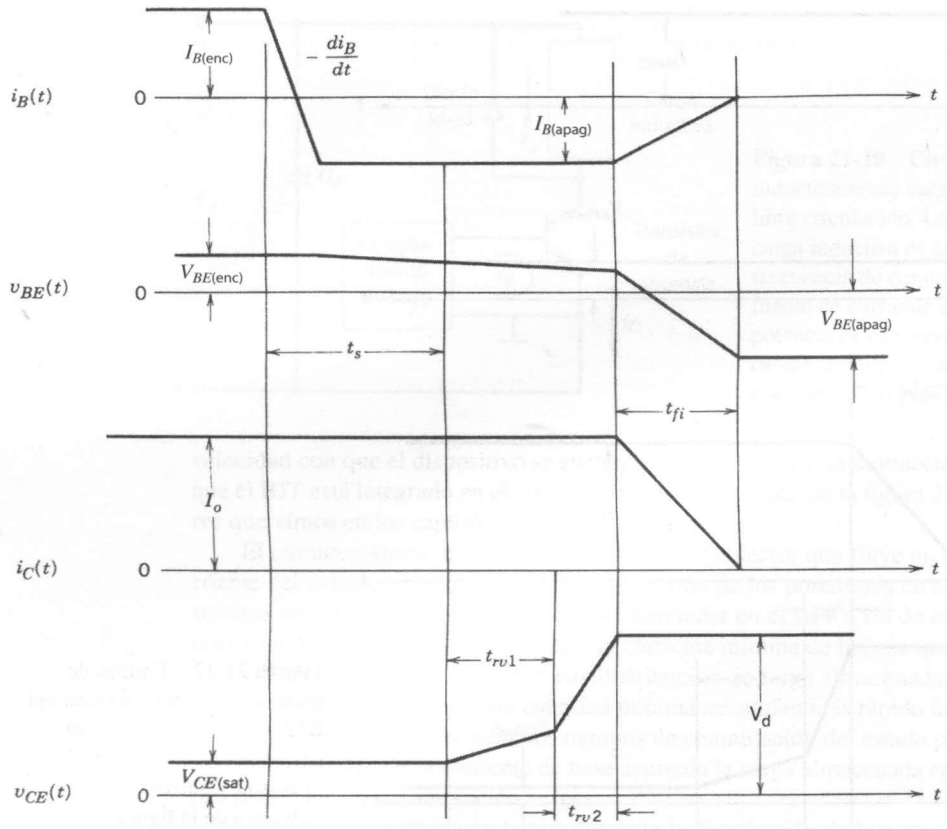


Figura 21-13 Formas de onda de corriente y tensión de un BJT de potencia cuando el transistor se apaga en el circuito bloqueado de carga inductiva de la figura 21-10.

pendiente llana. Cuando la distribución de carga almacenada se reduce a cero en el extremo de C-B de la región de arrastre después de un intervalo t_{rv1}, el transistor entra en la zona activa. La beta aumentada del transistor causa que v_{CE} complete su crecimiento hasta la tensión del suministro de potencia con una pendiente mucho más inclinada conforme la corriente del colector, aún constante, carga la capacitancia de carga espacial de la unión C-B. El crecimiento de v_{CE} termina después del intervalo t_{rv2} que se muestra en la figura 21-13, y la corriente del colector empieza a disminuir conforme se conmuta corriente en el bloqueo de diodo. Después del intervalo t_{fi} se retira el resto de la carga almacenada del transistor y la corriente del colector se vuelve cero. El BJT ahora entra en corte y la capacitancia de carga espacial B-E adquiere una carga negativa conforme v_{BE} se vuelve negativo.

Las formas de onda de la figura 21-13 se basan en la corriente de base, para realizar una transición controlada de valores positivos a negativos. Si se efectúa una corriente grande de base negativa con una transición rápida en $t = 0$, como se muestra en la figura 21-14, se registran cambios significativos en la respuesta de la corriente del colector. El intervalo t_s se recortaría, igual que los dos intervalos v_{CE}, debido a la mayor corriente de base en tiempos anteriores en el transitorio. Se retiraría mucho más de la carga almacenada en la región de la base en comparación con el transitorio rampeado i_B, como se muestra en las distribuciones de carga almacenada de la figura 21-15 para esta situación. Sin embargo, la cantidad de carga retirada de la región de arrastre no se incrementaría en la misma proporción. La mayor parte de la carga de la región de arrastre se retira por la corriente del colector y no por la corriente de base aumentada. La cantidad más pequeña de carga almacenada que queda en la base significa que se requeriría menos tiempo para retirar suficiente carga almacenada en la base, de modo que la unión B-E adquiriese una polarización inversa conforme la corriente del emisor se acercara a cero.

Si esto sucede, aún habrá carga almacenada en la región de arrastre (sombreada en la figura 21-15) que se debe retirar antes de que la corriente del colector se vuelva cero y el BJT entre en corte. La única manera de retirar esta carga remanente es por recombinación interna y por la corriente de base negativa que está fluyendo. La velocidad de barrido de portadores en estas circunstancias es lenta en comparación con la situación anterior porque la corriente del colector debe igualar la corriente de base negativa y no beta veces más grande, como en el caso anterior. Esta pérdida de ganancia de corriente produce la cola larga en la

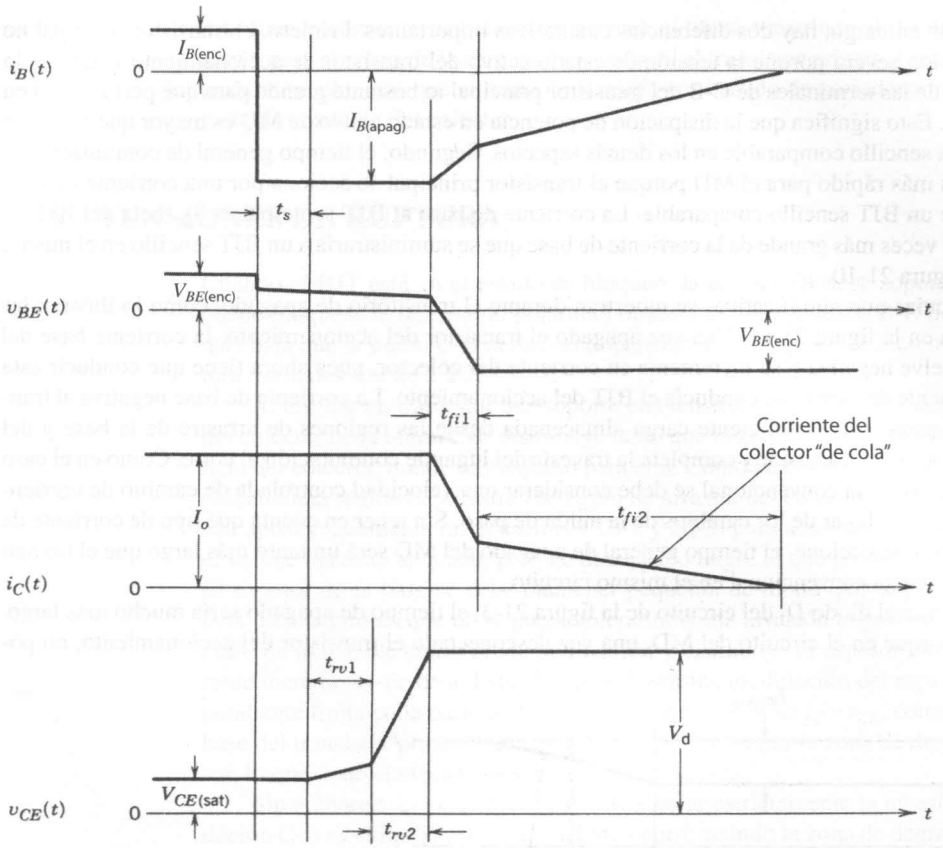


Figura 21-14 Formas de onda de corriente y tensión de un BJT de potencia cuando se apaga el transistor en el circuito bloqueado de carga inductiva de la figura 21-10 con una corriente grande de base inversa de función escalón. Observe la larga corriente de "cola" que produce la disipación excesiva de potencia.

forma de onda de la corriente del colector de la figura 21-14 durante el intervalo t_{fi2}. Este largo tiempo "de cola" es indeseable porque produce mayores pérdidas por conmutación.

21-5-3 CONMUTACIÓN DE DARLINGTON MONOLÍTICOS

El comportamiento de transitorios de encendido de un Darlington monolítico (MD) integrado en el circuito de la figura 21-10 tiene las mismas características cualitativas que los que acabamos de describir para el

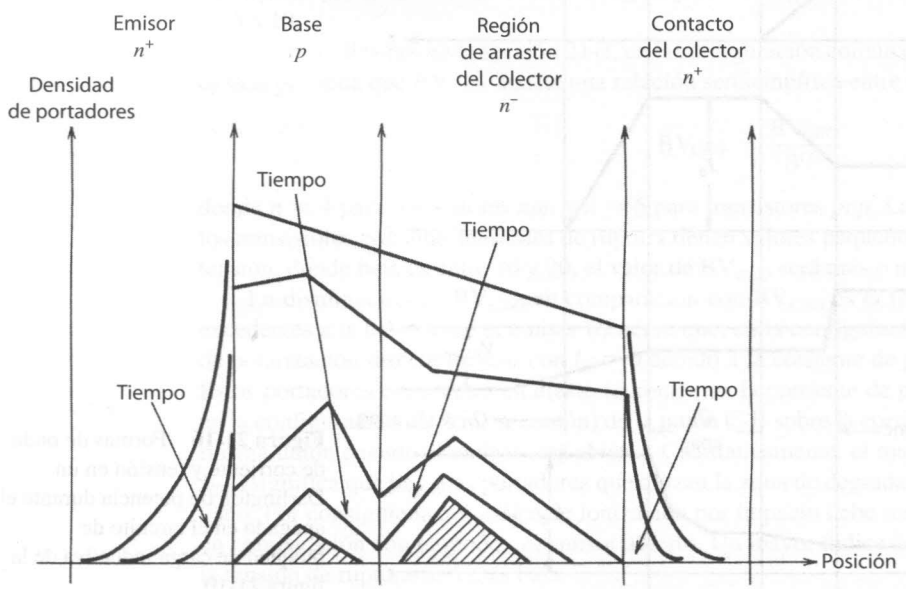


Figura 21-15 Desintegración de las distribuciones de carga almacenada en un BJT de potencia durante un transitorio de apagado por una corriente abrupta de base inversa de función escalón $I_{B(apag)}$. El área sombreada representa la carga almacenada remanente en el transistor después del corte de la unión B-E.

BJT sencillo. Sin embargo, hay dos diferencias cualitativas importantes. Primero, el transistor principal no entra en saturación severa porque la tensión de estado activo del transistor de accionamiento mantiene la tensión a través de las terminales de C-B del transistor principal lo bastante grande para que permanezca en cuasisaturación. Esto significa que la disipación de potencia en estado activo de MD es mayor que las de un BJT de potencia sencillo comparable en los demás aspectos. Segundo, el tiempo general de conmutación al estado activo es más rápido para el MD porque el transistor principal se acciona por una corriente de base más grande que un BJT sencillo comparable. La corriente de base al BJT principal es β_D (beta del BJT de accionamiento) veces más grande de la corriente de base que se suministraría a un BJT sencillo en el mismo circuito de la figura 21-10.

Las diferencias más significativas se muestran durante el transitorio de apagado, como lo ilustran las formas de onda en la figura 21-16. Una vez apagado el transistor del accionamiento, la corriente base del transistor se vuelve negativa y se incrementa su corriente del colector, pues ahora tiene que conducir esta parte de la corriente de carga que conducía el BJT del accionamiento. La corriente de base negativa al transistor principal pronto agota suficiente carga almacenada desde las regiones de arrastre de la base y del colector que se activa el transistor y completa la travesía del lugar de conmutación al corte. Como en el caso del transistor de potencia convencional se debe considerar una velocidad controlada de cambio de corriente de base negativa en lugar de los cambios de la unión de paso. Sin tener en cuenta qué tipo de corriente de base de apagado se seleccione, el tiempo general de apagado del MD será un tanto más largo que el tiempo de un BJT de potencia convencional en el mismo circuito.

Si no estuviese el diodo D_1 del circuito de la figura 21-3, el tiempo de apagado sería mucho más largo. Esto ocurriría porque en el circuito del MD, una vez desconectado el transistor del accionamiento, no po-

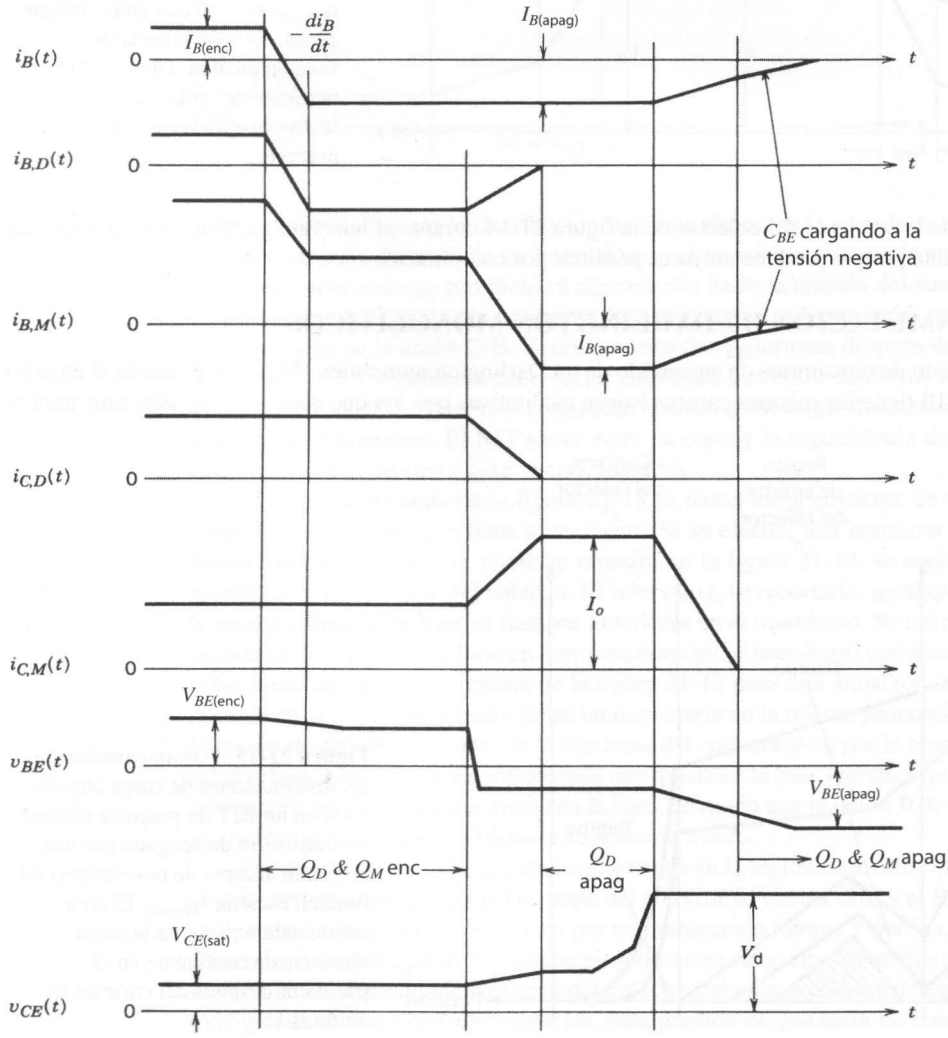


Figura 21-16 Formas de onda de corriente y tensión en un Darlington de potencia durante el apagado en el circuito de bloqueo de carga inductiva de la figura 21-10.

dría fluir la corriente de base negativa para el transistor principal. El único mecanismo que permanecería activo para el retiro de la carga almacenada en el transistor principal sería la recombinación interna, la cual tardaría mucho más que el retiro de la carga por barrido de portadores mediante la corriente de base negativa y la corriente del colector.

21-6 TENSIONES DE RUPTURA

Cuando el BJT está en el estado de bloqueo, la unión C-B debe soportar la tensión aplicada. Un BJT no puede bloquear la tensión de polaridad opuesta porque la unión B-E tiene una tensión de ruptura mucho más baja que la unión C-B debido al dopaje tan grave con que se incrementa la beta. Las tensiones de ruptura normales son de 5 a 20 V.

Al diseñar un transistor que soporte una tensión especificada, el dopaje en la región de deriva del lado del colector de la unión C-B disminuye tanto que la zona de degradación se ubica predominantemente en el lado del colector, donde hay espacio para ella. Como en el caso de los diodos de alta tensión, se diseña con cuidado una región de arrastre (la región de arrastre del colector) un poco dopada (a esta situación se aplican aproximadamente las ecuaciones 20-2 y 20-3) para acomodar el ancho de la zona de degradación con el voltaje máximo aplicado, pero no demasiado largo, lo que produciría pérdidas mayores en estado activo. El espesor de la base se debe mantener pequeño, de modo que se puedan realizar valores respetables de beta. Esto significa que no se puede tolerar ninguna invasión importante de la base por la zona de degradación. Es inevitable cierto grado de invasión y disminuye el espesor efectivo de la base y ocasiona un aparente incremento de beta. Este efecto se denomina modulación del espesor de la base y se muestra como la pendiente finita en la parte de la zona activa de las curvas $i_C - v_{CE}$, como se muestra en la figura 21-5. Si la base del transistor presenta una invasión significativa por la zona de despoblación C-B, se tiene que engrosar, lo que tiene el efecto indeseable de bajar la beta.

Sin embargo, la razón principal para limitar estrictamente la invasión de la base por la zona de degradación C-B es evitar la penetración. Esto ocurre cuando la zona de degradación de la unión C-B se extiende por completo a través de la zona de base a la unión E-B. Si esto sucede, se traslada la enorme cantidad de electrones en el emisor (o de huecos para un BJT *pnp*) desde el emisor hasta la base por los campos eléctricos grandes en la zona de degradación. Esto produce grandes flujos de corriente y un comportamiento semejante a la ruptura y la gran disipación de potencia que conlleva. Para evitar la penetración, el espesor de la base debe ser lo bastante grande para acomodar la invasión esperada de la zona de degradación y el nivel de dopaje en la base debe ser lo bastante grande para mantener la invasión pequeña. El espesor de la base en un BJT de potencia es por tanto una solución negociada entre establecerlo pequeño para un beta grande y uno grande para reducir los problemas de penetración. Este compromiso genera mayores espesores de la base que los de los transistores de nivel lógico y por consiguiente betas más pequeños, con valores normales de 5 a 10.

Como indicamos en la sección 21-3, en la configuración común del emisor la tensión de ruptura BV_{CEO} es más pequeña que BV_{CBO}. Existe una relación semiempírica entre estos dos parámetros, dada por

$$\mathrm{BV}_{CEO} = \frac{\mathrm{BV}_{CBO}}{\beta^{1/n}} \tag{21-6}$$

donde $n = 4$ para transistores *npn* y $n = 6$ para transistores *pnp*. La consecuencia de esta relación es que los transistores con altas tensiones de ruptura tienen valores pequeños de beta. Para transistores *npn* de alta tensión, donde beta es entre 10 y 20, el valor de BV_{CEO} será más o menos de la mitad de BV_{CBO}.

La disminución de BV_{CEO} en comparación con BV_{CBO} es el resultado de la inyección de portadores excedentes a la base desde el emisor (observe que, en la configuración del emisor común, la unión B-E es de polarización directa incluso con $I_B = 0$ debido a la corriente de polarización inversa de la unión C-B). Estos portadores excedentes en efecto incrementan la corriente de polarización inversa (denominada I_{CEO} en la configuración del emisor común) de la unión C-B sobre la corriente de polarización inversa I_{CBO} de la misma unión cuando el emisor está abierto. Cualitativamente, el mayor valor de I_{CEO} en comparación con I_{CBO} significa que hay más portadores que cruzan la zona de degradación C-B en cualquier valor de tensión dado. Por consiguiente, el índice de ionización por impacto debe ser mayor en el modo común del emisor en comparación con el modo del emisor abierto. Un mayor índice de ionización por impacto significa que la tensión de ruptura será más baja.

21-7 RUPTURA SECUNDARIA

Los transistores bipolares y hasta cierto grado también otros tipos de dispositivos de portadores minoritarios tienen un modo de fallo potencial, por lo común llamado ruptura secundaria. Esto aparece en las características de salida del BJT como una caída en picada de la tensión de colector-emisor con grandes corrientes del colector. Conforme disminuye la tensión del colector, a menudo hay un aumento significativo de la corriente del colector y un aumento significativo de la disipación de potencia. El riesgo particular de esta situación para el BJT es que la disipación no se extiende de manera uniforme a través del volumen entero del dispositivo, sino que se concentra en zonas muy localizadas donde la temperatura local puede subir muy rápido a valores de altura inaceptable. Si esta situación no termina en un tiempo muy breve, provocará la destrucción del dispositivo. Cuando se analizan dispositivos destruidos de esta manera, a menudo muestran evidencia drástica de la disipación de potencia localizada, así como el calor que conlleva en forma de silicio fundido y luego recristalizado.

La ruptura secundaria no proviene de la ionización por impacto y la consecuente ruptura de avalancha de una unión *pn*. Esto queda claro porque una caída de tensión acompaña la ruptura secundaria, mientras que no se observa esta caída en la ruptura de avalancha.

Se combinan varios aspectos intrínsecos del transistor para hacer que el BJT sea propenso a la ruptura secundaria. Primero que nada, existe la tendencia general de los dispositivos de portadores minoritarios al desbordamiento térmico cuando la tensión a través de ellos se mantiene más o menos constante conforme sube la temperatura del dispositivo. Los dispositivos de portadores minoritarios tienen un coeficiente de temperatura negativo de resistividad (la resistividad disminuye conforme sube la temperatura porque las densidades de portadores minoritarios son proporcionales a la densidad de portadores intrínseca n_i, que aumenta de manera exponencial con la temperatura; véase las ecuaciones 19-1 y 19-25). Esto significa que la disipación de potencia aumenta conforme disminuye la resistencia, mientras la tensión se mantenga constante. Si el índice de aumento en la disipación de potencia con la temperatura es mayor que en la región lineal con la temperatura (el índice de eliminación de calor es lineal con la temperatura, es decir, si se caracteriza por una resistencia térmica), surgirá una situación inestable cuando la potencia disipada exceda la velocidad con que se elimina el calor (una función de la resistencia térmica). La situación es entonces un caso clásico de realimentación positiva donde la disipación de potencia produce aumento de temperatura, lo que genera aumentos adicionales de la disipación de potencia, y así sucesivamente, hasta que el dispositivo queda destruido. Con frecuencia, y de manera muy apropiada, se denomina desbordamiento térmico.

Este potencial de desbordamiento térmico es aún mucho más peligroso si la densidad de la corriente en el dispositivo no es uniforme a través de la sección transversal del dispositivo. Pueden presentarse filamentos de corriente donde la densidad de la corriente sea mucho mayor que en las áreas circundantes, lo que aumenta las probabilidades de un desbordamiento térmico. Considere la situación de la figura 21-17, donde se supone que la densidad de la corriente J_A en la zona A es mayor que la densidad de la corriente J_B en la zona B. La densidad de la disipación de potencia es más grande en A que en B, lo que produce un aumento de la temperatura T_A en comparación con T_B. A su vez, esto produce adicionales aumentos en J_A en relación con J_B, y la temperatura T_A sube más. Si la temperatura local T_A excede la temperatura intrínseca T_i (la temperatura a la que la densidad de portadores intrínsecos n_i es igual a la densidad de dopaje de los portadores mayoritarios), está en preparación un desbordamiento térmico en esta zona local, lo que producirá un intenso calentamiento localizado y una avería del dispositivo a menos de que se detenga con gran rapidez.

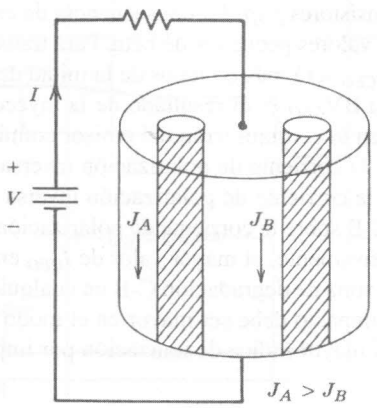


Figura 21-17 Dispositivo semiconductor con zonas no uniformes de densidad de la corriente que pueden producir la formación de filamentos de corriente y quizá una ruptura secundaria.

La formación de filamentos de corriente y el subsiguiente desbordamiento térmico localizado requiere sólo una falta de uniformidad en la densidad de la corriente y suficiente disipación de potencia para ocasionar un incremento sustancial de la temperatura del filamento. De hecho, el incremento de la densidad de los portadores en el filamento de corriente a menudo puede causar una caída de la tensión externa a través el dispositivo, si es considerable la resistencia externa en serie con el dispositivo, y aún así puede destruirse el dispositivo. Cuando el efecto de cortocircuito del filamento es lo bastante fuerte para causar esta caída de tensión, se dice que el dispositivo se encuentra en ruptura secundaria.

Así, parece que la clave para evitar la segunda ruptura es 1) controlar la disipación total de potencia y, aún más importante, 2) evitar toda falta de uniformidad de densidad de la corriente, en especial durante el encendido y apagado, cuando es mayor la disipación de potencia instantánea. Sin embargo, como ya vimos, la construcción básica del transistor origina limitaciones de la corriente por medio de mecanismos como el apiñamiento de la corriente del emisor. Si bien es posible posponer el apiñamiento de corriente hasta alcanzar niveles específicos de corriente, una vez excedidos estos niveles, la constricción de la corriente es lo bastante grave para producir la formación de un filamento de corriente y tal vez un desbordamiento térmico localizado.

Cuando se inicia el apagado del dispositivo, el flujo de corriente de base negativa induce una caída lateral de tensión de la polaridad opuesta a la que se describe en la figura 21-8*a*. Esto causa el apiñamiento de la corriente del emisor, como se ve en la figura 21-8*b*, y una vez más hay condiciones favorables para un desbordamiento térmico. Sin embargo, si disminuye la anchura del emisor, la caída lateral de tensión es menor (menos resistencia para que la corriente de base de flujo lateral desarrolle una caída de tensión a través de ella). Esto significa que la gravedad del apiñamiento de corriente será menor y también la posibilidad correspondiente de una segunda ruptura. Por esta razón, los BJT de potencia se construyen con muchos dedos delgados del emisor, como se aprecia en la figura 21-1, en paralelo, en lugar de unos cuantos emisores con muy grandes áreas de sección transversal. Otras medidas para reducir la posibilidad de una segunda ruptura son un índice controlado de cambios de la corriente de base durante el apagado, circuitos protectores, como amortiguadores y diodos de circulación libre, y ubicar la trayectoria de conmutación dentro de los límites del área de operación segura (SOA), tema que abordaremos en breve.

21-8 PÉRDIDAS EN ESTADO ACTIVO

Salvo en frecuencias altas de conmutación, casi toda la potencia disipada en el modo de operación conmutado de un BJT ocurre cuando el transistor está en estado activo, por lo regular, en saturación severa. En esta circunstancia, la disipación de potencia está dada por (ignoramos las pérdidas de la corriente de base)

$$P_{\text{enc}} = I_C V_{CE(\text{sat})} \tag{21-7}$$

El voltaje de saturación del colector-emisor $V_{CE\,(\text{sat})}$ aumenta con la creciente corriente del colector.

Varias caídas de tensión interna en un transistor de potencia contribuyen a $V_{CE(\text{sat})}$. Estas caídas de tensión y algunos de sus orígenes se indican en forma esquemática en la sección transversal vertical de un transistor de potencia, como se observa en la figura 21-18. Al sumarlos, tenemos

$$V_{CE(\text{sat})} = V_{BE(\text{enc})} - V_{BC(\text{sat})} + V_d + I_C(R_e + R_c) \tag{21-8}$$

Los voltajes $V_{BE(\text{enc})}$ y $V_{BC(\text{sat})}$ son las tensiones que aparecen a través de las uniones de polarización directa B-E y C-B, respectivamente. Estos voltajes difieren entre sí de 0.1 a 0.2 V porque las dos uniones son muy distintas. El área de la unión C-B es mucho más grande que la de la unión B-E, y los niveles de dopaje son mucho más bajos a través de la unión C-B en comparación con la unión B-E. Esta diferencia de voltaje es relativamente independiente de la corriente del colector.

Las resistencias R_e y R_c representan la resistencia óhmica de las zonas muy dopadas del emisor y colector, respectivamente. Con corrientes del colector bajas o moderadas, las caídas de tensión a través de estas resistencias son insignificantes. No obstante, con corrientes más grandes, estas caídas son importantes y se suman al aumento de $V_{CE(\text{sat})}$ con la corriente del colector.

La mayor contribución al aumento de $V_{CE(\text{sat})}$ con corriente del colector es la caída de voltaje V_d a través de la región de arrastre del colector. Este voltaje se reduce razonablemente por la modulación de conductividad y se independiza relativamente de la corriente del colector, como describimos en el capítulo 20 para el diodo de potencia de la unión *pn*, que tiene una región de arrastre análoga. Sin embargo, con corrientes mayores del colector, las densidades de portadores excedentes en la región de arrastre se acercan a valores lo bastante grandes para que empiecen a disminuir tanto el tiempo de vida de los portadores (recombinación de Auger) como la movilidad (dispersión de portador-portador). Cuando esto ocurre, V_d empieza a aumentar en

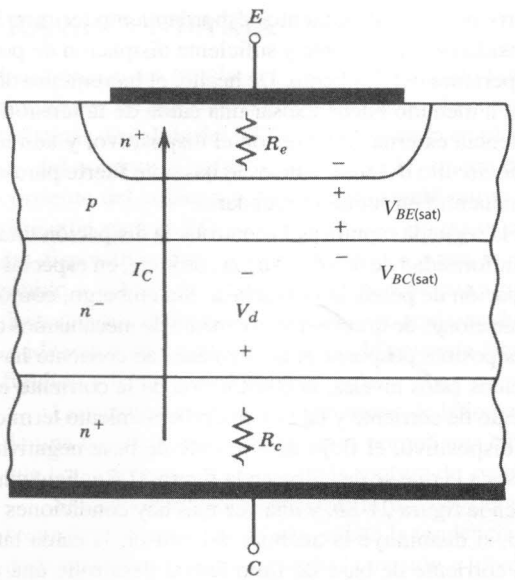


Figura 21-18 Sección transversal vertical de un BJT de potencia que muestra los orígenes de los componentes del voltaje del colector en estado activo $V_{CE(sat)}$.

forma significativa, lo que incrementa $V_{CE(sat)}$. Como sucedió con el diodo, la magnitud de V_d depende del tiempo de vida de los portadores excedentes (véase la ecuación 20-13), cuyo valor es una compensación entre valores grandes que disminuyen V_d y valores más cortos que reducen los tiempos de conmutación.

El aumento de V_d con corriente del colector será más grave y comienza en valores más bajos de la corriente del colector en BJT de alta tensión debido a la larga región de arrastre que deben tener estos transistores a fin de repeler grandes tensiones de colector-emisor en estado pasivo. Este aspecto del comportamiento del transistor es análogo al de diodos de uniones *pn* de alto voltaje. A partir de estas observaciones esperaríamos que las capacidades de la corriente del BJT fuesen similares a las de los diodos con la misma tensión especificada.

Sin embargo, los BJT tienen una capacidad de densidad de la corriente respecto de la tensión de ruptura mucho más baja que esta estimación optimista. Los mecanismos como el apiñamiento de la corriente del emisor y la modulación de conductividad de la base, que bajan el valor de beta, comienzan en densidades de corriente más bajas que las densidades de corriente que puede manejar un diodo. La disminución de beta con corrientes crecientes del colector significa que la corriente de base debe aumentar con un ritmo más acelerado que la corriente del colector para mantener el dispositivo en saturación severa o, por lo menos, cerca de ella, de modo que no sea tan grande la caída de tensión a través del transistor. No se puede permitir que el transistor entre muy profundamente en cuasisaturación con corrientes del colector mayores porque v_{CE} (y, por tanto, la disipación de potencia) aumenta con gran rapidez, como se muestra en la figura 21-7. Como existe un límite práctico para la corriente de base que el usuario está en posibilidades de colocar en el transistor, existe un límite superior práctico de la corriente del colector y, por ende, de la densidad de la corriente. En términos aproximados, el transistor sirve para corrientes de colector cerca de 10 veces más grandes que el valor en el que la ganancia de corriente llegue al pico y empiece a caer con la creciente corriente del colector (véase la figura 21-7).

El apiñamiento de la corriente del emisor y otros mecanismos que reducen beta con grandes corrientes son tan significativos que el fabricante de transistores diseña la estructura del transistor sin perder de vista un valor específico de corriente del colector en el cual empieza a disminuir beta. Una vez determinado este nivel de corriente, el diseñador del dispositivo ajusta el tiempo de vida de los portadores en la región de arrastre de modo que la caída de tensión a través de él se mantenga en los niveles deseados. En este enfoque de diseño aún valen los mismos compromisos entre tensión de ruptura, pérdidas en estado activo y velocidades de conmutación que describimos para el diodo de potencia; el único cambio básico es que ocurren con densidades de corriente más bajas.

21-9 ÁREAS DE OPERACIÓN SEGURA

Las áreas de operación segura, o SOA, concepto que describimos en capítulos anteriores, son un método muy conveniente y conciso para resumir los valores máximos de corriente y tensión a las que se va a someter el

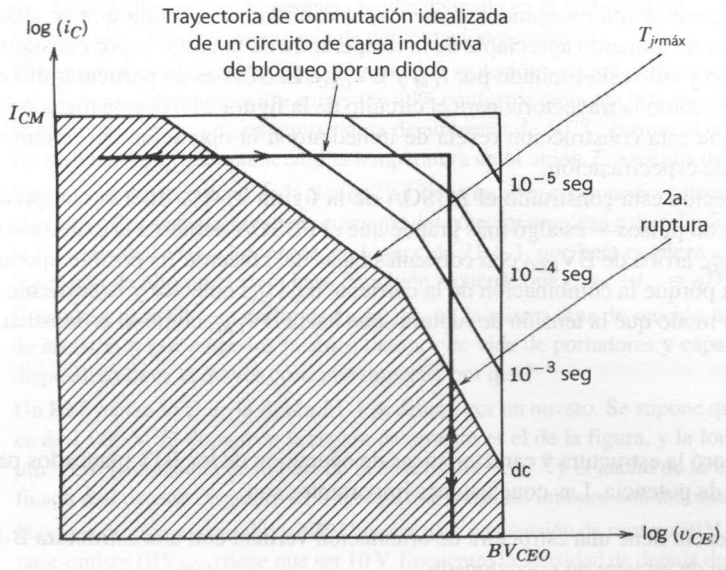


Figura 21-19 FBSOA de un BJT de potencia. El FBSOA de CC se muestra en forma sombreada y la expansión del área para la operación pulsada del BJT se muestra con tiempos de conmutación más cortos, lo que produce un FBSOA más grande.

BJT. Dos SOA separados se usan en conjunto con BJT, y por lo general ambos aparecen en hojas de especificaciones. La llamada área de operación segura de polarización directa (FBSOA) se muestra en la figura 21-19, y el área de operación segura de polarización inversa (RBSOA), en la figura 21-20. Los términos *polarización directa* y *polarización inversa* se refieren a que la fuente de polarización de la corriente de base ponga a la unión B-E en polarización directa o inversa (lo cual sería lo correcto para apagar el BJT).

Varios mecanismos físicos están activos en la determinación de los límites del FBSOA de la figura 21-19. La corriente I_{CM} es la corriente máxima del colector incluso como pulso que se debe aplicar al transistor. Si se excede esta corriente se pueden evaporar los hilos de soldadura o metalizaciones en la oblea, o pueden dejar de funcionar. El límite térmico es un límite de disipación de potencia establecido por la resistencia térmica del transistor y la máxima temperatura permisible de la unión. El límite de la segunda ruptura representa las máximas combinaciones permisibles de tensión y corriente sin entrar en la zona del plano i_C-v_{CE} donde puede ocurrir la segunda ruptura. La parte final del límite del FBSOA es el límite de tensión de ruptura BV_{CEO}.

Si el transistor se opera como interruptor, los límites del FBSOA se expanden, como se indica en la figura. En términos sencillos, la expansión del SOA ocurre para la operación de modo conmutado porque la oblea de silicio y su empaque tienen una capacitancia térmica y por tanto la capacidad de absorber una cantidad finita de energía sin que la temperatura de la unión suba a niveles excesivos. Si el transistor se

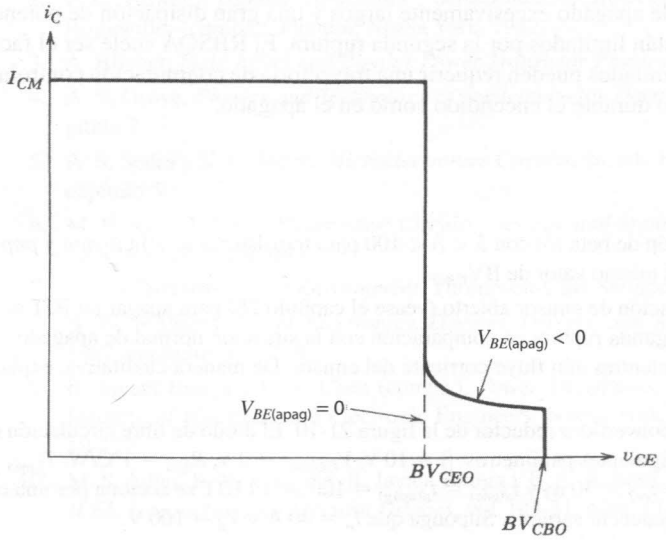


Figura 21-20 RBSOA de un BJT de potencia. La polarización inversa se refiere a la corriente de base en el sentido opuesto al normal del estado activo.

enciende en unos cuantos microsegundos o menos, la cantidad de energía que se absorbe es demasiado pequeña para causar un aumento apreciable de la temperatura de la unión y, por consiguiente, el FBSOA es en esencia cuadrado y sólo está limitado por I_{CM} y BV_{CEO}. El SOA es en particular útil cuando la trayectoria de conmutación, como la trayectoria para el circuito de la figura 21-10, está trazada sobre él, como en la figura 21-19, porque esta construcción revela de inmediato si la operación del circuito pone al transistor fuera de su rango de especificación.

En forma parecida está construido el RBSOA de la figura 21-10. El área comprendida por el RBSO —que es un SOA con pulsos— es algo más grande que el FBSOA debido a la extensión del área de tensión más alta que BV_{CEO}, arriba de BV_{CBO} con corrientes bajas del colector. Es posible operar el transistor hasta la tensión más alta porque la combinación de la corriente baja del colector y la corriente de base inversa redujeron la beta, de modo que la tensión de ruptura sube hacia BV_{CBO} como lo pronostica la ecuación 21-6.

RESUMEN

Este capítulo exploró la estructura y características de operación de los BJT planeados para aplicaciones de modo conmutado de potencia. Las conclusiones importantes son:

1. El BJT de potencia tiene una estructura de orientación vertical con una estructura B-E muy interdigitada y una región de arrastre un poco dopada.
2. La región de arrastre determina la especificación de la tensión de bloqueo del BJT y también causa la zona llamada cuasisaturación de las características I−V.
3. El BJT es un dispositivo que por lo general está apagado y se enciende mediante la aplicación de una corriente de base lo bastante grande para causar la inyección de grandes cantidades de portadores minoritarios en la base desde la zona del emisor. La subsiguiente difusión de estos portadores a través de la base al colector forma la corriente del colector.
4. Los BJT de potencia tienen una baja ganancia de corriente, en especial con especificaciones de tensiones de ruptura grandes. Esto permitió el desarrollo de transistores monolíticos de Darlington, los cuales tienen mayores ganancias de corriente.
5. El flujo lateral de la corriente en la base es el factor limitante básico en el desempeño del BJT. Causa caídas laterales de tensión que producen un apiñamiento de la corriente del emisor, lo que a su vez causa reducciones en la ganancia de corriente. Si el apiñamiento de corriente es excesivo, ocurre una ruptura secundaria y se destruye el dispositivo.
6. La modulación pesada de conductividad de la región de arrastre a fin de reducir pérdidas en estado activo requiere largos tiempos de vida de los portadores. Pero esto genera largos tiempos de apagado, por lo que se debe compensar, en el diseño del BJT, entre menos pérdidas en estado activo y tiempos de conmutación más cortos.
7. El apagado de algunos tipos de BJT se debe realizar por medio de un índice controlado de cambio de la corriente base negativa a fin de evitar el aislamiento de carga excesiva almacenada en el BJT, lo que produciría tiempos de apagado excesivamente largos y una gran disipación de potencia.
8. Los SOA del BJT están limitados por la segunda ruptura. El RBSOA suele ser el factor limitante.
9. Los BJT con SOA limitados pueden requerir una trayectoria de conmutación controlada por circuitos de amortiguadores tanto durante el encendido como en el apagado.

PROBLEMAS

21-1 Trace BV_{CEO} como función de beta (β) con $5 < \beta < 100$ para transistores de silicio *npn* y *pnp* idénticos. Suponga que ambos BJTs tienen el mismo valor de BV_{CBO}.

21-1 Cuando se usa la conmutación de emisor abierto (véase el capítulo 28) para apagar un BJT de potencia, el BJT es menos susceptible a la segunda ruptura en comparación con la situación normal de apagado, donde fluye una corriente de base negativa mientras aún fluye corriente del emisor. De manera cualitativa, explique, con diagramas, por qué esto es cierto.

21-3 Considere el circuito del convertidor reductor de la figura 21-10. El diodo de libre circulación es ideal y el transistor de potencia tiene los siguientes parámetros: $\beta = 10$ V, $V_{CE(\text{enc})} = 2$ V, $R_{\theta j\text{-}a} = 1$°C/W, $T_{j,\text{máx}} = 150$°C, $t_{ri} = t_{fi} =$ 200 ns, $t_{fv1} = t_{fv2} = t_{rv1} = t_{rv2} = 50$ ns y $t_{d(\text{enc})} = t_{d(\text{apag})} = 100$ ns. El BJT se acciona por una onda cuadrada (50% de ciclo de trabajo) de frecuencia variable. Suponga que $I_o = 40$ A y $V_d = 100$ V.

a) Trace y dimensione la potencia media disipada en el transistor respecto de la frecuencia de conmutación.
b) Estime la máxima frecuencia de conmutación permisible.

21-4 El transistor en el circuito del problema 21-3 se acciona por una onda cuadrada de 25 kHz (50% ciclo de trabajo). Los tiempos de conmutación aumentan 40% conforme aumenta la temperatura de la unión 100 °C (de 25 a 125 °C). Si el circuito opera en una temperatura de ambiente de 50 °C, estime el rango permisible de valores de la resistencia térmica $R_{\theta j-a}$ que mantendrá la temperatura de la unión T_j a menos de 110 °C.

21-5 Un transistor parecido al de la figura 21-1 tiene un área efectiva de emisor A de 1 cm^2 y un ancho de base de 3 μm. ¿En qué valor aproximado de la corriente del colector empieza a disminuir el beta del dispositivo conforme aumenta la corriente? *Pista:* Recuerde, de la sección 21-4-1, que beta empieza a caer cuando se obtienen condiciones de inyección de alto nivel en la base. También recuerde que $I_C \approx -I_{ne} = qD_nA\, dn_b(x)/dx$.

21-6 Considere un BJT y un diodo de unión *pn* con la misma área de sección transversal y la misma longitud de región de arrastre (y por ende, los mismos tiempos de vida de portadores y capacidades de tensiones de bloqueo). ¿Qué dispositivo lleva la mayor corriente directa y por qué?

21-7 Un BJT parecido al de la figura 21-1 se diseñó por un novato. Se supone que el voltaje especificado del dispositivo es de 1 000 V. El dopaje de la región de arrastre es el de la figura, y la longitud de la región de arrastre es de 100 μm. Pero la densidad de dopaje de la base es 10^{15} cm^{-3} y el ancho de la base es 3 μm. ¿Cuál es la tensión especificada real de este dispositivo? Suponga que todas las uniones son uniones de pasos.

21-8 Hay que diseñar un transistor NPN bipolar para una tensión de ruptura (BV_{CEO}) de 1 000 V. La tensión de ruptura de base-emisor (BV_{BEO}) tiene que ser 10 V. Encuentre la densidad de dopaje de la base, la densidad de dopaje del colector, el ancho de la base y el ancho de la región de arrastre del colector necesarios. La densidad de dopaje del emisor es 10^{19} cm^{-3}. Suponga que las uniones de base-emisor y base-colector son uniones de pasos y que beta = 5.

21-9 Un par Darlington tiene un beta efectivo de 150. El BJT accionador tiene un beta de 20. ¿Cuál es el beta del BJT principal?

21-10 Un BJT de potencia con un beta de 10 se caracteriza en estado activo por un $V_{BE,sat} = 0.8$ V, $V_{BC,sat} = 0.6$ V y $R_{enc} = 0.02$ ohms. Dos de estos BJT se usan en una configuración Darlington que debe conducir una corriente de 100 A en estado activo. ¿Cuál es la disipación del par en estado activo?

21-11 Busque los valores de polarización cero de la capacitancia de carga espacial colector-base, C_{CBO}, y de la capacitancia de carga espacial base-emisor, C_{EBO}, del transistor que se describe en el problema 21-8. Suponga un área de base-emisor A_E de 0.3 cm^2 y un área de base-colector A_C de 3 cm^2.

21-12 El transistor descrito en los problemas 21-8 y 21-11 se va a usar en un convertidor reductor como el de la figura 21-10. El circuito de accionamiento de base consiste en una fuente de tensión ideal en serie con una resistencia de 10 ohms. Cuando el BJT se va a encender, la tensión cambia de −8 V a +8 V. Estime el tiempo de retraso del encendido. Suponga que el voltaje de CC que propulsa al convertidor reductor es 100 V.

REFERENCIAS

1. S. K. Gandhi, *Semiconductor Power Devices*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1987, capítulo 4.
2. P. L. Hower, "Bipolar Transistors", *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Roland Sittig y P. Roggwiller (comps.), Plenum, Nueva York, 1982.
3. A. Blicher, *Field Effect and Bipolar Power Transistor Physics*, Academic, Nueva York, 1981, capítulos 6-10.
4. A. S. Grove, *Physics and Technology of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1967, capítulo 7.
5. A. S. Sedra y K. C. Smith, *Microelectronics Circuits*, 2a. ed., Holt, Rinehart, and Winston, Nueva York, 1987, capítulo 5.
6. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1988, capítulo 15.
7. *Power Transistor in Its Environment*, Thompson-CSF, Semiconductor Division, 1978.
8. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, John Wiley & Sons, Nueva York, 1987, capítulos 3, 4, 7, 9.
9. B. Jayant Baliga y D. Y. Chen (comps.), *Power Transistors, Device Design and Applications*, IEEE Press, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Nueva York, 1984, Parte I, *Power Bipolar Transistors*, pp. 19-122.
10. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.

CAPÍTULO 22

MOSFET DE POTENCIA

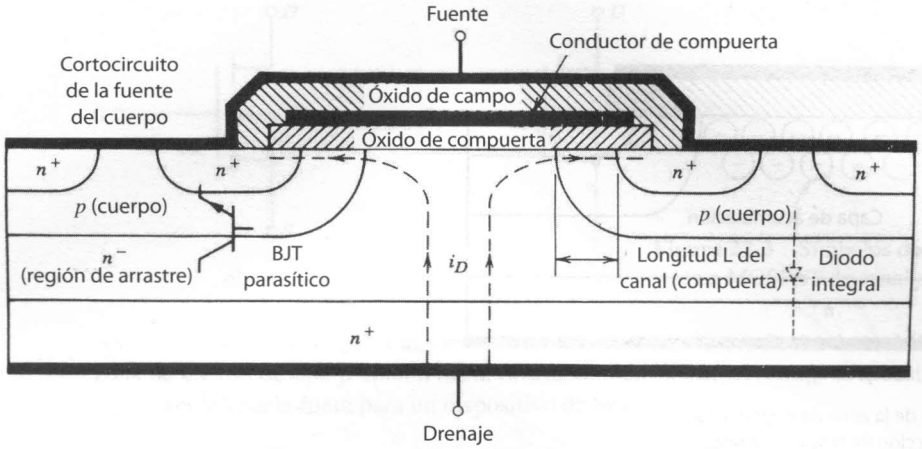
22-1 INTRODUCCIÓN

Los transistores de efecto de campo por semiconductor de óxido metálico (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*, MOSFET) con apreciable capacidad de conducción de corriente en estado activo y buena capacidad de tensión de bloqueo en estado pasivo —y, por tanto, con potencial para aplicaciones de electrónica de potencia— están disponibles desde principios de la década de 1980. Ahora se usan tanto como los BJT y de hecho los están remplazando en muchas aplicaciones, en especial aquellas en las que son importantes las velocidades de conmutación altas. Los MOSFET operan con base en mecanismos físicos diferentes a los de los BJT, y es esencial comprender bien estas diferencias para utilizar de modo eficaz tanto los BJT como los MOSFET. Este capítulo considera los mecanismos físicos básicos que rigen la operación de MOSFET, los factores que establecen los límites de corrientes y tensiones del MOSFET, así como posibles modos de falla si se exceden estos límites.

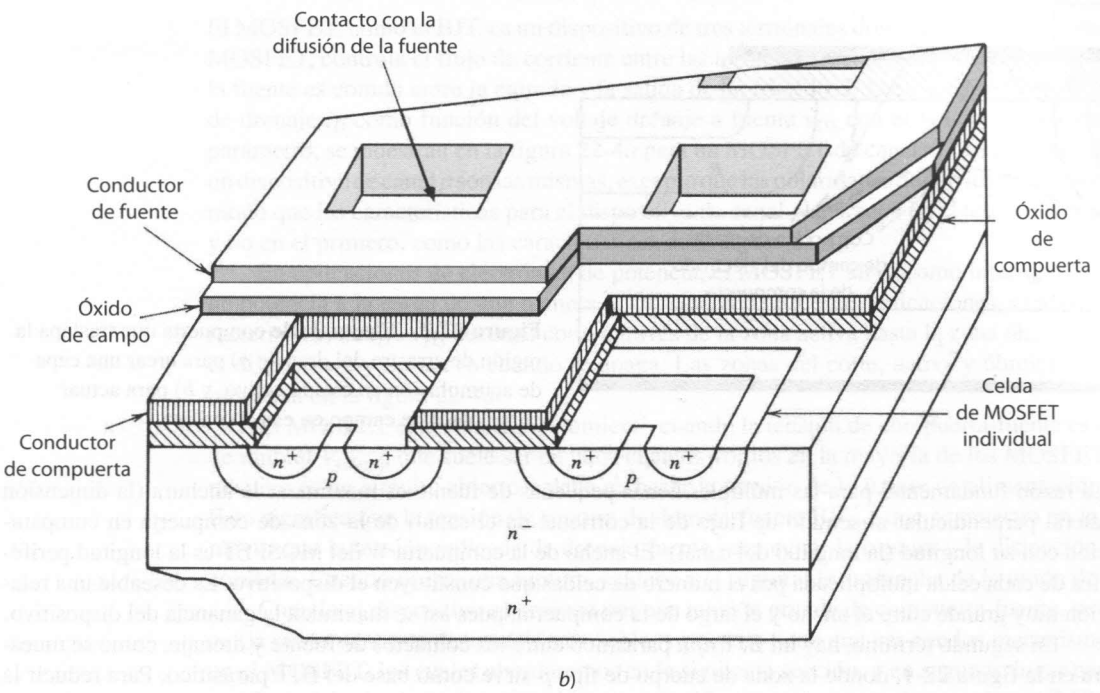
22-2 ESTRUCTURA BÁSICA

Un MOSFET de potencia tiene una estructura de orientación vertical del dopaje alterno de tipo p y tipo n que se muestra en la figura 22-1*a* para una celda individual de las múltiples celdas paralelas de un dispositivo completo. La estructura $n^+pn^-n^+$ se denomina MOSFET de canal n de modo de intensificación (por razones que pronto serán obvias). También se fabrica una estructura con el perfil opuesto: MOSFET de canal p. El dopaje en las dos capas extremas n^+, llamadas fuente y drenaje en la figura 22-1, es aproximadamente igual en ambas capas y muy grande, por lo general de 10^{19} cm^{-3}. La capa central de tipo p suele llamarse cuerpo y es la zona donde se establece el canal (que veremos en la siguiente sección) entre fuente y drenaje, y por lo común se dopa con 10^{16} cm^{-3}. La capa n^- es la región de arrastre de drenaje y suele doparse con $10^{14}-10^{15}$ cm^{-3}. Esta región de arrastre determina la tensión de ruptura del dispositivo.

A primera vista parece que no hay manera de que fluya la corriente entre las terminales del dispositivo, porque una de las uniones pn (ya sea la unión de cuerpo-fuente o la unión drenaje-cuerpo) se pondrá en polarización inversa por una de las polaridades de tensión aplicada entre el drenaje y la fuente. No puede haber inyección de portadores minoritarios en la zona del cuerpo por medio de la terminal de compuerta porque la compuerta está aislada del cuerpo por medio de una capa de dióxido de silicio (a menudo denominado óxido de compuerta y con un espesor común de más o menos 1 000 Å [angstroms]) que es un muy buen aislante y, por tanto, no hay operación de BJT. Sin embargo, la aplicación de una tensión que polariza el positivo de la compuerta respecto de la fuente convierte la superficie de silicio debajo del óxido de compuerta en una capa o canal de tipo n, lo que conecta la fuente con el drenaje y permite el flujo de corrientes apreciables. El espesor del óxido de compuerta, el ancho de la compuerta (como se diagrama en la figura 22-1) y el número de zonas de compuerta/fuente conectadas eléctricamente en paralelo son importantes para determinar la cantidad de corriente que fluirá para una tensión de compuerta a fuente dada. Los mecanismos que producen el canal se analizarán más adelante en este capítulo.



a)



b)

Figura 22-1 *a)* Sección transversal vertical, y *b)* perspectiva de un MOSFET de potencia de canal *n*. Un MOSFET completo está compuesto de muchos miles de celdas conectadas en paralelo para lograr una ganancia grande y una resistencia baja en estado activo. Algunas capas en la perspectiva se recortaron para intensificar la claridad del dibujo.

La estructura de la figura 22-1 suele denominarse VDMOS, que significa MOSFET de difusión vertical. El nombre describe en forma burda la secuencia de fabricación del dispositivo. El sustrato inicial es por lo general el drenaje n^+ sobre el cual se cultiva de manera epitaxial la región de arrastre n^- de espesor específico. Luego, la zona del cuerpo de tipo p se difunde en el chip desde el lado de la fuente del chip, seguida por la difusión de la fuente n^+. Estas dos difusiones son enmascaradas, lo que significa que algunas partes del chip están protegidas por dióxido de silicio, de modo que los dopantes no llegan al chip donde se dejó el SiO_2. Los pasos restantes implican la deposición de la metalización de compuerta y fuente y los pasos finales de embalaje.

Se deben notar otros aspectos de la estructura MOSFET de la figura 22-1. Primero, la fuente está construida con muchos miles de pequeñas áreas de manera poligonal conectadas en paralelo y rodeadas por la zona de la compuerta. La forma geométrica de las zonas de la fuente influye hasta cierto grado en la resistencia en estado activo del MOSFET, y algunos fabricantes incluso anuncian su línea particular de dispositivos MOSFET por la forma de la zona de la fuente (por ejemplo, el HEXFET de International Rectifier).

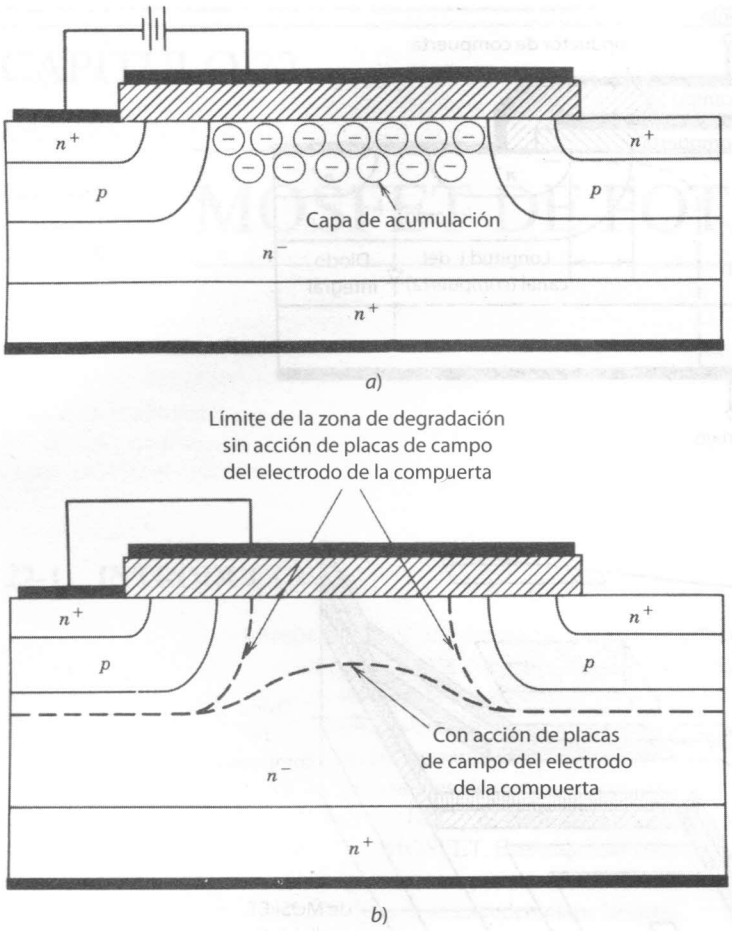


Figura 22-2 Electrodo de compuerta que traslapa la región de arrastre del drenaje *a*) para crear una capa de acumulación en estado activo, y *b*) para actuar como placa de campo en estado pasivo.

La razón fundamental para las múltiples zonas pequeñas de fuente es maximizar la anchura (la dimensión lateral perpendicular al sentido de flujo de la corriente en el canal) de la zona de compuerta en comparación con su longitud (la longitud del canal). El ancho de la compuerta W del MOSFET es la longitud periférica de cada celda multiplicada por el número de celdas que constituyen el dispositivo. Es deseable una relación muy grande entre el ancho y el largo de la compuerta, pues así se maximiza la ganancia del dispositivo.

En segundo término, hay un BJT *npn* parasítico entre los contactos de fuente y drenaje, como se muestra en la figura 22-1, donde la zona de cuerpo de tipo p sirve como base del BJT parasítico. Para reducir la posibilidad de que este transistor jamás se encienda, la zona de cuerpo de tipo p se pone en cortocircuito con la zona de fuente mediante el traslape de la metalización de fuente sobre la zona del cuerpo de tipo p, como en la figura 22-1. Como resultado de este cortocircuito del cuerpo hay un diodo parasítico conectado entre drenaje y fuente del MOSFET, como se muestra en la figura 22-1. Este diodo integral sirve en convertidores de semipuente y de puente completo.

En tercer término, ya está el traslape de la metalización de compuerta a través de la región de arrastre n^-, donde sobresale hacia la superficie del chip. Este traslape de la metalización de la compuerta tiene dos propósitos. Primero, tiende a intensificar la conductividad de la región de arrastre en la interconexión n^--SiO_2 al formar una capa de acumulación (zona de conductividad intensificada, que abordaremos en secciones posteriores), como se muestra en la figura 22-2*a*, lo que ayuda a disminuir la resistencia en estado activo. En segundo lugar, la metalización tiende a actuar como placa de campo cuando el MOSFET está apagado, lo que impide que el radio de curvatura de la zona de despoblación del drenaje-cuerpo *pn* se reduzca demasiado y de este modo también la tensión de ruptura del dispositivo. Esta función de placa de campo se diagrama en la figura 22-2*b*.

El símbolo de circuito para un MOSFET de canal n se muestra en la figura 22-3*a*, y para un MOSFET de canal p, en la figura 22-3*b*. El sentido de la flecha en el cable que va a la zona del cuerpo indica el sentido del flujo de corriente si la unión *pn* de cuerpo-fuente es de polarización directa por romper el cortocir-

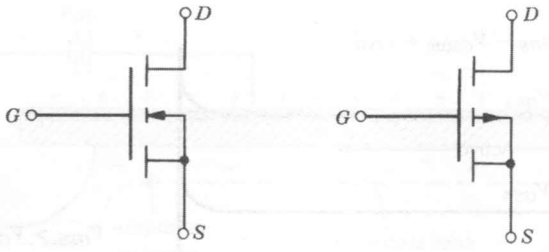


Figura 22-3 Símbolos de circuito para *a*) un canal *n* y *b*) un MOSFET de canal *p*.

cuito entre las dos y se aplica una tensión de polarización. Así, la flecha de un MOSFET de canal *n* con una zona de cuerpo de tipo *p* apunta hacia el símbolo del MOSFET, como se muestra en la figura 22-3*a*, y la flecha apunta hacia fuera para un dispositivo de tipo *p*.

22-3 CARACTERÍSTICAS *I-V*

El MOSFET, como el BJT, es un dispositivo de tres terminales donde la entrada, la compuerta en el caso del MOSFET, controla el flujo de corriente entre las terminales de salida, la fuente y el drenaje. La terminal de la fuente es común entre la entrada y la salida de un MOSFET. Las características de la salida, la corriente de drenaje i_D como función del voltaje drenaje a fuente v_{DS} con el voltaje compuerta a fuente V_{GS} como parámetro, se muestran en la figura 22-4*a* para un MOSFET de canal *n*. Las características de la salida para un dispositivo de canal *p* son las mismas, excepto que las polaridades de corriente y tensión están invertidas, de modo que las características para el dispositivo de canal *p* aparecen en el tercer cuadrante del plano $i_D - v_{DS}$ y no en el primero, como las características de la figura 22-4*a*.

En aplicaciones de electrónica de potencia, el MOSFET sirve como interruptor para controlar el flujo de potencia a la carga de una manera análoga al BJT. En estas aplicaciones, el MOSFET atraviesa las características de $i_D - v_{DS}$ desde el corte a través de la zona activa hasta la zona óhmica conforme se enciende el dispositivo, y de nuevo cuando se apaga. Las zonas del corte, activa y óhmica de las características se muestran en la figura 22-4*a*.

El MOSFET está en estrangulamiento cuando la tensión de compuerta-fuente es menor que la tensión de umbral $V_{GS(\text{th})}$, que suele ser de unos cuantos voltios en la mayoría de los MOSFET de potencia. El dispositivo es un circuito abierto y debe rechazar la tensión de la fuente de alimentación aplicada al circuito. Esto significa que la tensión de ruptura de drenaje-fuente BV_{DSS} que se muestra en la figura 22-4 debe ser mayor que la tensión aplicada de drenaje-fuente para evitar la ruptura y la disipación alta de potencia que conlleva. Cuando ocurre una ruptura, se debe a la ruptura de avalancha de la unión de drenaje-cuerpo.

Cuando el dispositivo se acciona por una tensión grande de compuerta-fuente, se lleva a la zona óhmica (la razón para esta designación es doble, y primero tiene que ver con los mecanismos físicos que operan en el MOSFET, los cuales abordaremos en la siguiente sección, y en segundo lugar para evitar la confusión con la terminología de la saturación, que significa una cosa cuando se aplica a BJT, pero otra cuando se aplica a los MOSFET), donde el voltaje de drenaje-fuente $V_{DS(\text{enc})}$ es pequeño. En esta zona, la disipación de potencia se mantiene dentro de límites razonables cuando se minimiza $V_{DS(\text{enc})}$, aunque la corriente de drenaje sea muy grande. El MOSFET está en la zona óhmica cuando

$$v_{GS} - V_{GS(\text{th})} > v_{DS} > 0 \tag{22-1}$$

En la zona activa, la corriente de drenaje es independiente de la tensión de drenaje-fuente y sólo depende de la tensión de compuerta-fuente. Se dice que a veces la corriente se satura, y por consiguiente esta zona se llama a veces zona de saturación o zona del pentodo. Nosotros la llamaremos zona activa, para evitar el uso del término *saturación* y la confusión que crea con la saturación en BJT. La simple teoría del primer orden pronostica que, en la zona activa, la corriente de drenaje está dada aproximadamente por

$$i_D = K(v_{GS} - V_{GS(\text{th})})^2 \tag{22-2}$$

donde K es una constante que depende de la geometría del dispositivo. En el límite entre la zona óhmica y la zona activa, donde $V_{GS} - V_{GS(\text{th})} = v_{DS}$, la ecuación 22-2 se convierte en

$$i_D = K v_{DS}^2 \tag{22-3}$$

que es una manera conveniente de delinear el límite entre las dos zonas, como en la figura 22-4*a*.

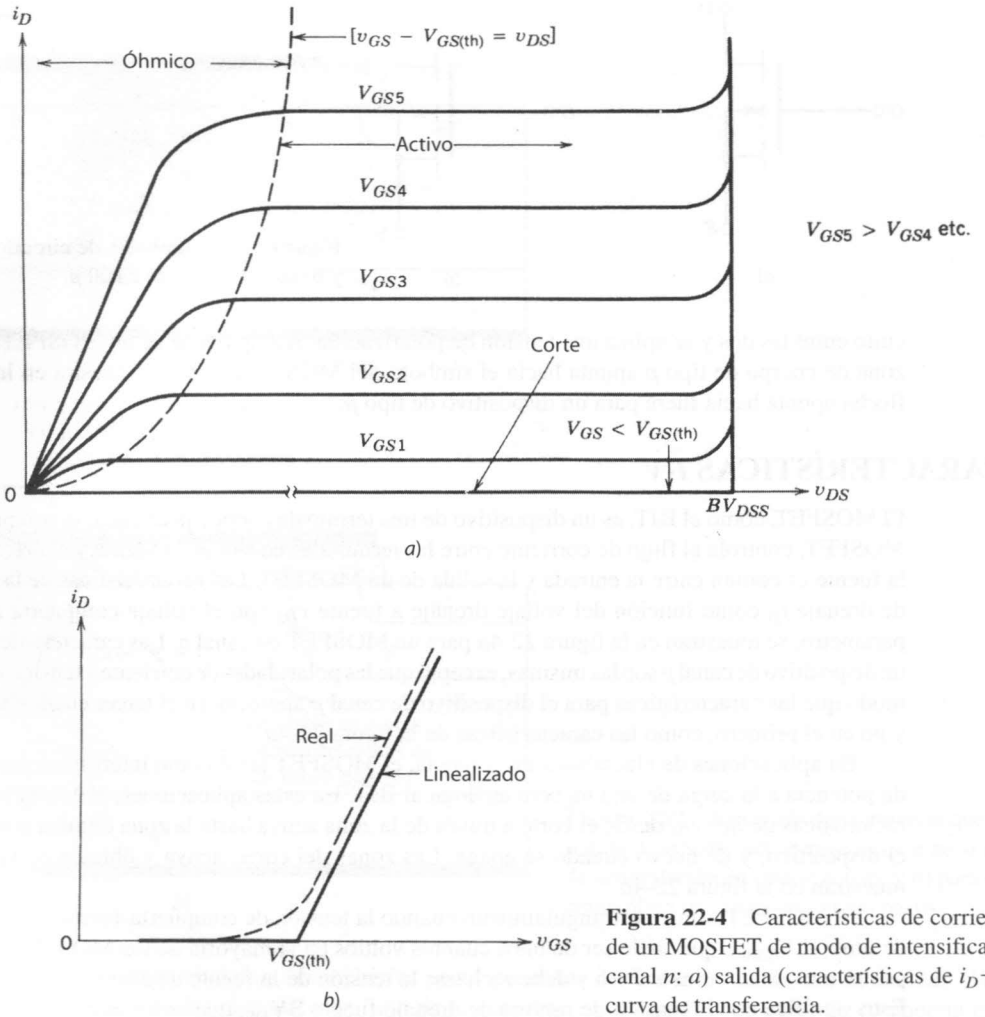


Figura 22-4 Características de corriente-tensión de un MOSFET de modo de intensificación de canal *n*: *a*) salida (características de $i_D - v_{DS}$); *b*) curva de transferencia.

Los MOSFET del nivel lógico siguen razonablemente bien la relación que expresa la ecuación 22-2. Sin embargo, un dibujo de i_D *versus* v_{GS} (con el MOSFET en la zona activa) en la figura 22-4*b*, por lo general denominada curva de transferencia, muestra que a esta ecuación sólo se observa en valores bajos de la corriente de drenaje en los MOSFET de potencia. En general, la curva de transferencia de un MOSFET de potencia es muy lineal, en contraste con la curva de transferencia parabólica del dispositivo de nivel lógico. En la siguiente sección consideraremos la razón del comportamiento diferente de la curva de transferencia entre MOSFET de nivel lógico y de potencia.

22-4 FÍSICA DE OPERACIÓN DEL DISPOSITIVO

22-4-1 CAPAS DE INVERSIÓN Y EFECTO DEL CAMPO

La parte de la compuerta de la estructura MOSFET de la figura 22-1 es la clave para entender cómo trabaja el MOSFET. La parte de la compuerta consta de la metalización de la compuerta, el dióxido de silicio debajo del conductor, que se denomina óxido de la compuerta, y el silicio debajo del óxido. Esta zona forma un condensador (o capacitor) de alta calidad, como se muestra en la figura 22-5, y a veces se le denomina condensador MOS. Aunque el condensador que se muestra suele estar compuesto por metalización de aluminio, aislante SiO_2 y una capa de fondo de silicio, la misma estructura básica se fabrica en otros semiconductores, como arseniuro de galio, y se usan otros aislantes, como nitruro de aluminio o nitruro de silicio, para el aislante. La capa superior de metalización también puede ser algún material conductor diferente. El polisilicio, metales refractorios como el tungsteno y otros metales se han usado en dispositivos MOSFET.

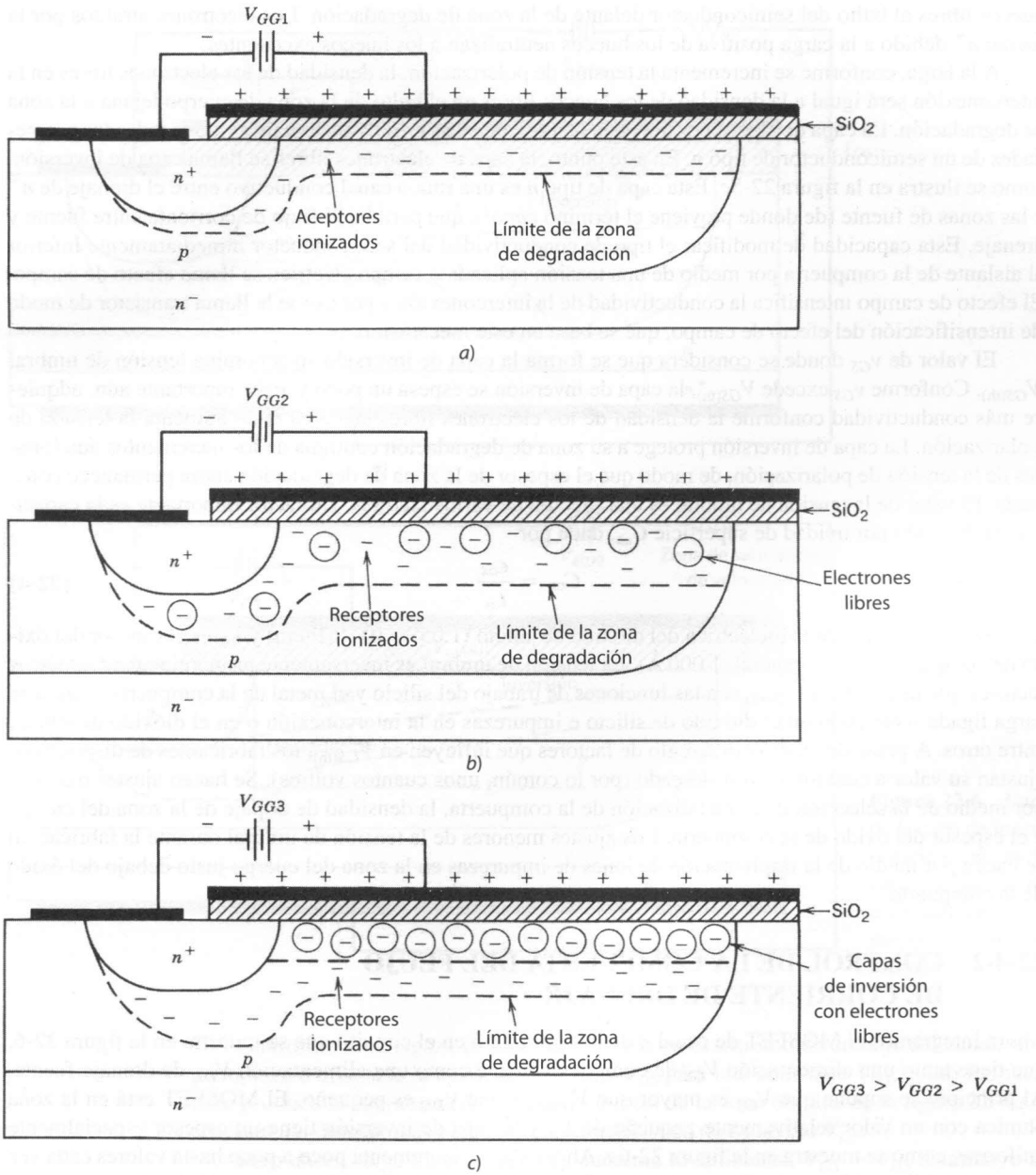


Figura 22-5
a) Formación de la zona de degradación. *b, c*) Capa de inversión en la interconexión de Si-SiO_2 conforme aumenta la tensión de compuerta-fuente.

Cuando se aplica una tensión positiva pequeña de compuerta-fuente a la estructura del capacitor en el diagrama simplificado del MOSFET de canal *n* de la figura 22-5*a*, se forma una zona de degradación en la interconexión entre el SiO_2 y el silicio. La carga positiva inducida en la metalización superior (el lado de la compuerta) por la tensión aplicada requiere una carga negativa igual en la placa inferior, que es el lado de silicio del óxido de la compuerta. El campo eléctrico desde la carga positiva repele los huecos de portadores mayoritarios de la zona de interconexión y de esta manera expone a los receptores de carga negativa, con lo que se crea una zona de degradación.

Los incrementos adicionales en v_{GS} causan que la zona de degradación aumente su espesor, como se muestra en la figura 22-5*b*, para proporcionar la carga negativa adicional. El crecimiento de esta zona de degradación se modela aproximadamente como una unión de paso unilateral, igual a la del capítulo 19. Cuando se incrementa la tensión, el campo eléctrico en la interconexión de óxido-silicio aumenta de tamaño y empieza a atraer electrones libres así como a repeler huecos libres. La fuente inmediata de los electrones es la generación de electrones-huecos mediante la ionización térmica, mientras que se empuja a los

huecos libres al bulto del semiconductor delante de la zona de degradación. Los electrones atraídos por la fuente n^+ debido a la carga positiva de los huecos neutralizan a los huecos excedentes.

A la larga, conforme se incrementa la tensión de polarización, la densidad de los electrones libres en la interconexión será igual a la densidad de los huecos libres en el bulto de la zona de cuerpo lejana a la zona de degradación. La capa de electrones libres en la interconexión es muy conductiva y tiene todas las propiedades de un semiconductor de tipo *n*. En este punto, la capa de electrones libres se llama capa de inversión, como se ilustra en la figura 22-5*c*. Esta capa de tipo *n* es una ruta o canal conductivo entre el drenaje de n^+ y las zonas de fuente (de donde proviene el término *canal*), que permite el flujo de corriente entre fuente y drenaje. Esta capacidad de modificar el tipo de conductividad del semiconductor inmediatamente inferior al aislante de la compuerta por medio de una tensión aplicada o campo eléctrico se llama efecto de campo. El efecto de campo intensifica la conductividad de la interconexión y por eso se le llama transistor de modo de intensificación del efecto de campo, que se basa en este mecanismo.

El valor de v_{GS} donde se considera que se forma la capa de inversión se denomina tensión de umbral $V_{GS(\text{th})}$. Conforme v_{GS} excede $V_{GS(\text{th})}$, la capa de inversión se espesa un poco y, más importante aún, adquiere más conductividad conforme la densidad de los electrones libres crece en tanto aumenta la tensión de polarización. La capa de inversión protege a su zona de degradación contigua de los incrementos adicionales de la tensión de polarización, de modo que el espesor de la zona de degradación ahora permanece constante. El valor de la tensión de umbral es una función de varios factores. Un factor importante es la capacitancia de óxido por unidad de superficie C_{ox}, dada por

$$C_{\text{ox}} = \frac{\epsilon_{\text{ox}}}{t_{\text{ox}}} \tag{22-4}$$

donde ϵ_{ox} es la constancia dieléctrica del dióxido de silicio (1.05×10^{-12} F/cm) y t_{ox} es el espesor del óxido de compuerta (por lo general, 1 000 Å). La tensión de umbral es inversamente proporcional a C_{ox}. Otros factores que influyen en $V_{GS(\text{th})}$ son las funciones de trabajo del silicio y el metal de la compuerta, cualquier carga ligada o atrapada en el dióxido de silicio e impurezas en la interconexión o en el dióxido de silicio, entre otros. A pesar del complejo arreglo de factores que influyen en $V_{GS(\text{th})}$, los fabricantes de dispositivos ajustan su valor a cualquier valor deseado (por lo común, unos cuantos voltios). Se hacen ajustes mayores por medio de la selección de la metalización de la compuerta, la densidad de dopaje de la zona del cuerpo y el espesor del óxido de la compuerta. Los ajustes menores de la tensión de umbral durante la fabricación se hacen por medio de la implantación de iones de impurezas en la zona del cuerpo justo debajo del óxido de la compuerta.

22-4-2 CONTROL DE LA COMPUERTA DEL FLUJO DE CORRIENTE DE DRENAJE

Ahora integramos el MOSFET de canal *n* de la figura 22-5 en el circuito que se muestra en la figura 22-6, que tiene tanto una alimentación V_{GS} de compuerta-fuente como una alimentación V_{DD} de drenaje-fuente. Al principio se supone que V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{th})}$ y que V_{DD} es pequeño. El MOSFET está en la zona óhmica con un valor relativamente pequeño de I_D, y la capa de inversión tiene un espesor espacialmente uniforme, como se muestra en la figura 22-6*a*. Ahora V_{DD} se incrementa poco a poco hasta valores cada vez mayores, mientras V_{GS} se mantiene constante. La corriente de drenaje se incrementará inicialmente en proporción al aumento de V_{DD}, pues la capa de inversión aparece como resistencia óhmica que conecta el drenaje a la fuente. Este aumento de la corriente causa una caída de tensión a lo largo del canal, lo que se muestra en la figura 22-6*a* como $V_{CS}(x)$ (tensión de canal a fuente), donde x es la distancia desde la fuente hasta la ubicación x en el canal donde se especifica la tensión.

En el análisis de la formación de la capa de inversión en la sección anterior, la tensión de compuerta a cuerpo (que es la caída de tensión a través del óxido) fue más grande que $V_{GS(\text{th})}$. También se supuso en forma implícita que esta tensión estuvo espacialmente uniforme a lo largo de la longitud del óxido de fuente a drenaje, de modo que también sería uniforme el espesor de la capa de inversión. Pero, en la estructura de la figura 22-6, el voltaje del óxido en realidad es $V_{GS} - V_{CS}(x)$, como se indica en la figura. Conforme aumenta I_D, $V_{CS}(x)$ también aumenta y disminuye el voltaje a través del óxido en la posición x. Como $V_{CS}(x)$ tiene su mayor valor, V_{DS}, en $x = L$ (el extremo de drenaje del canal), la caída de tensión a través del óxido, que determina los parámetros de la capa de inversión, tendrá su menor valor de $V_{GS} - V_{DS}$. La disminución del voltaje de óxido desde la fuente hasta el drenaje cuando fluye I_D significa que el espesor de la capa de inversión también debe disminuir desde la fuente hasta el drenaje, como indica la figura 22-6*b*.

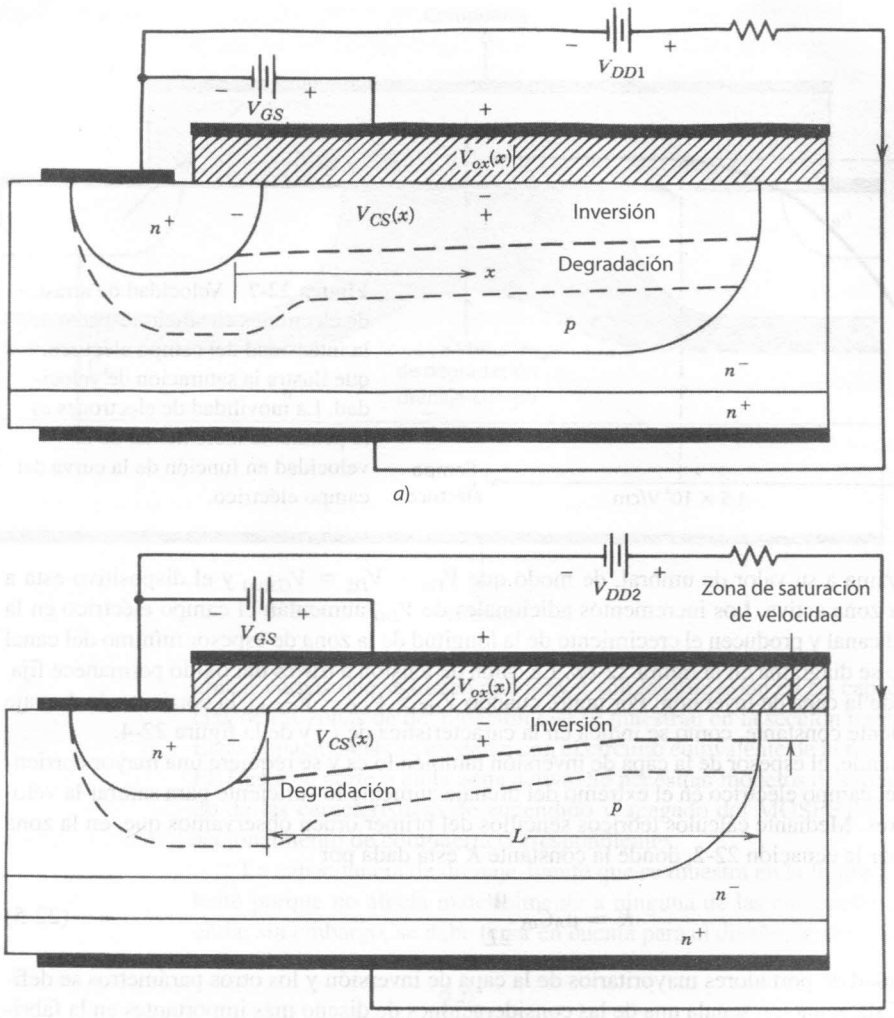


Figura 22-6 Cambio del espesor de la capa de inversión: de ser *a*) espacialmente uniforme en la corriente baja de drenaje a *b*) espacialmente no uniforme con mayores valores de corriente de drenaje.

Conforme se adelgaza la capa de inversión en el extremo de drenaje del canal, su resistencia aumenta y empieza a allanarse la curva de I_D *versus* V_{DS} para una constante V_{GS}, como lo muestra la figura 22-4*a*. Esto produce la curvatura cóncava en las curvas de la zona óhmica de la figura 22-4*a*. Entre más crezca la corriente de drenaje más plana será la característica de I_D *versus* V_{DS}.

Pero ahora surge un dilema. Si I_D aumenta lo suficiente, $V_{GS} - V_{DS}$ disminuye a $V_{GS(th)}$. La capa de inversión en esencia desaparecería en el extremo de drenaje y no fluiría ninguna corriente. En realidad, la situación es más complicada. Conforme aumenta I_D, adelgaza el espesor de la capa de inversión, como se indica. Sin embargo, como la corriente total es la misma en todas partes en el canal, la densidad de la corriente en el extremo del drenaje es más alta, pues el espesor de la capa de inversión es menor. Como la corriente fluye por deriva (no hay inyección de portadores minoritarios porque las uniones se ponen en cortocircuito por la capa de inversión), el campo eléctrico paralelo al flujo de la corriente también es más grande en el extremo del drenaje. (Recuerde que $J = \sigma E$ y σ es constante.)

Este campo eléctrico más grande en el extremo del drenaje es importante por dos motivos. En primer lugar, conforme crece, el campo eléctrico (debido a V_{GS}) a través del óxido de la puerta en el extremo del drenaje se reduce demasiado para mantener la capa de inversión. El campo eléctrico grande debido al área restringida del flujo de corriente se encarga de mantener un espesor mínimo de la capa de inversión en el extremo del drenaje y así evita el dilema que mencionamos en el párrafo anterior. En segundo lugar, la velocidad de los portadores de carga es una función del campo eléctrico donde la velocidad se satura con un valor constante conforme se incrementa el campo, como se indica en la figura 22-7. En el punto donde el campo en el extremo del drenaje es lo bastante grande para saturar la velocidad de los portadores, el volta-

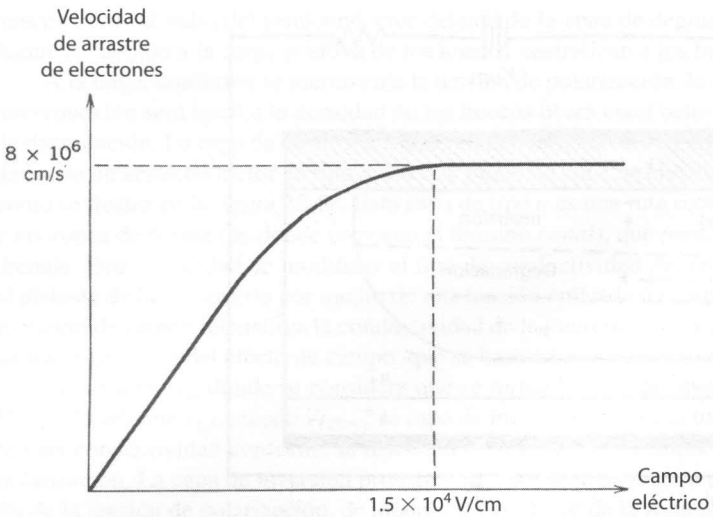


Figura 22-7 Velocidad de arrastre de electrones en silicio respecto de la intensidad del campo eléctrico, que ilustra la saturación de velocidad. La movilidad de electrones es la pendiente incremental de la velocidad en función de la curva del campo eléctrico.

je del óxido se aproxima a su valor de umbral, de modo que $V_{GS} - V_{DS} = V_{GS(th)}$ y el dispositivo está a punto de entrar en la zona activa. Los incrementos adicionales de V_{DD} aumentan el campo eléctrico en la parte más angosta del canal y producen el crecimiento de la longitud de la zona de espesor mínimo del canal hacia la fuente, como se diagrama en la figura 22-6*b*. La caída de tensión a través del óxido permanece fija, igual que el espesor de la capa de inversión. Por tanto, cuando $V_{DS} > V_{GS} - V_{GS(th)}$, la corriente de drenaje permanece relativamente constante, como se indica en la característica de $i-v$ de la figura 22-4.

Si V_{GS} es más grande, el espesor de la capa de inversión también lo es y se requiere una mayor corriente total antes de que el campo eléctrico en el extremo del drenaje aumente lo suficiente para saturar la velocidad de los portadores. Mediante cálculos teóricos sencillos del primer orden observamos que, en la zona activa, i_D está dada por la ecuación 22-2, donde la constante K está dada por

$$K = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} \tag{22-5}$$

donde μ_n es la movilidad de portadores mayoritarios de la capa de inversión y los otros parámetros se definen a continuación. Esta ecuación señala una de las consideraciones de diseño más importantes en la fabricación de MOSFET: a fin de obtener una ganancia apreciable, es esencial que el ancho de la compuerta W sea mucho más grande que la longitud del canal L. En MOSFET de potencia modernos, la longitud L se mantiene al mínimo, consistente con los requerimientos de la tensión de ruptura, a fin de reducir las pérdidas en estado activo (las longitudes normales del canal son unos cuantos micrómetros). La relación W/L suele ser de 10^5 o más, y esto se logra mediante muchos miles de pequeñas zonas de fuentes, como se indica en la figura 22-1. El ancho efectivo de la compuerta en esta estructura es la distancia periférica total alrededor de todas las zonas de fuentes.

La relación de la ley cuadrada i_D-v_{GS} no se mantiene con valores mayores de corriente de drenaje, sino, a su vez, se convierte en una relación lineal, como se indica en la figura 22-4*b*. La razón del cambio a una relación lineal es que la movilidad de la ecuación 22-5 no permanece constante según se incrementa i_D, sino disminuye conforme aumenta el campo eléctrico en la capa de inversión con la corriente creciente. La movilidad disminuye debido a la relación entre la velocidad y el campo eléctrico diagramada en la figura 22-7 y porque los valores mayores de V_{GS} incrementan la densidad de los electrones libres en el canal. Con intensidades mayores, la movilidad disminuye debido a la llamada dispersión de portador-portador (véase la ecuación 20-14*a*).

22-5 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

22-5-1 MODELOS DE CIRCUITOS MOSFET

Los MOSFET son intrínsecamente más rápidos que los dispositivos bipolares porque no tienen portadores minoritarios excedentes que se deban introducir o sacar del dispositivo cuando se enciende o apaga. Las

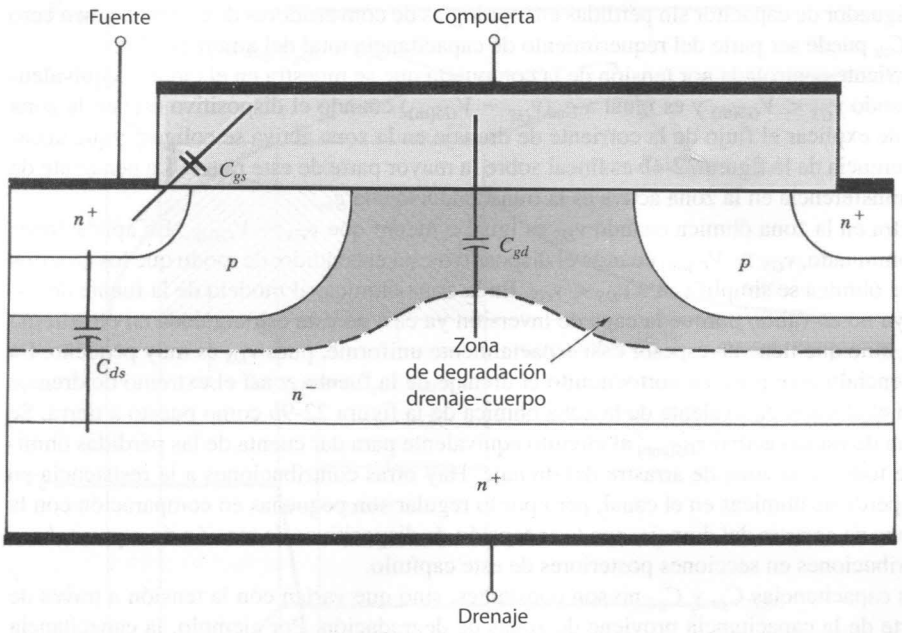
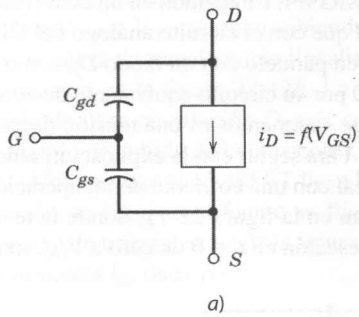


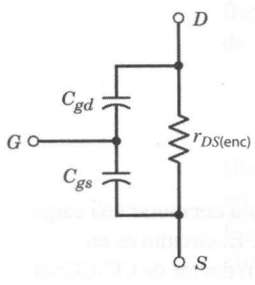
Figura 22-8 Vista transversal de un MOSFET de canal *n* del origen aproximado de las capacitancias parásitas que rigen la velocidad de conmutación del dispositivo.

únicas cargas que se tienen que mover son las que están en las capacitancias de disipación y las capacitancias de las zonas de degradación que se muestran en la sección transversal del MOSFET de la figura 22-8. Estas capacitancias se modelan con el circuito equivalente de la figura 22-9*a*, que es válido cuando el MOSFET está en corte o en la zona activa. Se necesitan modelos de circuitos como éste para un estudio detallado de las características de encendido y apagado del MOSFET de modo que se diseñen los circuitos de accionamiento de compuerta correspondientes.

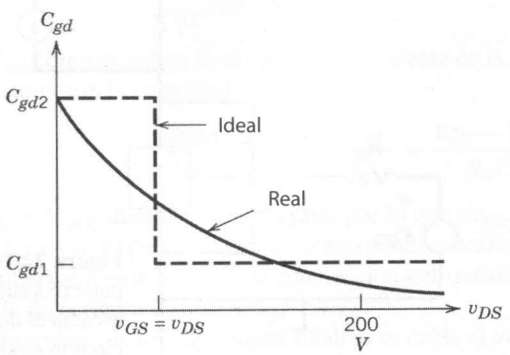
La capacitancia de drenaje-fuente que se muestra en la figura 22-8 no se incluye en el circuito equivalente porque no afecta materialmente a ninguna de las características de conmutación ni a las formas de onda; sin embargo, se debe tener en cuenta para el diseño de amortiguadores, como en el capítulo 9, donde



a)



b)



c)

Figura 22-9 Modelos de circuito para MOSFET de análisis de transitorios: *a*) circuito equivalente MOSFET para el análisis de transitorios en las zonas de corte y activa; *b*) circuito equivalente MOSFET en la zona óhmica; *c*) variación de la capacitancia de compuerta-drenaje con voltaje de drenaje-fuente.

se necesita un amortiguador de capacitor sin pérdidas en topologías de convertidores de conmutación a cero volts. En este caso, C_{ds} puede ser parte del requerimiento de capacitancia total del amortiguador.

La fuente de corriente controlada por tensión de la compuerta que se muestra en el circuito equivalente es igual a cero cuando $v_{GS} < V_{GS(th)}$ y es igual a $g_m(v_{GS} - V_{GS(th)})$ cuando el dispositivo está en la zona activa. Este método de explicar el flujo de la corriente de drenaje en la zona activa se colige porque la característica de transferencia de la figura 22-4*b* es lineal sobre la mayor parte de este rango. La pendiente de la característica de transferencia en la zona activa es la transconductancia g_m.

El MOSFET entra en la zona óhmica cuando v_{DS} es igual o menor que $v_{GS} - V_{GS(th)}$. En aplicaciones de poder de modo conmutado, $v_{GS} \gg V_{GS(th)}$ cuando el dispositivo está encendido, de modo que los criterios para entrar en la zona óhmica se simplifican a $v_{DS} < v_{GS}$. En la zona óhmica, el modelo de la fuente de corriente dependiente ya no es válido porque la capa de inversión ya casi no está estrangulada en el extremo de drenaje del canal, sino que tiene un espesor casi espacialmente uniforme, pues v_{DS} es muy pequeño. La capa de inversión esencialmente pone en cortocircuito el drenaje de la fuente, y así el extremo de drenaje de C_{gd} se muestra en el circuito equivalente de la zona óhmica de la figura 22-9*b* como puesto a tierra. Se agrega una resistencia de estado activo $r_{DS(enc)}$ al circuito equivalente para dar cuenta de las pérdidas óhmicas que surgen sobre todo de la zona de arrastre del drenaje. Hay otras contribuciones a la resistencia en estado activo, como pérdidas óhmicas en el canal, pero por lo regular son pequeñas en comparación con la contribución de la zona de arrastre del drenaje, con la excepción de dispositivos de tensión de ruptura. Analizaremos estas contribuciones en secciones posteriores de este capítulo.

Observe que las capacitancias C_{gs} y C_{gd} no son constantes, sino que varían con la tensión a través de ellas porque una parte de la capacitancia proviene de zonas de degradación. Por ejemplo, la capacitancia de compuerta-fuente es la combinación de la capacitancia electrostática de la capa de óxido en serie con la capacitancia de la zona de degradación que se forma en la interfaz de Si-SiO_2. El cambio más significativo en la capacitancia ocurre en C_{gd} porque el cambio de voltaje a través de él, v_{DS}, es mucho más grande que el cambio de voltaje a través de C_{gs}. El cambio en C_{gd} con v_{DG} ($\approx v_{DS}$), que se diagrama en la figura 22-9*c*, llega a ser tan grande como un factor de 10 a 100. Para cálculos aproximados de formas de onda de conmutación, C_{gd} se aproxima por los dos valores discretos C_{gd1} y C_{gd2} que se muestran en la figura 22-9*c*, donde el cambio del valor ocurre en $v_{DS} = v_{GS}$ y el MOSFET entra o sale de la zona óhmica. Supondremos que la capacitancia de compuerta-fuente es constante.

22-5-2 FORMAS DE ONDA DE CONMUTACIÓN

Revisaremos el comportamiento de encendido del MOSFET integrado en un convertidor reductor de CC-CC, circuito común en la electrónica de potencia. Igual que con el circuito análogo del BJT, la carga inductiva se modela como una fuente de corriente constante I_o en paralelo con un diodo D_f, como se muestra en la figura 22-10. El MOSFET se sustituye en la figura 22-10 por su circuito equivalente de zona activa. La compuerta se acciona por una fuente de tensión idealizada que suponemos es una tensión de paso entre cero y V_{GG} en serie con una resistencia de compuerta externa R_G. Para seguir con la explicación sencilla, suponemos que el diodo de libre circulación en la figura 22-10 es ideal con una corriente de recuperación inversa cero.

Las formas de onda de encendido se muestran en la figura 22-11, donde la tensión de accionamiento de la compuerta cambia en forma de una función escalón en $t = 0$ de cero a V_{GG}, muy por arriba de $V_{GS(th)}$.

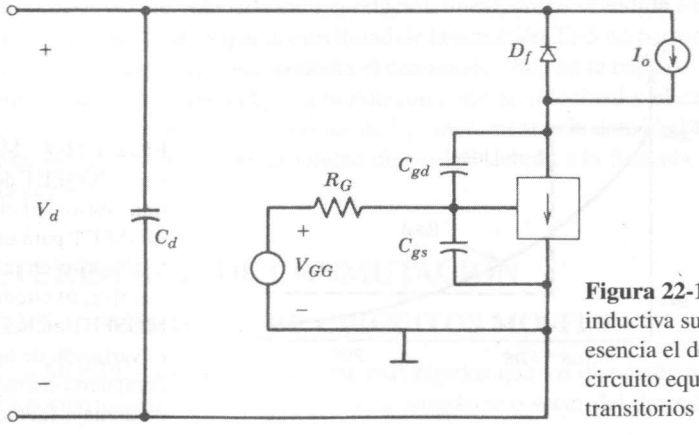


Figura 22-10 MOSFET para conmutar una carga inductiva sujetada por diodo. El circuito es en esencia el de un convertidor reductor de CC-CC: el circuito equivalente es válido para el análisis de transitorios de la zona de corte y la zona activa.

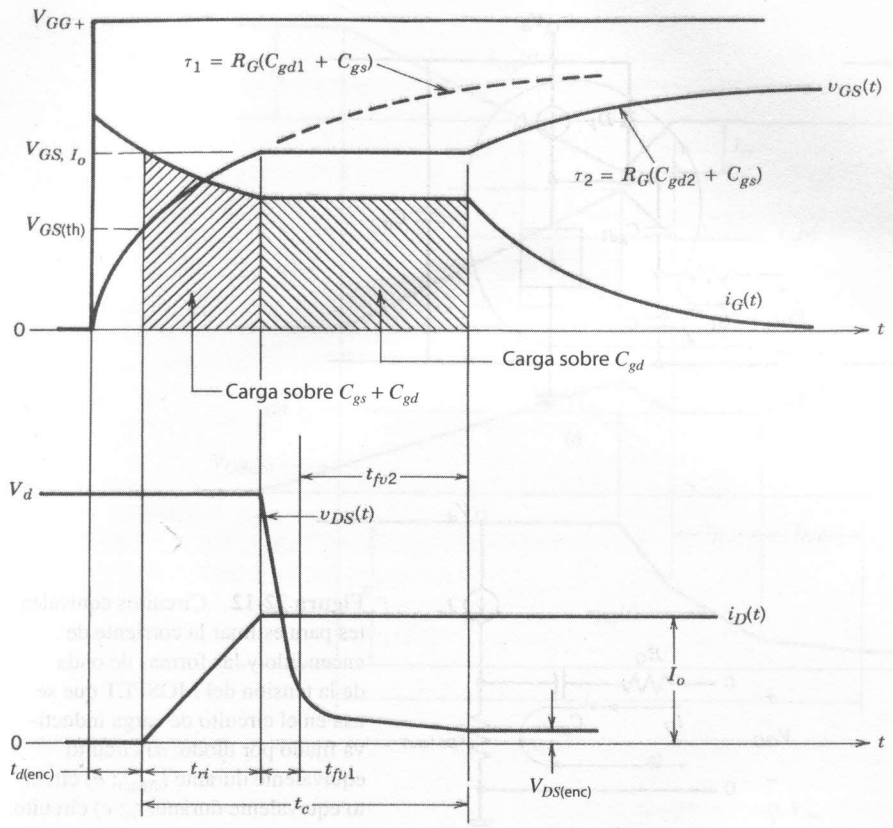


Figura 22-11 Tensión de encendido y formas de onda del MOSFET integrado en un circuito con una carga inductiva fijada por diodo y un diodo de libre circulación ideal (corriente de recuperación inversa cero).

Durante el tiempo de retraso de encendido $t_{d(\text{enc})}$, la tensión de compuerta-fuente v_{GS} sube de cero a $V_{GS(\text{th})}$ debido a las corrientes que fluyen a través de C_{gs} y C_{gd}, como se muestra en la figura 22-12*a*. La velocidad de aumento de v_{GS} en esta zona es casi lineal, aunque forma parte de una curva exponencial que se muestra como línea interrumpida en la figura 22-11, que tiene una constante de tiempo $\tau_1 = R_G(C_{gs} + C_{gd1})$. Más allá de $V_{GS(\text{th})}$, V_{GS} continúa subiendo como antes, y la corriente de drenaje empieza a aumentar de acuerdo con la curva de transferencia linealizada de la figura 22-4*b*. Por tanto, se aplica el circuito equivalente que se muestra en la figura 22-12*b*. La tensión de drenaje-fuente permanece en V_d mientras que $i_D < I_o$ y el diodo de libre circulación D_f esté conduciendo. El tiempo requerido para que i_D aumente de cero a I_o es el tiempo de subida de la corriente t_{ri}.

Una vez que el MOSFET lleva la corriente de carga llena I_o pero aún se encuentre en la zona activa, la tensión de compuerta-fuente se fija temporalmente en $V_{GS,Io}$, que es la tensión de compuerta-fuente de la curva de transferencia de la figura 22-4*b* que se necesita para mantener $i_D = I_o$. La corriente de compuerta completa i_G, dada por

$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G} \tag{22-6}$$

fluye a través de C_{gd}, como se indica en el circuito equivalente de la figura 22-12*c*. Esto causa que la tensión de drenaje-fuente caiga con la velocidad

$$\frac{dv_{DG}}{dt} = \frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gd}} = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G C_{gd}} \tag{22-7}$$

(Recuerde que $v_{GS} = V_{GS,I_o}$ durante este intervalo, por lo que $dv_{GS}/dt = 0$.) La disminución de v_{DS} ocurre en dos intervalos, t_{fv1} y t_{fv2}. El primer intervalo corresponde a cruzar a través de la zona activa donde $C_{gd} = C_{gd1}$. El segundo intervalo corresponde a la finalización del transitorio en la zona óhmica donde aplica el circuito equivalente de la figura 22-12*d* y $C_{gd} = C_{gd2}$.

Una vez que la tensión de drenaje-fuente finaliza su caída al valor de estado activo de $i_o r_{DS(\text{enc})}$, la tensión de compuerta-fuente deja de ser fija y continúa su crecimiento exponencial hasta V_{GG}. Esta parte del

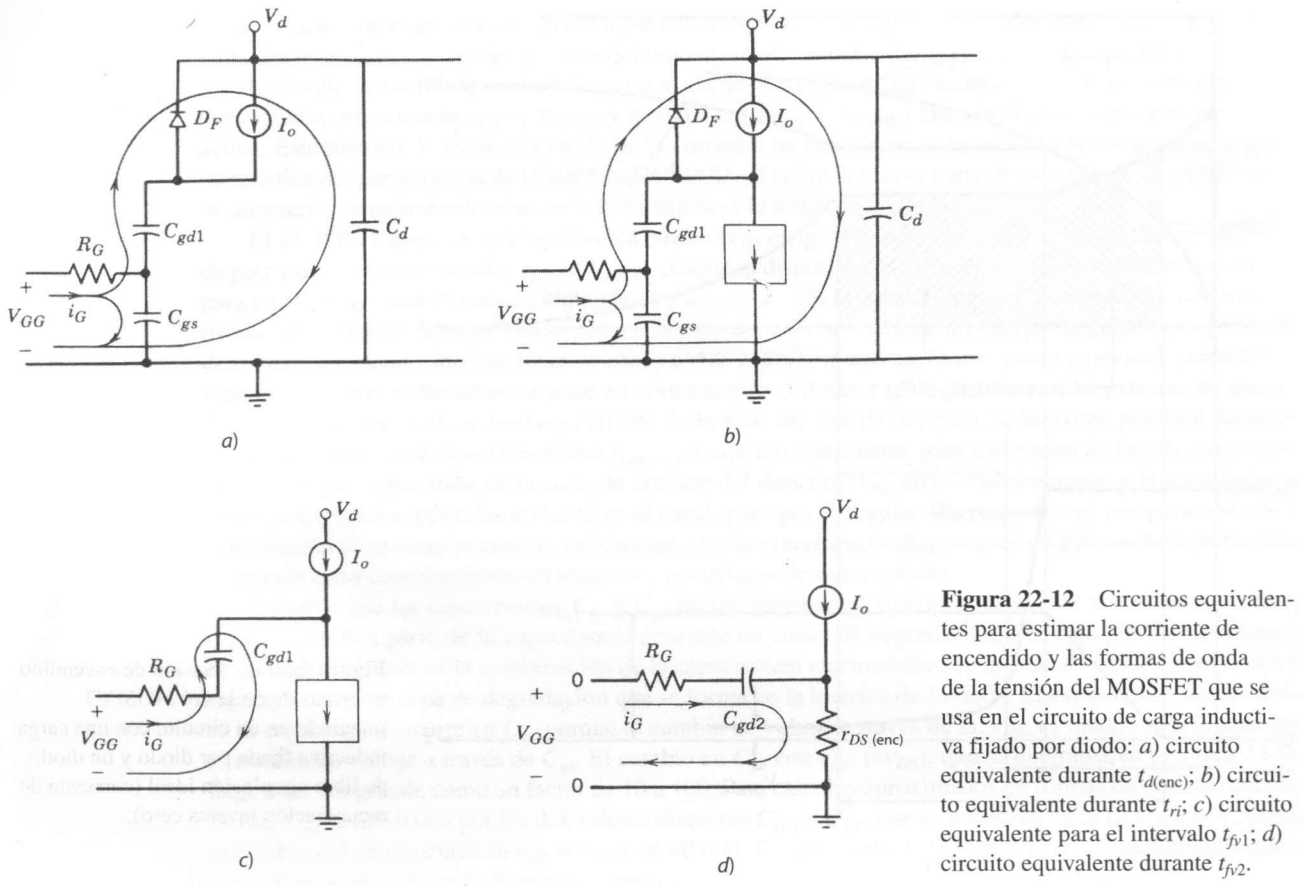


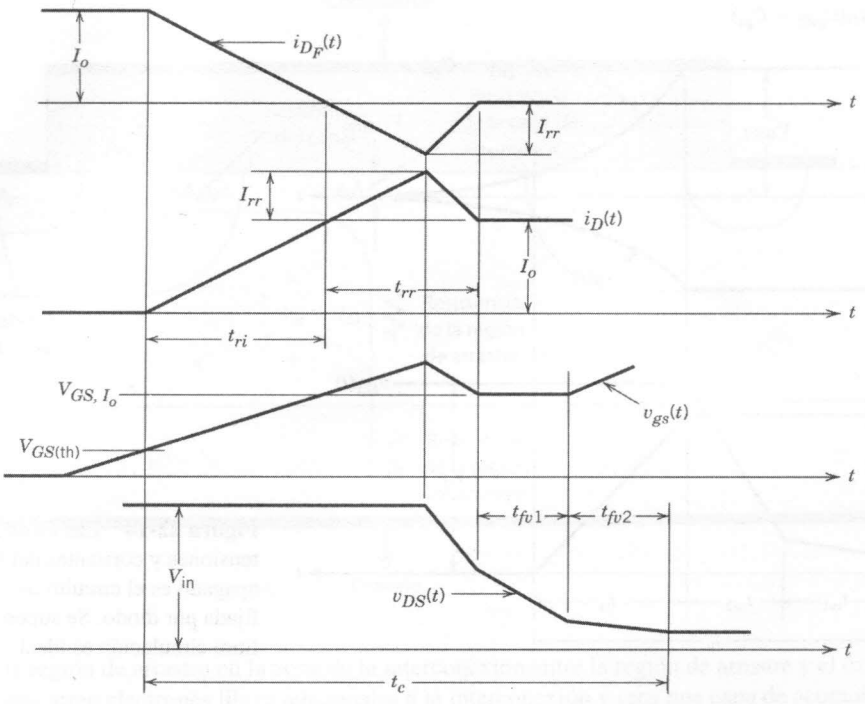
Figura 22-12 Circuitos equivalentes para estimar la corriente de encendido y las formas de onda de la tensión del MOSFET que se usa en el circuito de carga inductiva fijado por diodo: *a*) circuito equivalente durante $t_{d(\text{enc})}$; *b*) circuito equivalente durante t_{ri}; *c*) circuito equivalente para el intervalo t_{fv1}; *d*) circuito equivalente durante t_{fv2}.

crecimiento ocurre con una constante de tiempo $\tau_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$, y al mismo tiempo la corriente de compuerta se desintegra hacia cero con la misma constante de tiempo, como se muestra en las formas de onda de la figura 22-11.

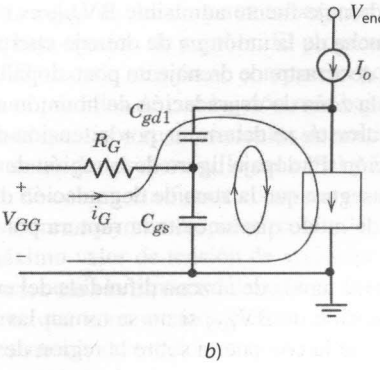
Si el diodo de libre circulación D_f no es ideal, sino que tiene una corriente de recuperación inversa, se modifican las formas de onda de conmutación, como se muestra en la figura 22-13*a*. Durante el intervalo de la subida de la corriente, la corriente de drenaje aumenta más de I_o a $I_o + I_{rr}$ debido a la corriente de recuperación inversa de D_f. Esto ocasiona que v_{GS} se incremente más de $V_{GS,Io}$, como se muestra en la figura 22-13*a*. Cuando la corriente del diodo se corta y recupera a cero, hay una disminución rápida en v_{GS} a V_{GS,I_o}, y esta disminución rápida proporciona una corriente adicional a C_{gd} además de i_G, como se muestra en el circuito equivalente de la figura 22-13*b*. Esta corriente adicional causa que v_{DG} y v_{DS} disminuyan muy rápido durante este intervalo de recuperación, como se indica en las formas de onda de la figura 22-13*a*. Una vez terminado el intervalo de recuperación inversa, la corriente de drenaje está de nuevo en I_o, y el resto del transitorio procede como en el caso del diodo ideal que se muestra en la figura 22-11.

El apagado del MOSFET implica la secuencia inversa de eventos que ocurrieron durante el encendido. El mismo planteamiento analítico básico que se empleó para encontrar las formas de onda de conmutación sirve para encontrar las formas de onda de apagado. Las formas de onda de apagado y los intervalos asociados se muestran en la figura 22-14 para un cambio de pasos supuesto en la tensión de accionamiento de la puerta a $t = 0$ de V_{GG} a cero. Los valores reales de los tiempos de conmutación varían si la tensión de accionamiento de la compuerta se pone a cero o se hace negativa para acelerar el transitorio. Además, el valor de R_G durante el apagado puede ser distinto del valor durante el encendido.

Durante el encendido y apagado, la pérdida instantánea de potencia ocurre sobre todo durante el tiempo de cruce t_c, indicado en las figuras 22-11, 22-13 y 22-14, donde $p(t) = v_{DS}i_D$ es alto. Como las capacitancias del MOSFET no varían con la temperatura de la unión, las pérdidas de potencia por modulación en el MOSFET también son independientes de la temperatura de la unión. Sin embargo, la resistencia de estado activo sí varía con la temperatura, y así la pérdida por conmutación varía con la temperatura de la unión.



a)



b)

Figura 22-13 Efecto de la corriente de recuperación inversa del diodo de libre circulación en formas de onda de corriente de MOSFET en el encendido: *a*) formas de onda de encendido del MOSFET modificadas por el apagado del diodo de libre circulación; *b*) circuito equivalente para estimar el efecto de la recuperación inversa del diodo de libre circulación.

22-6 LIMITACIONES OPERATIVAS Y ÁREAS DE OPERACIÓN SEGURA

22-6-1 RUPTURA DE LA TENSIÓN

Los MOSFET tienen dos tensiones especificadas que no se deben exceder: $V_{GS(máx)}$ y BV_{DSS}. La máxima tensión permisible de puerta-fuente $V_{GS(máx)}$ está determinada por el requerimiento de que no se debe romper el óxido de compuerta por grandes campos eléctricos. El SiO_2 térmicamente cultivado de buena calidad se rompe con valores de campo eléctrico del orden de 5×10^6-10×10^6 V/cm. Esto significa que un óxido de compuerta de un espesor de 1 000 Å en teoría resiste un voltaje de compuerta-fuente de 50 a 100 V. Las especificaciones normales para $V_{GS(máx)}$ son de 20 a 30 V, lo que indica que los fabricantes de dispositivos incluyen un margen de seguridad en sus especificaciones. Esto es así porque una ruptura del óxido de compuerta significa la avería permanente del dispositivo. Observe que incluso una carga estática que se ponga inadvertidamente sobre el óxido de puerta debido a un descuido en el manejo basta para romper el óxido. El usuario del dispositivo debe conectarse con cuidado a tierra antes de manejar un MOSFET para evitar cualquier problema de carga estática. Si existe la posibilidad de que haya tensiones de compuerta-fuente en exceso de $V_{GS(máx)}$, la compuerta se debe proteger mediante una conexión en serie de dos diodos zener co-

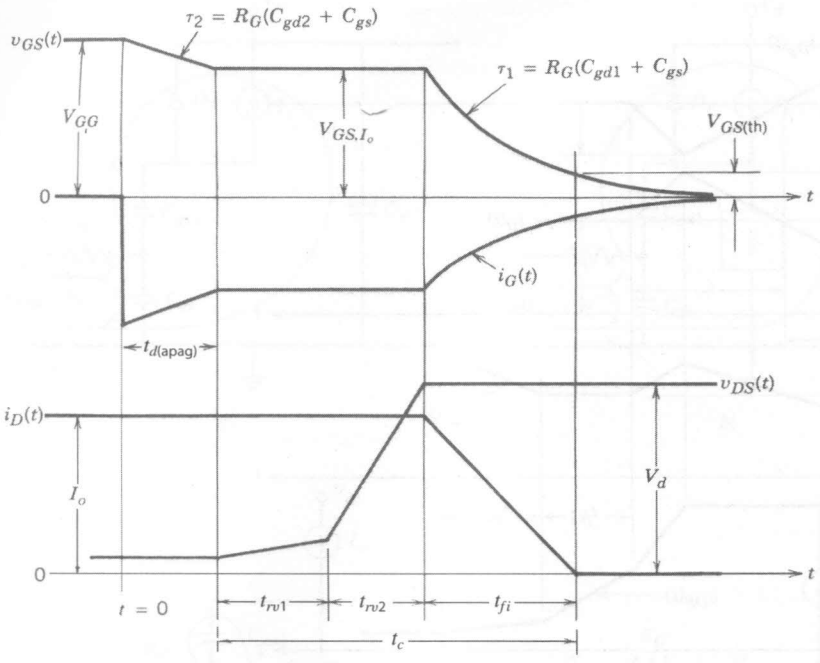


Figura 22-14 Las formas de onda de tensiones y corrientes del MOSFET en el apagado es el circuito de carga inductiva fijada por diodo. Se supone que el diodo de libre circulación es ideal.

nectados espalda con espalda entre las terminales de compuerta y fuente. La tensión de ruptura de los zener debe ser menor que $V_{GS(máx)}$.

El máximo voltaje de drenaje-fuente admisible BV_{DSS} es el voltaje más alto que el MOSFET puede repeler sin ruptura de avalancha de la unión *pn* de drenaje-cuerpo. Se obtienen grandes valores de tensión de ruptura mediante la zona de arrastre de drenaje un poco dopada. La región de arrastre de drenaje un poco dopada sirve para contener la zona de degradación de la unión de drenaje-cuerpo de polarización inversa. La longitud de la región de arrastre se determina por la tensión de ruptura deseada especificada, y la ecuación 20-2 da una aproximación. El dopaje ligero de la región de arrastre en comparación con el dopaje pesado de la zona del cuerpo asegura que la zona de degradación de la unión no se extienda mucho al cuerpo hacia la zona de la fuente, de modo que se evita la ruptura por medio de la penetración (que se describe junto con el BJT).

La curvatura relativamente aguda de la zona difundida del cuerpo de tipo *p* que se muestra en la figura 22-1 puede producir la reducción de BV_{DSS} si no se toman las medidas correctivas correspondientes. La extensión de la metalización de la compuerta sobre la región de arrastre de drenaje que señalamos en secciones anteriores de este capítulo actúa como una placa de campo que reduce la curvatura de la zona de degradación. Esto a su vez impide una reducción grave de la tensión de ruptura.

22-6-2 PÉRDIDAS POR CONDUCCIÓN EN ESTADO ACTIVO

Salvo con frecuencias de conmutación mayores, casi toda la potencia disipada en un MOSFET en una aplicación de potencia de modo conmutado ocurre cuando el dispositivo está en estado activo. La disipación instantánea de potencia en el estado activo del MOSFET está dada por

$$p_{enc} = I_o^2 r_{DS(enc)} \tag{22-8}$$

La resistencia del estado activo tiene varios componentes, como se ilustra en la figura 22-15. Con tensiones de ruptura bajas (unos cuantos cientos de voltios o menos), todos estos componentes de resistencia contribuyen con mayor o menor igualdad a la resistencia toral de estado activo. El fabricante del dispositivo intenta reducir todas las contribuciones con el dopaje más pesado en cada zona, consistente con requerimientos como los de la tensión de ruptura. Un ejemplo de la atención detallada que se presta a estas contribuciones a la resistencia es la extensión de la metalización de la compuerta a través de la región de arrastre de drenaje donde sobresale la superficie de silicio entre las zonas del cuerpo de tipo *p*. Este traslape del metal de la compuerta permite que la polarización de compuerta-fuente intensifique la conductividad de

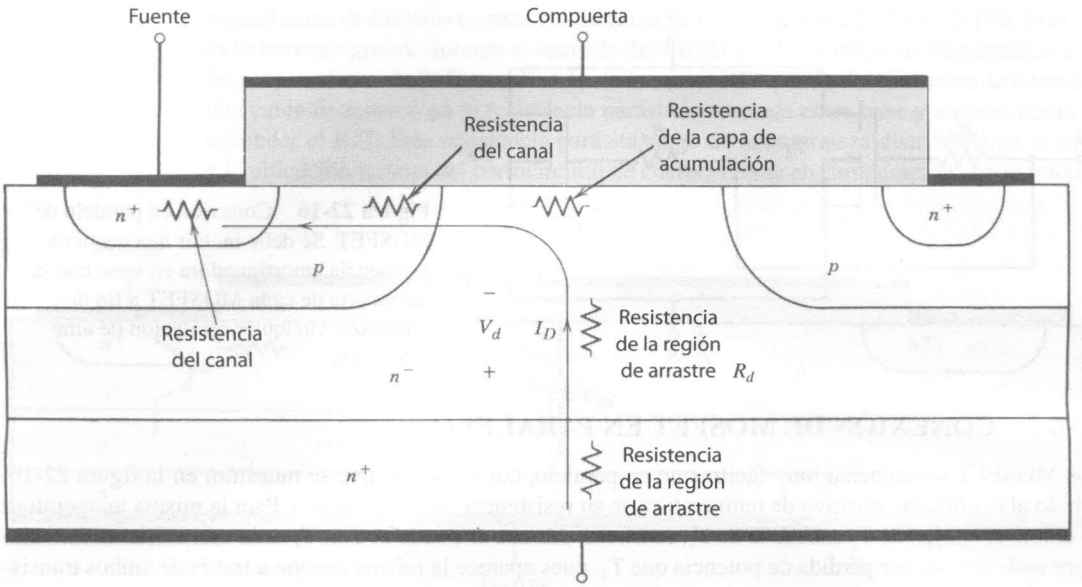


Figura 22-15 Componentes de resistencia en estado activo en un MOSFET de modo de intensificación de canal *n*.

la región de arrastre en la zona de la interconexión entre la región de arrastre y el óxido de la compuerta, lo que atrae electrones libres adicionales a la interconexión y crea una capa de acumulación.

También se concede importancia especial al control dimensional de las características del MOSFET, de modo que se reduzcan las longitudes de rutas de corriente en zonas de alta resistividad. En términos generales, el diseño de la celda de fuente y sus tolerancias dimensionales tienen el mayor impacto sobre $r_{DS(enc)}$ en MOSFET de baja tensión de ruptura. El progreso significativo en la reducción de pérdidas en estado activo en MOSFET de baja tensión se comprueba porque, salvo quizá en niveles de corriente muy altos, los MOSFET tienen pérdidas de conducción más bajas que los BJT para especificaciones de la tensión de ruptura con menos que unos cuantos cientos de voltios.

Dos de los componentes de resistencia, la del canal y la de la capa de acumulación, se ven afectados tanto por la polarización de compuerta-fuente como por consideraciones de dopaje y dimensiones. En ambos componentes, los valores mayores de polarización de compuerta-fuente bajan estas resistencias. Por tanto, es deseable el máximo valor de tensión de accionamiento de puerta-fuente posible en consistencia con otras consideraciones, como la ruptura del óxido de la compuerta.

Para BV_{DSS} mayores que unos cuantos cientos de voltios, la resistencia de la región de arrastre del drenaje R_d domina la resistencia de estado activo. Se obtiene una estimación optimista de la resistencia específica (Ω-cm^2) de la región de arrastre como función de la tensión de ruptura especificada mediante la ecuación 20-20. El resultado es

$$\frac{V_d}{J} = R_d A \approx 3 \times 10^{-7} \mathrm{BV}_{DSS}^2 \tag{22-9}$$

donde A es el área transversal a través de la cual fluye la corriente de drenaje. Los resultados de experimentos y tratamientos teóricos más exactos indican que la dependencia es en realidad $BV_{DDS}^{2.5-2.7}$. Debido a la dependencia inclinada de R_d de la tensión de ruptura especificada, los MOSFET tienen pérdidas más altas en estado activo con las tensiones de bloqueo mayores en comparación con los BJT.

La resistencia en estado activo aumenta de manera considerable con la creciente temperatura de la unión. Esto significa también que la disipación de potencia en estado activo aumenta con la temperatura en la mayoría de las aplicaciones de electrónica de potencia, como la que se ilustra en la figura 22-10. El coeficiente positivo de temperatura de la resistencia en estado activo surge de la disminución de movilidad de los portadores conforme se incrementa la temperatura del semiconductor. Esto ocurre porque, con temperaturas más altas, los portadores de carga sufren más colisiones por unidad de tiempo con el retículo del semiconductor, pues cada átomo de la retícula tiene una mayor amplitud de vibración con temperaturas mayores. La movilidad es más o menos inversamente proporcional al número de colisiones por unidad de tiempo con el retículo, y $r_{DS(enc)}$ es inversamente proporcional a la movilidad.

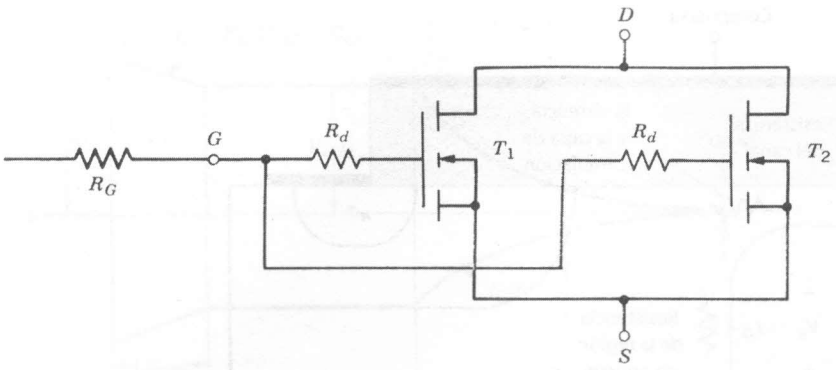


Figura 22-16 Conexión en paralelo de MOSFET. Se debe incluir una pequeña resistencia amortiguadora en serie con la compuerta de cada MOSFET a fin de minimizar cualquier oscilación de alta frecuencia.

22-6-3 CONEXIÓN DE MOSFET EN PARALELO

Los MOSFET se conectan muy fácilmente en paralelo, como los dos que se muestran en la figura 22-16, debido al coeficiente positivo de temperatura de su resistencia en estado activo. Para la misma temperatura de unión, si $r_{DS(enc)}$ de T_2 excede la de T_1, entonces, durante el estado activo, T_1 tiene una corriente más alta y por ende una mayor pérdida de potencia que T_2, pues aparece la misma tensión a través de ambos transistores. Por tanto, la temperatura de unión de T_1 aumentará junto con su resistencia en estado activo. Esto causa que su parte de la corriente disminuya y, por tanto, haya un efecto de estabilización térmica.

Durante la conmutación, la corriente de cada MOSFET se determina por la característica de transferencia, como explicamos en las secciones anteriores (véase la figura 22-4). La variación de las características de transferencia de un dispositivo a otro del mismo número de parte es moderada. Por tanto, lo mejor es mantener igual la tensión de compuerta-fuente de los transistores en paralelo durante la conmutación. Sin embargo, las compuertas no se pueden conectar en forma directa entre sí, sino que se debe usar una pequeña resistencia o perla de ferrita en serie con las conexiones individuales de las compuertas, como en la figura 22-16. Esto es así porque las entradas de las compuertas son altamente capacitivas y casi no tienen pérdidas, aunque siempre hay alguna inductancia parasítica. Las inductancias parasíticas en combinación con las capacitancias de la compuerta pueden generar oscilaciones de alta frecuencia no deseadas en los MOSFET, y se evitan por medio de la resistencia amortiguadora de la figura 22-16. Otra consideración que se debe tener en cuenta mientras se conectan MOSFET en paralelo es que su disposición debe ser simétrica.

22-6-4 BJT PARÁSITO

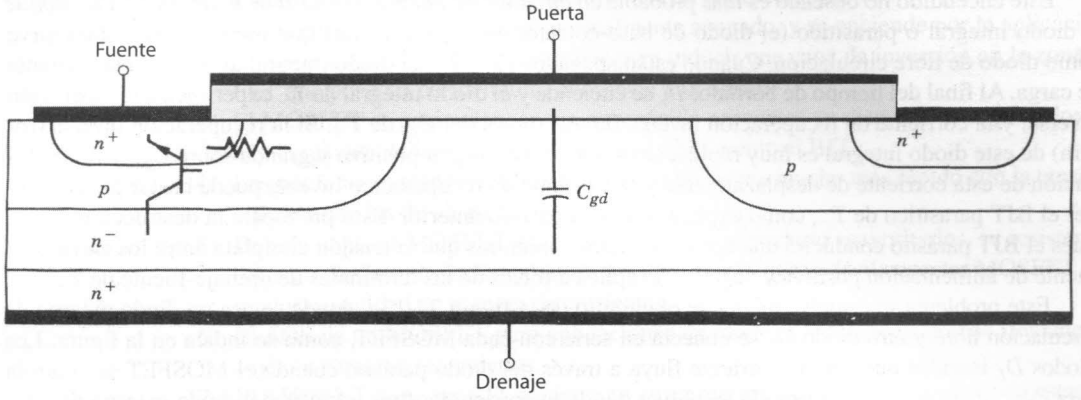
El MOSFET tiene un BJT parásito como parte integral de su estructura, como se muestra en la figura 22-1. La zona del cuerpo del MOSFET sirve como base del BJT, la fuente, como emisor del BJT, y el drenaje, como colector del BJT. La beta de este BJT parásito puede ser considerablemente más grande que 1 porque la longitud de la zona del cuerpo donde se forma el canal del MOSFET se mantiene lo más corta posible para ayudar a reducir la resistencia en estado activo.

Es muy necesario que este BJT se mantenga cortado en todo momento, manteniendo el potencial de la base o parásita lo más cercano posible al potencial de la fuente. Éste es el propósito del cortocircuito de cuerpo-fuente que mencionamos antes y que se muestra en la figura 22-1. Si se permitiese que flotara la base del BJT parásito, surgirían dos problemas. En primer lugar, la tensión de ruptura del MOSFET se reduciría de $BV_{DSS} = BV_{CBO}$ a BV_{CEO}, una caída que podría llegar a 50%. Esta caída de la tensión de ruptura podría llevar a una disipación de potencia excesiva debido a grandes corrientes de ruptura si la tensión de drenaje-fuente excediese a la tensión de ruptura reducida.

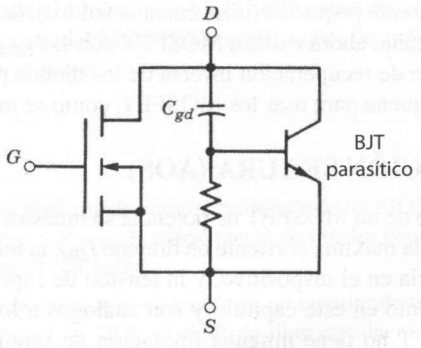
En segundo lugar, el potencial de base-emisor puede crecer lo suficiente para encender el BJT y quizá entrara en saturación, condición que se llama *latchup* (camino de baja resistencia a la corriente de alimentación que produce la destrucción del dispositivo). Esta situación es peligrosa porque implica una considerable disipación de potencia y, peor aún, el BJT no se puede apagar por medio de la terminal de base porque la base no es accesible. La única manera de apagar el BJT una vez ocurrido el latchup es interrumpir el flujo de la corriente de drenaje externo al dispositivo.

Aunque el cortocircuito de cuerpo-fuente es muy eficaz para prevenir el encendido del BJT desde el punto de vista estático, esto no garantiza que no ocurra el encendido durante el apagado de alta velocidad del MOSFET. La base del BJT parásito está conectada a la terminal de drenaje mediante una parte de la

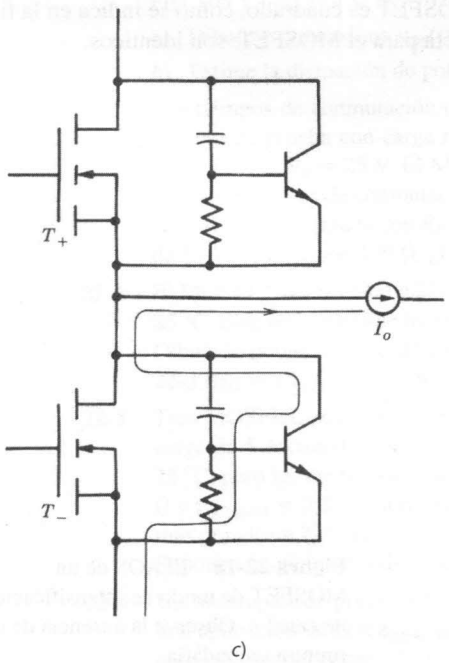
capacitancia de drenaje-compuerta, como se ve en las figuras 22-17*a* y 22-17*b*. Si el índice de subida de v_{DS} es lo bastante grande durante el apagado del MOSFET, la corriente de desplazamiento a través del capacitor de acoplamiento de la figura 22-17 a la base del BJT puede ser asimismo lo bastante grande para inducir una caída de tensión en la resistencia parásita conectada entre base y emisor, como en la figura 22-17*a*, y encender el BJT. Esta resistencia parásita surge de la naturaleza distribuida de la zona de la base (cuerpo) y la ubicación remota del cortocircuito de cuerpo-fuente en comparación con el interior de la zona del cuer-



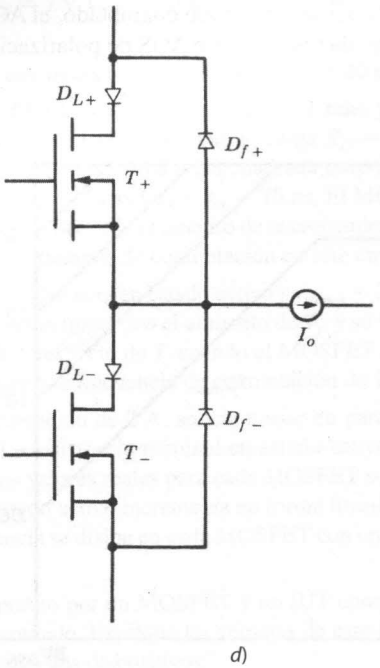
a)



b)



c)



d)

Figura 22-17 Mecanismo potencial para el encendido del BJT parásito en un MOSFET de potencia: *a*) sección transversal del MOSFET que muestra cómo se enciende el BJT parásito por una tensión de drenaje-fuente de aumento rápido; *b*) circuito equivalente del MOSFET que muestra el encendido potencial del BJT parásito; *c*) mecanismo de posible destrucción del MOSFET en configuración de puente. Este latchup se previene con los diodos D_{L+} y D_{L-} en lugar de la conexión directa de D_{f+} y D_{f-} a los drenajes del MOSFET.

po. Este mecanismo de encendido potencial del BJT impone una velocidad de subida máxima dv_{DS}/dt sobre el MOSFET. Por fortuna, los diseñadores de dispositivos reconocieron este problema potencial y en gran parte quedó eliminado. Los MOSFET de potencia modernos tienen capacidades de dv_{DS}/dt de más de 10 000 V/μs. Este problema potencial se evita fácilmente mediante la desaceleración de la velocidad de conmutación del MOSFET, con mayores valores de resistencia de la compuerta R_G y valores más pequeños de accionamiento de apagado de la compuerta.

Este encendido no deseado es más probable en circuitos de puentes como el de la figura 22-17*c*, donde el diodo integral o parasítico (el diodo de base-colector del BJT parásito) que mencionamos antes sirve como diodo de libre circulación. Cuando están apagados T_+ y T_-, el diodo integral de T_- lleva la corriente de carga. Al final del tiempo de borrado, T_+ se enciende y el diodo integral de T_- experimenta recuperación inversa, y la corriente de recuperación inversa fluye a través del C_{gd} de T_-. Si la recuperación inversa (rotura) de este diodo integral es muy rápida, se impondrá un dv_{DS}/dt positivo y grande sobre C_{gd}, y la combinación de esta corriente de desplazamiento y la corriente de recuperación inversa puede bastar para encender el BJT parasítico de T_-, como explicamos en el párrafo anterior. Esto provocará la destrucción de T_-, pues el BJT parásito conducirá una corriente grande, mientras que la tensión completa entre los carriles de fuente de alimentación positiva y negativa se aplica a través de las terminales de drenaje-fuente de T_-.

Este problema se resuelve mediante el circuito de la figura 22-17*d*, donde se usa un diodo externo de circulación libre y otro diodo D_L se conecta en serie con cada MOSFET, como se indica en la figura. Los diodos D_L impiden que alguna corriente fluya a través del diodo parásito cuando el MOSFET se controla para estar apagado, y de este modo se obliga a toda la corriente a fluir a través del diodo externo de libre circulación. En estado pasivo, los diodos D_L sólo tienen que bloquear la tensión de estado activo de los diodos de libre circulación, los cuales serán pequeños (unos cuantos voltios), de modo que se podrán usar diodos Schottky pata D_{L+} y D_{L-}. Por fortuna, ahora existen MOSFET con BV_{DDS} de menos de aproximadamente 200 V, donde se reduce la corriente de recuperación inversa de los diodos parásitos y la resistencia parásita de cuerpo-fuente es lo bastante pequeña para usar los MOSFET, como se muestra en la figura 22-17*c*.

22-6-5 ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA (AOS)

El área de operación segura (AOS) de un MOSFET de potencia se muestra en la figura 22-18. Tres factores determinan el AOS del MOSFET: la máxima corriente de drenaje I_{DM}, la temperatura interna de la unión T_j, regida por la disipación de potencia en el dispositivo, y la tensión de ruptura BV_{DSS}. Ya analizamos estos factores limitantes hasta cierto punto en este capítulo y son análogos a los del BJT, así que no necesitan elaboración adicional. El MOSFET no tiene ninguna limitación de ruptura secundaria como el BJT, de modo que ninguna se presenta en el AOS.

Para aplicaciones de modo conmutado, el AOS del MOSFET es cuadrado, como se indica en la figura 22-18. No hay distinción entre AOS de polarización y directa para el MOSFET: son idénticos.

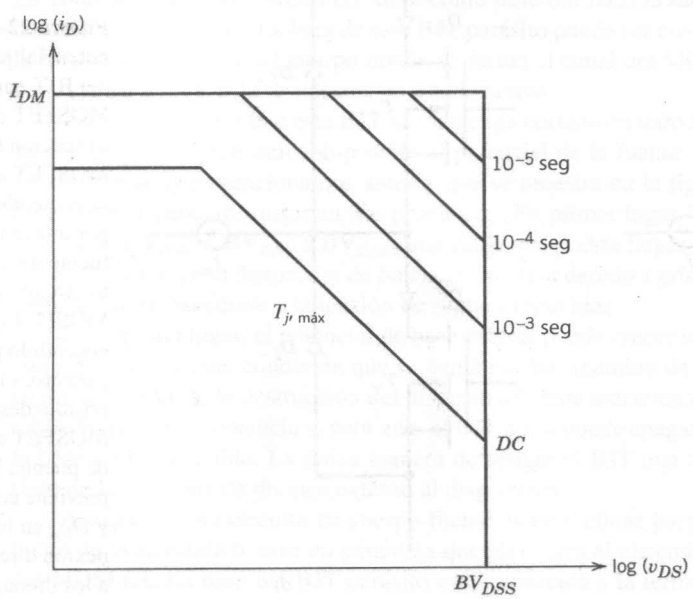


Figura 22-18 El AOS de un MOSFET de modo de intensificación de canal *n*. Observe la ausencia de una ruptura secundaria.

RESUMEN

En este capítulo estudiamos la estructura y características de MOSFET diseñados para aplicaciones de potencia:

1. Los MOSFET tienen una estructura de orientación vertical con una región de deriva de drenaje un poco dopada y una estructura muy interdigitada de compuerta-fuente.
2. El MOSFET es un dispositivo normalmente apagado, y se enciende por la aplicación de una tensión de compuerta-fuente lo bastante grande para inducir una capa de inversión en la zona del canal del MOSFET que pone en cortocircuito el drenaje a la fuente.
3. El MOSFET se enciende y apaga muy rápido porque es un dispositivo de portadores mayoritarios y no hay carga que deba inyectarse o retirarse de él, como el BJT.
4. Las pérdidas en estado activo en un MOSFET suben mucho más rápido con la tensión de bloqueo especificada que las de un BJT.
5. Debido a que el MOSFET es un dispositivo de portadores mayoritarios, su resistencia en estado activo tiene un coeficiente de temperatura positivo, por lo que es fácil conectar MOSFET en paralelo para una mayor capacidad de manejo de corrientes.
6. El AOS de un MOSFET para aplicaciones de modo conmutado es grande (rectangular) porque no está sujeto a rupturas secundarias.
7. El MOSFET tiene un BJT parásito en su estructura que puede bloquearse en estado activo en circunstancias extremas, como velocidades muy grandes de aumento en la tensión de drenaje-fuente. Es más probable que el bloqueo de MOSFET ocurra en circuitos de puente.
8. El AOS grande del MOSFET significa que, las más de las veces, no se necesitan circuitos de amortiguadores para el dispositivo.

PROBLEMAS

22-1 La capacitancia pequeña de compuerta-fuente de un MOSFET disminuye conforme V_{GS} se incrementa desde cero voltios. Para $V_{GS} > V_{GS(th)}$, la capacitancia de señales pequeñas es constante. Explique las razones de este comportamiento en forma cualitativa.

22-2 Un MOSFET de canal *n* se va a usar en un circuito de un convertidor reductor. El voltaje de CC $V_d = 300$ V, la corriente de carga $I_o = 10$ A, el diodo de libre circulación es ideal y el MOSFET se acciona por una onda cuadrada (base a pico) de 15 V (50% ciclo de trabajo y cero valor de CC) en serie con 50 Ω. Las características del MOSFET son $V_{GS(th)} = 4$ V, $I_D = 10$ A con $V_{GS} = 7$ V, $C_{gs} = 1\,000$ pF, $C_{gd} = 150$ pF y $r_{DS(enc)} = 0.5$ Ω.

a) Dibuje y dimensione $v_{DS}(t)$ e $i_D(t)$.

b) Estime la disipación de potencia con una frecuencia de conmutación de 20 kHz.

22-3 Los tiempos de conmutación de un MOSFET con $V_{GS(th)} = 4$ V, $g_m = 1$ mho y $C_{gs} = 1\,000$ pF se miden en un circuito de prueba con carga resistiva que tiene una resistencia de carga $R_D = 25$ Ω y una tensión de fuente de alimentación $V_d = 25$ V. El MOSFET se acciona por una onda cuadrada unipolar de 15 V en serie con 5 Ω. Los tiempos medidos de conmutación son $t_{fv} = t_{ri} = 30$ ns y $t_{fi} = t_{rv} = 70$ ns. El MOSFET se va a usar en un circuito resistivamente cargado con $R_D = 150$ Ω, $V_d = 300$ V, y el circuito de accionamiento es una onda cuadrada unipolar de 15 V en serie con 100 Ω. ¿Cuáles son los tiempos de conmutación en este circuito?

22-4 El MOSFET del problema 22-3 tiene una resistencia en estado activo $r_{DS(enc)} = 2$ Ω a la temperatura de unión $T_j = 25$ °C. Esta resistencia se incrementa en forma lineal con el aumento de T_j, y se vuelve igual a 3 Ω en $T_j = 100$ °C. Dibuje la potencia disipada en el MOSFET respecto de T_j cuando el MOSFET se usa en el circuito del problema 22-3 ($R_D = 150$ Ω y $V_d = 300$ V). Suponga una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

22-5 Tres MOSFET, cada uno con una especificación de 2 A, se van a usar en paralelo para drenar una corriente de carga de 5 A cuando están encendidos. La resistencia nominal en estado activo de los MOSFET es 2 Ω en $T_j = 25$ °C, pero las mediciones indican que los valores reales para cada MOSFET son $r_{DS(enc)1} = 1.8$ Ω, $r_{DS(enc)2} = 2.0$ Ω y $r_{DS(enc)3} = 2.2$ Ω. La resistencia en estado activo incrementa en forma lineal con la temperatura y es 1.8 veces más grande en $T_j = 125$ °C. ¿Cuánta potencia se disipa en cada MOSFET con una temperatura de unión de 105 °C? Suponga un ciclo de trabajo de 50%.

22-6 Un interruptor de potencia híbrido compuesto por un MOSFET y un BJT conectados en paralelo se va a usar en una aplicación de potencia de modo conmutado. Explique las ventajas de este interruptor híbrido y la temporización relativa del encendido y apagado de los dos dispositivos.

22-7 Diseñe un MOSFET parecido al de la figura 22-1*a* para una tensión de ruptura $BV_{DSS} = 750$ V. Especifique la longitud del canal (distancia de drenaje-fuente), así como la densidad y longitud de la región de arrastre de drenaje. Puede suponer que la densidad de dopaje de la zona del fondo $N_{\text{cuerpo}} = 5 \times 10^{16}$ cm^{-3}.

22-8 Considere el circuito equivalente para el MOSFET de potencia que se muestra en la figura 22-17*b* que incluye el BJT parásito. Estime aproximadamente la velocidad de aumento de la tensión de drenaje-fuente, dv_{DS}/dt, que encenderá al BJT. Exprese su respuesta en términos de la capacitancia de compuerta-drenaje, C_{gd}, la resistencia del cuerpo, R_{cuerpo} y otros parámetros del circuito pertinentes.

22-9 El óxido de la compuerta para un MOSFET de potencia tiene un espesor de 500 angstroms. ¿Cuál debe ser la máxima tensión de compuerta-fuente $V_{gs,\text{máx}}$? Incluya un factor de seguridad de 50%. Suponga que la fuerza del campo de ruptura del dieléctrico de la puerta es de 5×10^6 V/cm.

22-10 La curva de transferencia, i_D respecto de v_{GS}, de un MOSFET de potencia que opera en la zona activa está dado aproximadamente por $i_D = \mu_n C_{\text{ox}} \dfrac{W}{2L}[v_{GS} - v_{GS(\text{th})}]$, donde C_{ox} está dado por la ecuación (22-4) y $W = NW_{\text{celda}}$.

N es el número de celdas idénticas conectadas en paralelo, y W_{celda} es el ancho efectivo de la compuerta en cada celda. Se va a diseñar un MOSFET de potencia para conducir una corriente de drenaje de 100 A cuando $V_{GS} = 15$ V y la tensión de umbral $V_{GS(\text{th})} = 4$ V. Suponga que $L = 1$ micrón, $W_{\text{celda}} = 20$ micrones y $t_{\text{ox}} = 1\,000$ angstroms.

a) ¿Cuántas celdas se requieren para este MOSFET?

b) Cuánta corriente lleva cada celda?

22-11 Un MOSFET de potencia con una ruptura especificada $BV_{DSS} = 800$ V debe conducir 10 amperios cuando está encendido, con una tensión máxima en estado activo $V_{DS,\text{enc}} = 4$ V. Si la densidad de la corriente en el MOSFET debe limitarse a 200 A/cm^2, estime la zona de conducción necesaria.

22-12 ¿Cuál es la capacitancia aproximada de compuerta-fuente del MOSFET que se describe en el problema 22-10? El óxido de la compuerta tiene un espesor de 1 000 angstroms.

22-13 Un convertidor reductor MOSFET como el de la figura 22-10 opera con una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un ciclo de trabajo de 50% a una temperatura ambiental de 50 °C. La fuente de alimentación $V_d = 100$ V y la corriente de carga $I_o = 100$ A. El diodo de libre circulación es ideal, pero una inductancia de disipación de 100 nanohenries está en serie con el diodo. Las características del MOSFET se dan a continuación:

$BV_{DSS} = 150$ V; $T_{j,\text{máx}} = 150$°C; $R_{\theta,j\text{-}a} = 1$°C/W; $r_{DS(\text{enc})} = 0.01$ ohm
$t_{ri} = t_{fi} = 50$ ns; $t_{rv} = t_{fv} = 200$ ns; $I_{D,\text{máx}} = 125$ A

¿Se sobrecarga el MOSFET en esta aplicación?, y, de ser así, ¿cómo? Sea específico y cuantitativo en su respuesta.

22-14 Considere el circuito del convertidor reductor MOSFET de la figura 22-10. Los tiempos de subida y bajada de la tensión, t_{rv} y t_{fv}, son considerablemente más grandes que los tiempos de subida y bajada de la corriente, t_{ri} y t_{fi}, en particular con tensiones mayores de alimentación de potencia (>100 V). Explique brevemente por qué. Suponga que los valores de C_{gs} y C_{gd} son constantes e independientes de V_{DS}, que $C_{gd1} = C_{gd2} = C_{gd}$ y que el diodo de libre circulación D_f es ideal.

REFERENCIAS

1. B. Jayant Baliga, *Modern Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulo 6.
2. P. Aloisi, *Power Switch,* Motorola Inc., 1986, sección 2.
3. E. S. Oxner, *Power FETs and Their Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1982, capítulos 1-4, 9.
4. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulos 3, 4, 7-10.
5. A. Blicher, *Field Effect and Bipolar Power Transistor Physics,* Academic, Nueva York, 1981, capítulos 12, 13.
6. B. Jayant Baliga y D. Y. Chen (comps.), *Power Transistors, Device Design and Applications,* IEEE Press, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Nueva York, 1984, Parte III, *Power MOSFET Field Effect Transistors*, pp. 197-290.
7. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions and Electron Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.

CAPÍTULO 23

TIRISTORES

23-1 INTRODUCCIÓN

Los tiristores (a veces denominados SCR, *semiconductor-controlled rectifiers*, o rectificadores controlados de silicio) pertenecen a uno de los tipos más antiguos (1957, en los laboratorios de investigación de General Electric) de dispositivos de potencia de estado sólido y todavía tienen la capacidad más alta de manejo de potencia. Tienen una construcción única de cuatro capas y son interruptores de bloqueo que se encienden por la terminal (compuerta) de control, pero no se apagan por la compuerta. Las características del tiristor (en particular su gran capacidad de manejo de potencia) aseguran que siempre tendrán importantes aplicaciones en la electrónica de potencia. Por tanto, el diseñador y usuario de dispositivos de electrónica de potencia deben tener conocimientos prácticos de estos dispositivos.

23-2 ESTRUCTURA BÁSICA

La sección transversal de un tiristor genérico se muestra en la figura 23-1*a*. Se indican tanto los espesores aproximados de cada capa alterna de dopaje tipo *p* y tipo *n* que comprenden la estructura como las densidades aproximadas de dopaje. En términos de sus dimensiones laterales, los tiristores se encuentran entre los dispositivos semiconductores más grandes. Es posible usar un chip completo de silicio de hasta 10 cm de diámetro para fabricar un solo tiristor de alta potencia. En la figura 23-1*b* se muestran algunas vistas planas de dos disposiciones de compuerta y cátodo. La estructura distribuida de compuertas corresponde a un tiristor de dimensiones grandes, y la estructura de electrodos de compuerta localizada, a un tiristor de diámetro más pequeño. En general, la disposición de las compuertas y cátodos de tiristores varía mucho según el diámetro del tiristor, su capacidad planeada de *di/dt* y su rango planeado de velocidades de conmutación.

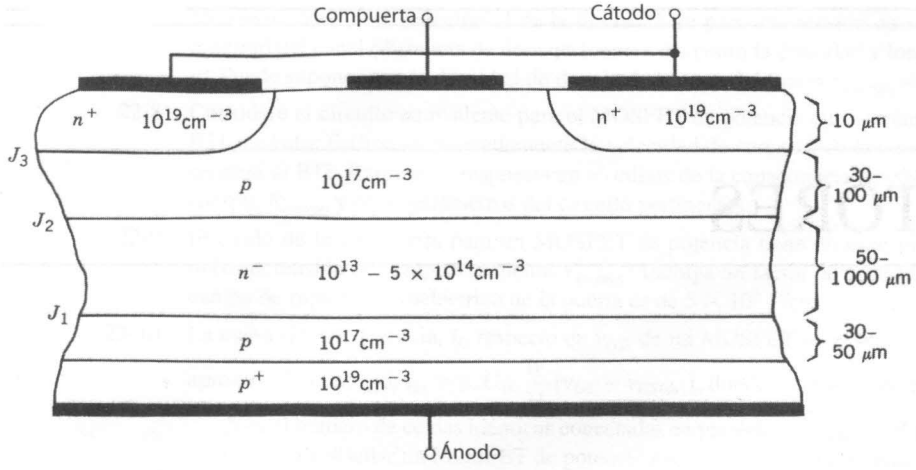
El símbolo de circuito para el tiristor se ve en la figura 23-1*c*. Es en esencia el símbolo de un diodo (o rectificador) que además tiene una tercera terminal de control, la compuerta. Las convenciones de tensión y corriente para el tiristor se muestran en esta figura.

La sección transversal vertical del tiristor es similar a la del BJT, con algunas densidades de dopaje y espesores de capas. El cátodo está en el mismo lugar que el emisor del BJT, y la ubicación de la compuerta del tiristor es análoga a la de la base del BJT. La zona n^- del tiristor absorbe la zona de degradación o agotamiento de la unión que bloquea la tensión aplicada cuando el tiristor está en estado pasivo, y por ende realiza la misma función que la zona de arrastre del colector n^- del BJT.

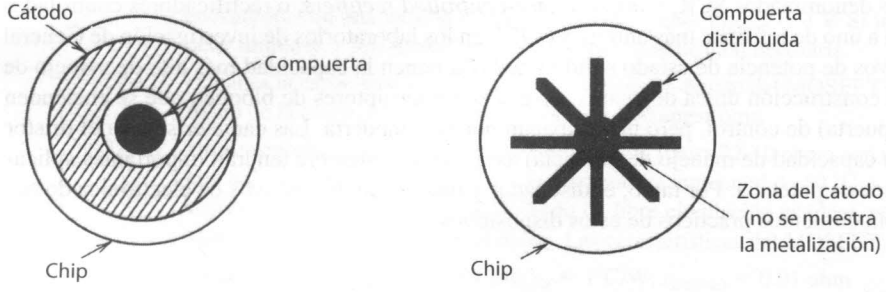
La capa *p* que forma el ánodo del tiristor es un elemento de la estructura del tiristor que no se encuentra en el BJT. Esta capa del ánodo causa que el tiristor tenga características muy distintas de las del BJT.

23-3 CARACTERÍSTICAS *I-V*

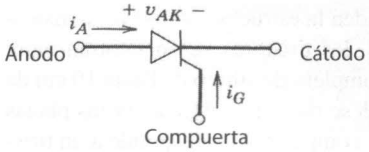
La singularidad del tiristor se encuentra sobre todo en su característica *i-v* (corriente del ánodo i_A como función de la tensión de ánodo a cátodo v_{AK}), que se muestra en la figura 23-2. En el sentido inverso, el ti-



a)



b)



c)

Figura 23-1 Detalles estructurales de un tiristor genérico: *a*) sección transversal vertical; *b*) disposiciones de compuerta y cátodo; *c*) símbolo del circuito.

ristor es similar a un diodo de polarización inversa que conduce muy poca corriente hasta que ocurre una ruptura de avalancha. Para un tiristor, la máxima tensión inversa de trabajo se denomina V_{RWM} (hay dispositivos con valores de V_{RWM} hasta 7 000 V). En el sentido directo, el tiristor tiene dos estados o modos de operación estables conectados entre sí por medio de un modo inestable que aparece como resistencia negativa en la característica *i-v*. La zona de corriente baja y tensión alta es el estado de bloqueo de polarización directa o estado pasivo, y el modo de tensión baja y corriente alta es el estado activo. Ambos estados se indican en la característica *i-v*. En el estado activo, un tiristor de alta potencia conduce corrientes con un promedio de 2 000 a 3 000 A con caídas de tensión de estado activo de sólo unos cuantos voltios.

Los valores específicos de tensión y corriente en el cuadrante de polarización directa de la característica *i-v* son de interés para el usuario y aparecen en las hojas de especificaciones. La corriente de retención I_H representa la corriente mínima que fluye a través del tiristor y aún mantiene el dispositivo en estado activo. Este valor de la corriente y el voltaje respectivo a través del dispositivo, denominado voltaje de retención V_H, representan la extensión más baja posible de la parte de estado activo de la característica *i-v*. Para el estado de bloqueo de polarización directa, las cantidades de interés son el voltaje de bloqueo de polarización directa V_{BO} (a veces denominado transición conductiva V_{BO}, porque se rompe la curva *i-v* y va a la parte de estado activo de la característica) y la corriente respectiva de transición conductiva I_{BO}.

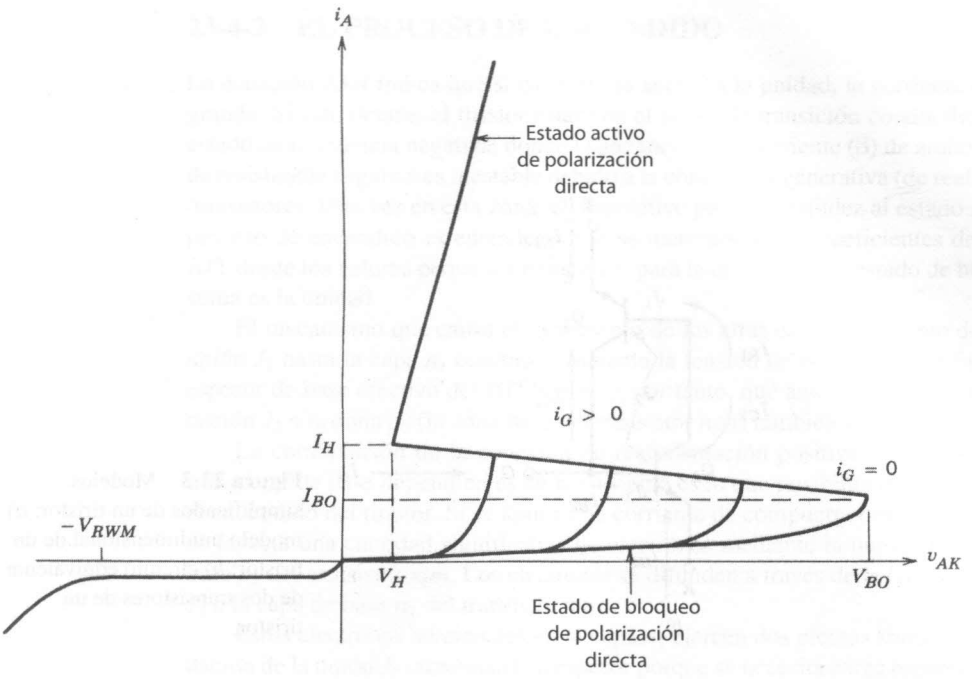


Figura 23-2 Característica de corriente-tensión de un tiristor.

La tensión y corriente directa de disparo se definen para la corriente de compuerta cero, es decir, la compuerta es de circuito abierto. Si se aplica una corriente de puerta positiva al tiristor, la transición o desviación al estado activo se presenta con valores más pequeños de tensión de ánodo a cátodo, como se indica en la figura 23-2. Como se señala en esta figura, el tiristor conmuta al estado activo con valores bajos de v_{AK} si la corriente de compuerta es razonablemente grande. Aunque no se indica en la característica *i-v*, no tiene que ser una corriente de CC, sino, en cambio, un impulso de corriente con una duración mínima. Esta capacidad de encender el tiristor por medio de un impulso de corriente es la base de aplicaciones extensivas del dispositivo.

Sin embargo, una vez que el tiristor está en estado activo, no se puede usar la compuerta para apagar el dispositivo. La única manera de apagar un tiristor es que el circuito exterior fuerce a la corriente a través del dispositivo para que sea menor que la corriente de retención durante un periodo mínimo especificado. Existen diseños especiales de tiristores, denominados GTO *gate turn-off* (apagado de compuerta), en los que se usa la compuerta para apagar el dispositivo. Analizaremos estos dispositivos en el siguiente capítulo.

23-4 FÍSICA DE OPERACIÓN DEL DISPOSITIVO

23-4-1 ESTADOS DE BLOQUEO

Para describir la operación del tiristor desde un punto de vista físico conviene considerarlo como la estructura unidimensional idealizada de la figura 23-3*a*. Un circuito equivalente aproximado de baja frecuencia, compuesto por un transistor *pnp* y un transistor *npn,* se muestra en la figura 23-3*b*, que se deriva fácilmente del modelo unidimensional.

En el estado de bloqueo inverso, el ánodo es de polarización inversa respecto del cátodo. Las uniones J_1 y J_3 indicadas en la figura 23-3*a* son de polarización inversa y J_2 es de polarización directa. La unión J_1 debe soportar la tensión inversa porque J_3 tiene una tensión de ruptura baja como consecuencia del dopaje pesado en ambos lados de la unión (revise la figura 23-1). La capacidad de bloqueo inverso de la unión J_1 suele estar limitada por la longitud de la zona n^- (n_1), establecida aproximadamente por el límite de ruptura de avalancha dado por la ecuación 20-3.

En el estado de bloqueo directo, las uniones J_1 y J_3 son de polarización directa y J_2 es de polarización inversa. Las densidades de dopaje en cada capa son tales que la capa n^- (capa n_1) es donde aparece la zona de degradación de la unión de polarización inversa J_2, y así esta zona de nuevo determina la capacidad de tensión

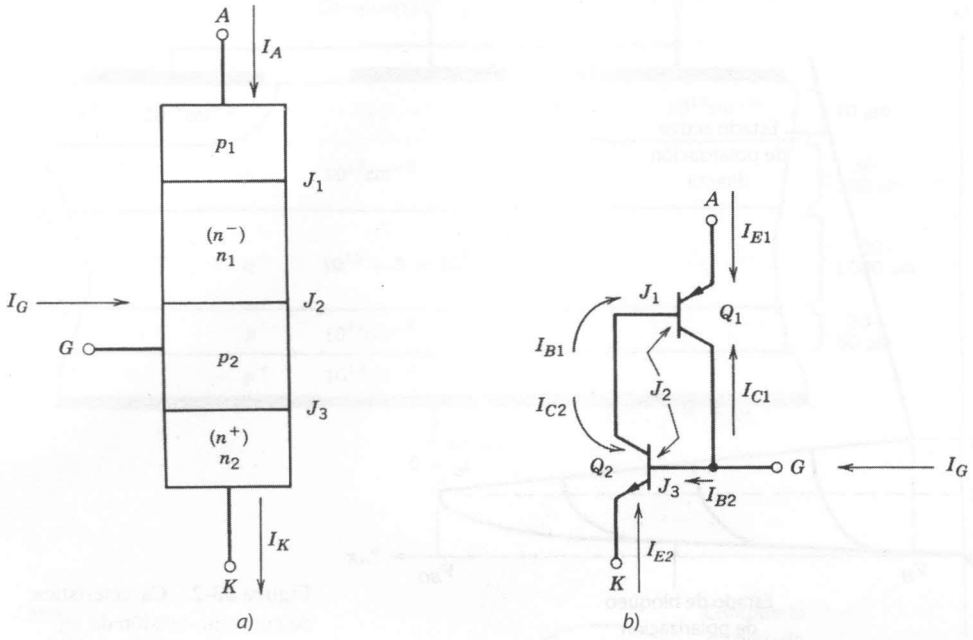


Figura 23-3 Modelos simplificados de un tiristor: *a*) modelo unidimensional de un tiristor; *b*) circuito equivalente de dos transistores de un tiristor.

de bloqueo, esta vez para el estado de bloqueo directo. Por lo general, el tiristor está diseñado de modo que el voltaje de bloqueo directo V_{BO} será más o menos el mismo que el voltaje de bloqueo inverso V_{RWM}.

Los valores de V_{BO} y V_{RWM} empiezan a caer con rapidez al aumentar la temperatura cuando la temperatura de la unión supera los 150 °C. La explicación detallada de esta dependencia de la temperatura trasciende el alcance de este análisis. Basta decir que la mayoría de los fabricantes de dispositivos especifica la temperatura máxima de la unión de sus tiristores en 125 °C.

Con base en las condiciones de polarización de las tres uniones en el estado de bloqueo directo se concluye que los dos transistores Q_1 y Q_2 en el circuito equivalente del tiristor (figura 23-3*b*) están en la zona activa. Reconocer esto permite una explicación relativamente simple, aunque sin duda cualitativa, de la característica *i-v* de polarización directa del tiristor. Un BJT en la zona activa se describe, con frecuencias bajas, por medio de la ecuación de Ebers-Moll. Para los transistores Q_1 y Q_2 en la zona activa, se dan estas ecuaciones (consulte las referencias para los detalles de la derivación de estas relaciones)

$$I_{C1} = -\alpha_1 I_{E1} + I_{CO1} \tag{23-1}$$

$$I_{C2} = -\alpha_2 I_{E2} + I_{CO2} \tag{23-2}$$

donde la corriente de disipación I_{CO} está dada por

$$I_{CO} = I_{CS}[1 - \alpha_f \alpha_r] \tag{23-3}$$

En la ecuación 23-3, I_{CS} es la corriente de saturación inversa del diodo de colector-base con el emisor en circuito abierto, y α_f y α_r son los coeficientes de base de transporte del modo activo directo y del modo activo inverso (o alfas, donde $\alpha \approx \beta/[1 + \beta]$), respectivamente, de los transistores. (En la descripción de la operación de un BJT de *npn* que dimos en el capítulo 21, el factor base de transporte es la relación de la corriente de electrones en el colector, dividida entre la corriente de electrones inyectados al emisor, o, con la notación de las ecuaciones 21-2 a 21-4, $\alpha = I_{nc}/I_{ne}$.) Si observamos que $I_A = I_{E1}$ y que $I_K = -I_{E2} = I_A + I_G$, y colocamos la suma de todas las corrientes que van a uno de los transistores a cero, se demuestra que I_A está dado por

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CO1} + I_{CO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{23-4}$$

En el estado de bloqueo, la suma de $\alpha_1 + \alpha_2$ debe ser mucho menor que la unidad para que la corriente del ánodo I_A se mantenga muy pequeña, desde microamperios para dispositivos de corriente baja hasta unos cuantos miliamperios para tiristores de corriente alta.

23-4-2 EL PROCESO DE ENCENDIDO

La ecuación 23-4 indica que si $\alpha_1 + \alpha_2$ se acerca a la unidad, la corriente del ánodo será arbitrariamente grande. Si esto ocurre, el tiristor estará en el punto de transición conductiva donde está a punto de irse al estado de resistencia negativa, donde la ganancia de la corriente (β) de ambos BJT es mayor que 1. La zona de resistencia negativa es inestable debido a la conexión regenerativa (de realimentación positiva) de los dos transistores. Una vez en esta zona, el dispositivo pasa con rapidez al estado activo estable. Así, la clave del proceso de encendido es entender cómo se incrementan los coeficientes de transporte base (alfas) de los BJT desde los valores pequeños requeridos para la operación del estado de bloqueo hasta el punto donde su suma es la unidad.

El mecanismo que causa el incremento de los alfas es el crecimiento de la zona de degradación de la unión J_2 hasta la capa n_1 conforme aumenta la tensión de ánodo-cátodo. Esto ocasiona que se reduzca el espesor de base efectivo del BJT $p_1n_1p_2$ y, por tanto, que aumente α_{pnp}. La extensión de la zona de degradación J_2 a la zona p_2 (la zona base del transistor *npn*) también causa un incremento de α_{npn}.

La combinación de la conexión de realimentación positiva de los BJT *npn* y *pnp* y los factores de transporte de base dependientes de la corriente es lo que posibilita que la terminal de la compuerta efectúe el encendido del tiristor. Si se aplica una corriente de compuerta positiva de magnitud suficiente al tiristor, se inyecta una cantidad significativa de electrones mediante la unión de polarización directa J_3 a la capa base p_2 del transistor *npn*. Los electrones se difunden a través de la base y se barren por medio de la unión J_2 a la capa de base n_1 del transistor *pnp*.

Estos electrones adicionales en la capa n_1 ejercen dos efectos simultáneos. Primero, la zona de degradación de la unión J_2 incrementa su espesor porque se necesita carga espacial positiva adicional de donantes ionizados para compensar en parte la carga espacial negativa de los electrones. Este crecimiento de la zona de degradación a la capa n_1 reduce el espesor efectivo de base del transistor *pnp* y por ende causa que α_{pnp} crezca. Segundo, la inyección de portadores mayoritarios (electrones) a la base del transistor *pnp* causa la inyección de huecos en esta capa de base (debido a los requerimientos de neutralidad de carga espacial) desde la unión de base-emisor del transistor *pnp* (la unión p_1n_1). Estos huecos inyectados se difunden a través de la base y se barren a través de la zona de degradación de la unión J_2 y la zona de base del BJT *npn*. Estos electrones causan un incremento más en la inyección de electrones (porque la carga espacial positiva de los huecos atrae a los electrones de la capa n_2) a la región base del BJT *npn*. Estos electrones inyectados adicionales pasan por el mismo ciclo que acabamos de describir para la inyección inicial de electrones. Este refuerzo positivo es entonces un proceso regenerativo.

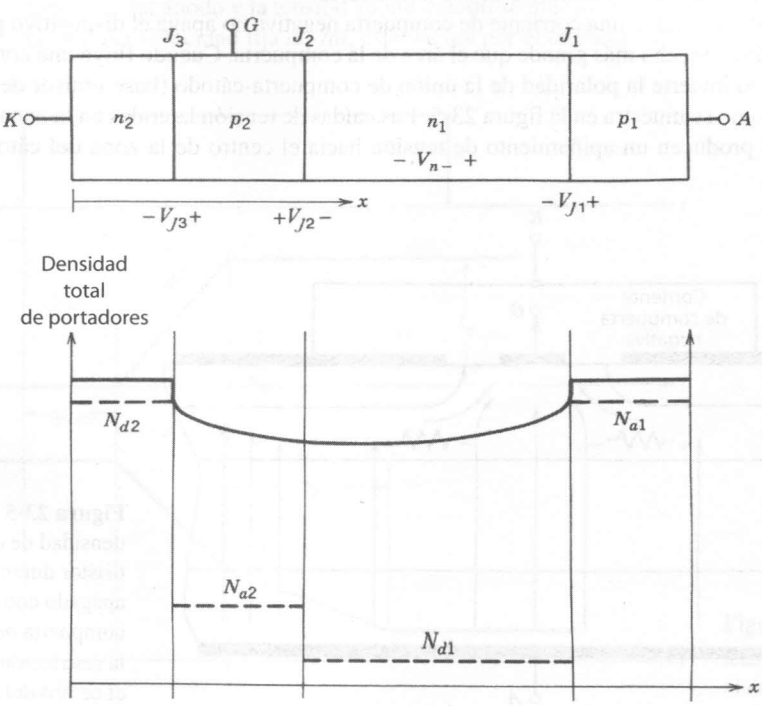


Figura 23-4 Distribuciones de portadores en estado activo en un tiristor.

Esta acción regenerativa lleva el tiristor al estado activo. El gran flujo de corriente entre el ánodo y el cátodo inyecta suficientes portadores en las zonas de base para mantener los BJT saturados sin ningún flujo continuo de corriente de compuerta. Esto es el origen de la acción de bloqueo del tiristor que describimos antes.

23-4-3 OPERACIÓN EN ESTADO ACTIVO

En estado activo hay una inyección fuerte de portadores minoritarios en las cuatro zonas de la estructura del tiristor. La distribución de carga almacenada en las cuatro zonas se muestra en forma esquemática en la figura 23-4. La unión J_2 es de polarización directa, y los BJT en el circuito equivalente están saturados. En esta situación fluyen grandes corrientes directas (dictadas por el circuito exterior), y sólo ocurre una caída pequeña de tensión directa debido a la gran modulación de conductividad representada por la distribución de la carga almacenada ilustrada en la figura 23-4. La tensión aproximada en estado activo está dada por

$$V_{AK(\text{enc})} = V_{J1} - V_{J2} + V_{J3} + V_{n^-} \tag{23-5}$$

donde las V_j son los voltajes de polarización directa (0.7 a 0.9 V) y V_{n^-}, que es del orden de unas cuantas décimas de voltios, es relativamente independiente de la corriente a través del dispositivo y su valor aproximado está dado por la ecuación 20-13. El valor de $V_{AK(\text{enc})}$ en la ecuación 23-5 es muy parecido a la expresión para el voltaje de estado activo de un diodo (ecuación 20-17). Con grandes densidades de corriente, el voltaje de estado activo aumenta con el incremento de la corriente debido a la recombinación de Auger y a la reducción de la movilidad de portadores, como se describen en el capítulo 20, así como por resistencias óhmicas parásitas. El efecto neto de estos factores es una resistencia en estado activo.

23-4-4 PROCESO DE APAGADO

Como ya mencionamos, una vez que el tiristor está enclavado en el estado activo, la terminal de la compuerta ya no tiene control sobre el estado del dispositivo. En particular, la compuerta no se puede usar para apagar al tiristor. El apagado sólo se efectúa por medio del circuito exterior, al reducir la corriente del ánodo hasta debajo de la corriente de retención para un periodo mínimo especificado. Durante este periodo, la acción simultánea de recombinación interna y barrido de portadores retira la carga almacenada suficiente para retirar los BJT de la saturación y dirigirlos a la zona activa. Cuando esto ocurre, el dispositivo se apaga por medio de la conexión regenerativa de los transistores.

En el tiristor estándar, una corriente de compuerta negativa no apaga el dispositivo porque el área de la zona del cátodo es mucho más grande que el área de la compuerta. Cuando fluye una corriente de compuerta negativa, sólo invierte la polaridad de la unión de compuerta-cátodo (base-emisor del transistor *npn*) en forma local, como se muestra en la figura 23-5. Las caídas de tensión laterales en la zona de p_2 causadas por el i_G negativo producen un apiñamiento de tensión hacia el centro de la zona del cátodo similar al de la

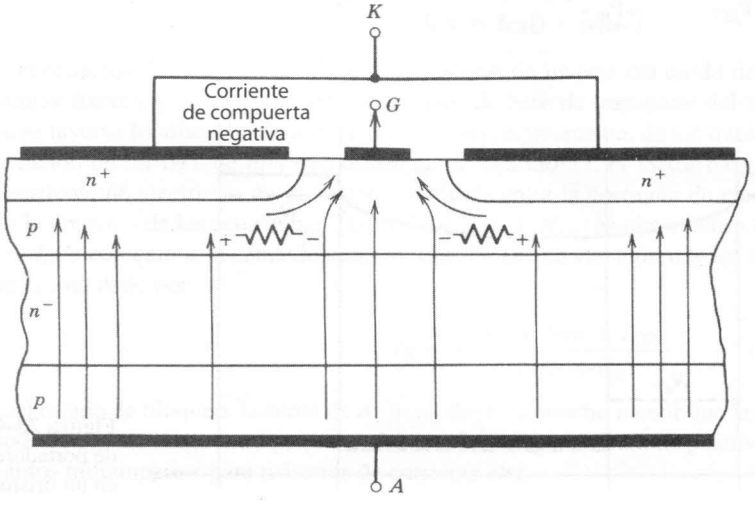


Figura 23-5 Distribución de densidad de corriente en un tiristor durante un intento de apagado con una corriente de compuerta negativa, que ilustra la restricción de la corriente en el centro del cátodo.

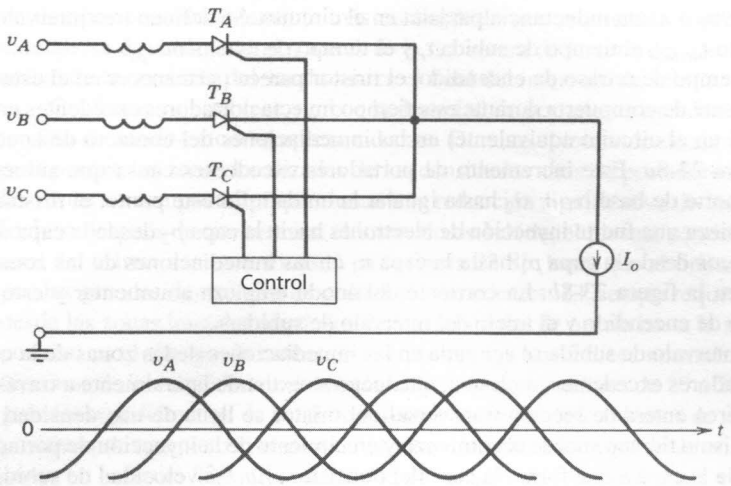


Figura 23-6 Rectificador controlado por fases múltiples con un tiristor.

corriente del emisor durante el apagado de un BJT. La corriente del ánodo que ahora fluye más en el centro de cada zona del cátodo mantiene la unión de compuerta-cátodo en polarización directa en esta parte central, y el tiristor se mantiene encendido a pesar de una corriente de compuerta negativa.

23-5 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

23-5-1 TRANSITORIO DE ENCENDIDO Y LIMITACIONES DE *di/dt*

Para describir el transitorio de encendido de un tiristor supondremos que el dispositivo está integrado en el circuito de la figura 23-6, la cual es un diagrama simplificado de un rectificador controlado por fases múltiples. El encendido de un tiristor se realiza mediante la aplicación de un impulso de corriente de magnitud y duración especificadas a la compuerta del dispositivo. La corriente de la compuerta se aplica en $t = 0$, como se muestra en la figura 23-7, al tiristor T_A en la figura 23-6 con $t = 0$ correspondiente a un tiempo cuando la tensión en la fase A es mayor que en las otras dos fases. Las resultantes formas de onda para la corriente del ánodo y la tensión ánodo-cátodo se muestran en la figura 23-7. La corriente del ánodo aumenta con una velocidad fija di_F/dt, establecida por el circuito exterior debido a los intervalos de conmutación

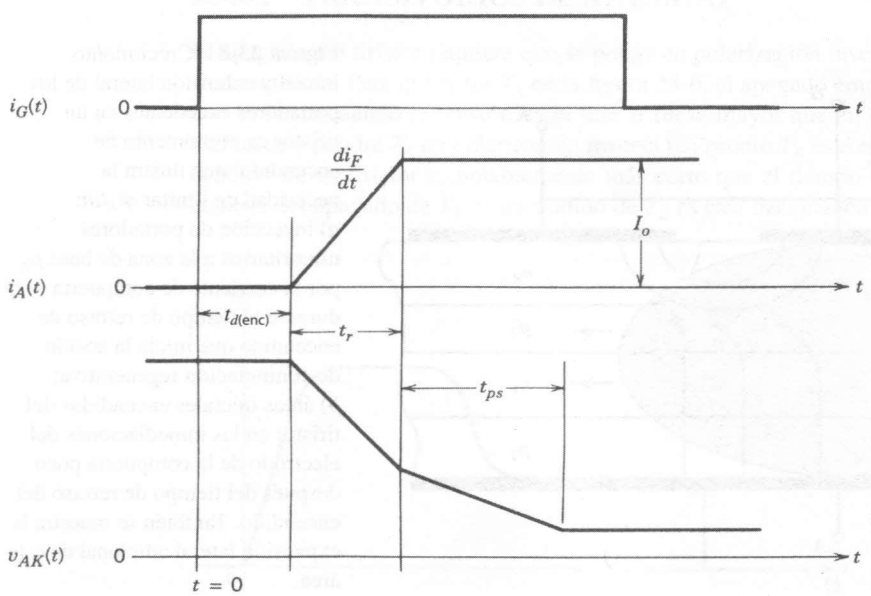
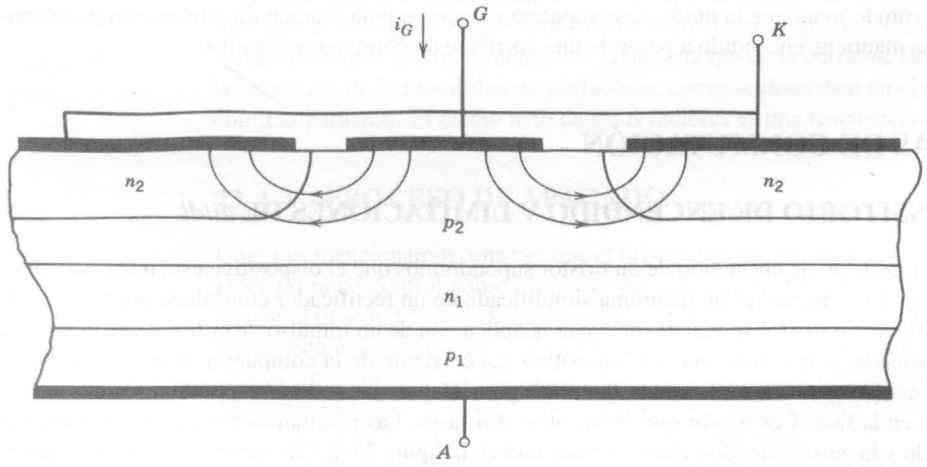


Figura 23-7 Formas de onda de tensión y corriente de un tiristor durante el encendido.

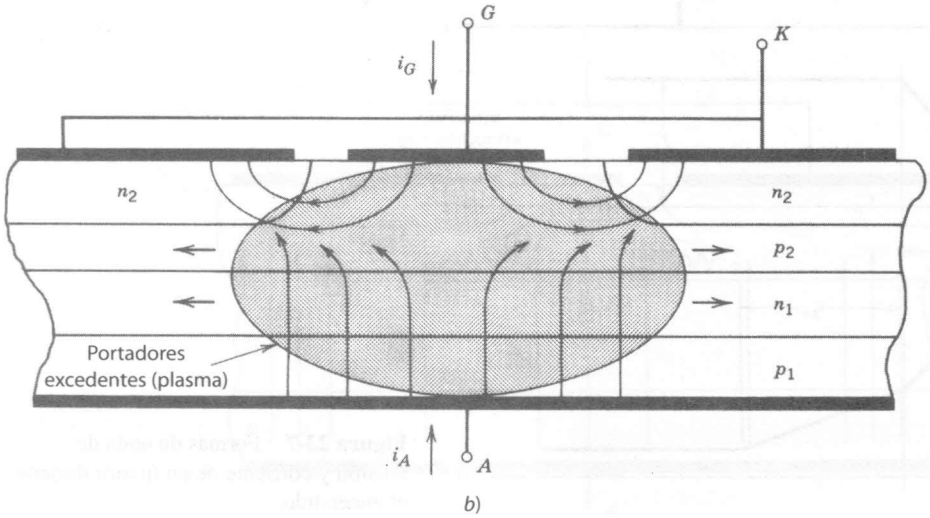
de otros dispositivos o a una inductancia parásita en el circuito. Se definen tres intervalos: el tiempo de retraso de encendido $t_{d(\text{enc})}$, el tiempo de subida t_r y el tiempo de extensión t_{ps}.

Durante el tiempo de retraso de encendido, el tiristor parece permanecer en el estado de bloqueo. Sin embargo, la corriente de compuerta durante este tiempo inyecta portadores excedentes en la capa p_2 (la base del transistor *npn* en el circuito equivalente) en las inmediaciones del contacto de la compuerta, como se ilustra en la figura 23-8*a*. Este incremento de portadores excedentes causa que aumente la suma de los factores de transporte de base $\alpha_1 + \alpha_2$ hasta igualar la unidad. En este punto, el tiristor está en transición conductiva y empieza una fuerte inyección de electrones hacia la capa p_2 desde la capa del cátodo n_2, y una inyección de huecos desde la capa p_1 hasta la capa n_1 en las inmediaciones de las zonas de la compuerta, como se ilustra en la figura 23-8*b*. La corriente del ánodo empieza a aumentar y esto marca el final del tiempo de retraso de encendido y el inicio del intervalo de subida.

Durante el intervalo de subida se acumula en las inmediaciones de las zonas de la compuerta una gran densidad de portadores excedentes, o plasma, que luego se extiende lateralmente a través de la faz del cátodo hasta que el área entera de sección transversal del tiristor se llena de una densidad alta de portadores excedentes. Al mismo tiempo sucede el comienzo y crecimiento de la inyección de portadores desde la zona del ánodo p_1 hacia la capa n que forma la base del transistor *pnp*. La velocidad de subida de la corriente es por lo regular lo bastante grande para que la corriente del ánodo alcance su valor constante de estado activo



a)



b)

Figura 23-8 Crecimiento inicial y extensión lateral de los portadores excedentes en un tiristor en el momento de encendido, que ilustra la necesidad de limitar di_T/dt: *a*) inyección de portadores minoritarios a la zona de base p_2 por la corriente de compuerta durante el tiempo de retraso de encendido que inicia la acción de conmutación regenerativa; *b*) áreas iniciales encendidas del tiristor en las inmediaciones del electrodo de la compuerta poco después del tiempo de retraso del encendido. También se muestra la expansión lateral adicional de esta área.

en tiempos considerablemente más cortos de lo que requiere la inyección de portadores excedentes para extenderse de modo lateral a través de la faz entera de la zona del cátodo. La obtención del valor de estado activo de la corriente del ánodo marca el final del intervalo de subida.

Conforme se establece y crece la densidad de portadores excedentes, como se ve en la figura 23-8*b*, la tensión de ánodo-cátodo empieza a decaer. Durante el intervalo de subida, la caída de la tensión es muy rápida porque las zonas localizadas de las densidades altas de portadores excedentes en las inmediaciones de las zonas de compuerta proporcionan una reducción significativa de las capacidades de bloqueo del tiristor. Incluso después de que termina el intervalo de subida, el plasma continúa su expansión a través del área lateral del tiristor, como se muestra en la figura 23-8*b*, hasta que el tiristor está por completo en cortocircuito por las grandes densidades de portadores excedentes. El tiempo requerido para que se extienda el plasma desde las zonas iniciales alrededor de las terminales de puerta hasta la sección transversal completa del dispositivo es el tiempo de extensión del plasma t_{ps}. Los índices normales de extensión de plasma se dan en términos de la velocidad de extensión del plasma, con valores de 20 a 200 μm/μs. Para dispositivos de áreas grandes con diámetros de centímetros, pueden pasar varios cientos de microsegundos para encender el dispositivo por completo si el plasma se tiene que extender a partir de un electrodo de compuerta individual, como en la figura 23-1*b*. La velocidad de la caída de tensión durante el tiempo de extensión del plasma es más lenta porque t_{ps} es más grande que t_r y porque la mayor parte de la caída sucede durante el intervalo t_r.

Es importante que la velocidad de subida de la corriente del ánodo se mantenga menor que un valor máximo dado en la hoja de especificaciones del tiristor. Si di_F/dt excede esta velocidad máxima, el dispositivo se puede dañar e incluso fallar. Este daño puede ocurrir porque las velocidades de crecimiento altas de la corriente significan que el tiempo de subida será corto y, por consiguiente, el área encendida alrededor de la zona de compuerta del tiristor será muy pequeña al final del intervalo de subida en comparación con el área de la sección transversal del dispositivo. Un área pequeña de encendido además significa que la tensión a través del tiristor no desciende muy por debajo del valor de estado de bloqueo durante el intervalo de subida. Por tanto, la disipación de potencia instantánea durante el intervalo t_r será grande y estará confinada a un volumen relativamente pequeño. En esta situación, la capacidad de retirar el calor generado por la disipación, y por ende la temperatura interna de la zona, puede crecer tanto que produzca un desbordamiento térmico, lo cual provocaría un daño o avería del dispositivo.

Los valores de corriente de compuerta mayores durante los intervalos $t_{d(enc)}$ y t_r aumentan el tamaño del área encendida mediante la provisión de una mayor cantidad de portadores excedentes. Una mayor área encendida reduce la disipación de potencia instantánea pico. Por esta razón, la corriente de compuerta aplicada suele ser grande al principio del intervalo de encendido y poco a poco se reduce conforme avanza el tiempo, como en la figura 23-9. También hay modificaciones estructurales que mejoran las especificaciones de di_F/dt, las cuales analizaremos en una sección posterior.

23-5-2 TRANSITORIOS DE APAGADO

El apagado del tiristor requiere que se ponga en polarización inversa por el circuito externo durante un periodo mínimo. Para el tiristor T_A en la figura 23-6, el apagado empieza cuando el tiristor T_B se enciende, lo que se haría cuando la tensión en la fase *B* fuese mayor que en la fase *A*. La tensión mayor de la fase *B* claramente pondrá T_A en polarización inversa tan pronto T_B esté encendido por completo. El tiempo de encendido de un tiristor es notablemente más corto que el tiempo de apagado; por tanto, en lo referente al análisis del apagado de T_A, el encendido de T_B es casi instantáneo.

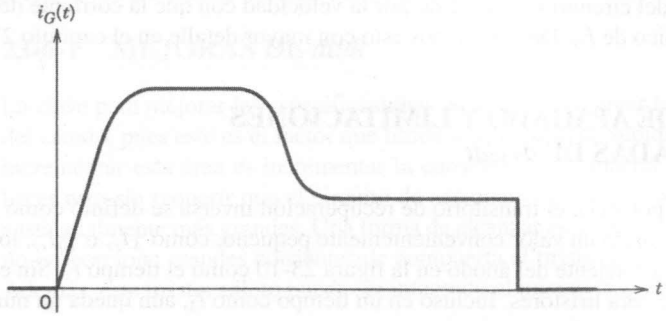


Figura 23-9 Corriente de compuerta con un valor inicial grande a fin de maximizar las áreas iniciales encendidas del tiristor. La corriente se reduce luego a valores más pequeños de modo que haya un periodo suficiente para garantizar el encendido del dispositivo.

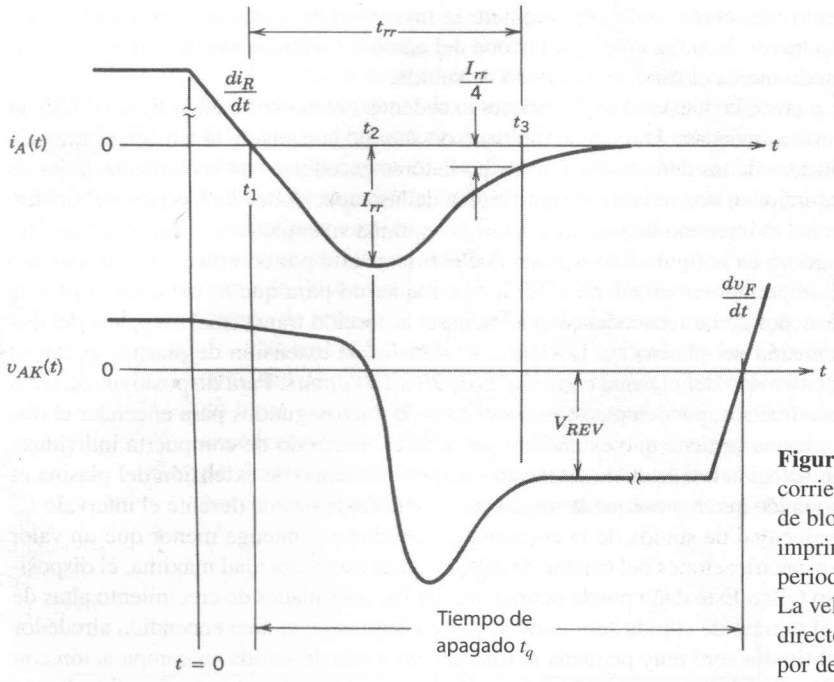


Figura 23-10 Formas de onda de tensión y corriente del tiristor durante el apagado. Una tensión de bloqueo directo aplicada de nuevo no se debe imprimir en el tiristor sino hasta que haya pasado un periodo especificado, el tiempo de recuperación t_q. La velocidad de subida de la tensión de bloqueo directo aplicada de nuevo dv_F/dt se debe mantener por debajo de un valor especificado.

Sin embargo, la conmutación de corriente de T_A a T_B no es instantánea, sino que se da a través de un periodo largo, como se muestra en las formas de onda de apagado de T_A en la figura 23-10. La corriente a través de T_A empieza a disminuir en $t = 0$ con una velocidad fija de di_R/dt, regida por el circuito externo. El proceso global de apagado es muy parecido al apagado del diodo de potencia que describimos en el capítulo 20. Conforme disminuye la corriente, los portadores excedentes en las cuatro zonas del tiristor disminuyen a partir de los valores de estado permanente que se muestran en la distribución de portadores de la figura 23-4 por una combinación de recombinación interna y barrido de portadores.

Conforme avanza el tiempo, continúa la disminución de la corriente y pronto pasa por cero en un tiempo t_1, para crecer luego a valores negativos, como se muestra en la figura 23-10. La tensión a través del tiristor permanece pequeña y positiva hasta que la unión J_1 o la J_3 empieza a adquirir una polarización inversa, lo que ocurre hasta que la densidad de portadores excedentes en la unión haya caído a cero. Por lo común, J_3 adquiere una polarización inversa primero, lo que ocurre en el tiempo t_2 en la figura 23-10, y luego entra muy rápido en ruptura de avalancha conforme la tensión de ánodo-cátodo se vuelve negativa, porque el fuerte dopaje en las capas n_2 y p_2 significa que la capacidad de bloqueo inverso de esta unión no es muy grande (normalmente de 20 a 30 V).

En el tiempo t_2 o poco después, la distribución de portadores excedentes en el tiristor ya no es lo bastante grande para sostener la constantemente creciente corriente negativa del ánodo, y de este modo la corriente logra su valor pico negativo I_{rr} y empieza a caer de regreso hacia cero. Más o menos al mismo tiempo, la densidad de los portadores excedentes en la unión J_3 se va a cero y adquiere una polarización negativa. Continúa el crecimiento de la tensión negativa de ánodo-cátodo que empezó en t_2 y sobrepasa el valor $V_{\text{REV}} = V_B - V_A$, que al final se impone sobre el tiristor T_A por el circuito. El sobreimpulso de tensión surge de la inductancia del circuito y está regido por la velocidad con que la corriente del ánodo cae a cero desde su valor inverso pico de I_{rr}. Describiremos esto con mayor detalle en el capítulo 27.

23-5-3 TIEMPO DE APAGADO Y LIMITACIONES REAPLICADAS DE dv_F/dt

En el caso del diodo de potencia, el transitorio de recuperación inversa se definió como terminado cuando la corriente inversa cayó hasta un valor convenientemente pequeño, como $\frac{1}{4}I_{rr}$ o $\frac{1}{10}I_{rr}$, lo que está marcado en la forma de onda de la corriente del ánodo en la figura 23-10 como el tiempo t_3. Sin embargo, esta definición no es conveniente para tiristores. Incluso en un tiempo como t_3, aún queda un número considerable

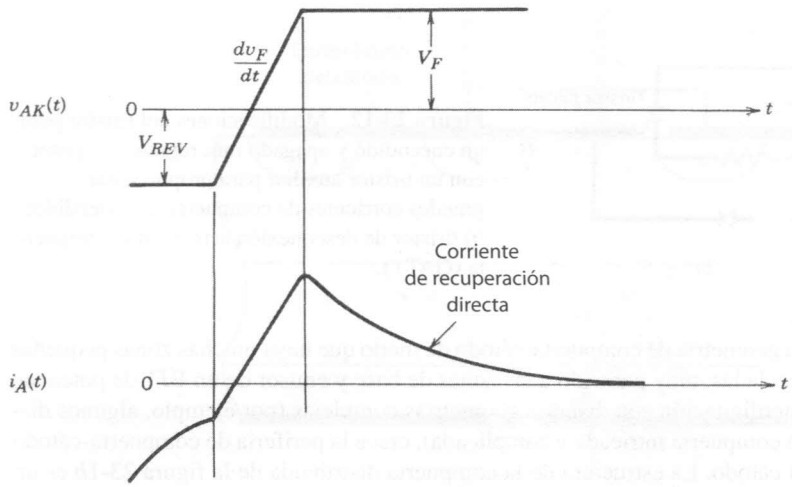


Figura 23-11 Corriente de recuperación directa que resulta de una nueva aplicación de tensión directa a través del tiristor antes del final del tiempo de recuperación especificado. Si la corriente de recuperación directa es demasiado grande puede presentarse un encendido inadvertido del tiristor.

de portadores excedentes en las zonas n_1 y p_2 en el tiristor. Si se aplica de nuevo una tensión directa al tiristor con una velocidad de dv_F/dt, como en la figura 23-11, fluiría un pulso de corriente directa en descenso y una corriente de recuperación directa, mientras los portadores excedentes restantes que acabamos de mencionar continuarían su recombinación interna en forma simultánea y fuesen barridos por la tensión directa creciente.

El pulso de la corriente de recuperación directa puede acarrear las mismas consecuencias que un pulso deliberadamente aplicado de corriente de compuerta. Si la corriente de recuperación directa es lo bastante grande puede encender al tiristor aunque no se haya planeado el encendido. Como mientras más grande sea el valor de dv_F/dt más grande será el pico de la corriente de recuperación directa, se tienen que hacer dos cosas para impedir el encendido accidental. Primero, se debe prolongar el tiempo que el tiristor se mantiene en modo de bloqueo inverso más del tiempo t_3. Los fabricantes de dispositivos especifican un tiempo de apagado t_q para sus tiristores que representa el tiempo mínimo que su tiristor debe permanecer en modo de bloqueo inverso antes de aplicar de nuevo alguna tensión directa. Este tiempo de apagado suele tener una longitud de varios tiempos de vida de los portadores excedentes.

En segundo término, la velocidad de crecimiento dv_F/dt de la tensión directa aplicada de nuevo se debe mantener debajo de un valor máximo también especificado por el fabricante del dispositivo. Este valor máximo se obtiene a partir de la magnitud de una corriente de desplazamiento que un dv_F/dt dado lleva a través de la capacitancia de carga espacial de la unión J_2. Si esta corriente de desplazamiento $C_{j2}\, dv_F/dt$ excede la corriente de transición I_{BO}, puede presentarse el encendido del dispositivo. Por tanto, el dv_F/dt aplicado de nuevo se debe limitar a

$$dv_F/dt|_{\text{máx}} < I_{BO}/C_{j2} \tag{23-6}$$

Los valores máximos de dv_F/dt abarcan desde quizás 100 V/μs para dispositivos lentos diseñados para aplicaciones de control de fases por frecuencia baja hasta varios miles de voltios por microsegundo o más en dispositivos diseñados para aplicaciones de inversores de frecuencias mayores y CC de alta tensión.

23-6 MÉTODOS PARA MEJORAR ESPECIFICACIONES DE *di/dt* Y *dv/dt*

23-6-1 MEJORAS DE *di/dt*

La clave para mejorar las especificaciones de *di/dt* es aumentar la cantidad del área inicial de la conducción del cátodo, pues esto es el factor que limita la velocidad de subida de la corriente del ánodo. Una manera de incrementar esta área es incrementar la corriente de compuerta, como ya mencionamos. Pero es deseable hacer esto sin requerir que el circuito de accionamiento de la compuerta entregue corrientes de compuerta sustancialmente más grandes. Una forma de alcanzar esta meta es que un tiristor auxiliar o piloto más pequeño proporcione grandes corrientes de compuerta al tiristor principal, como se diagrama en la figura 23-12. Además, este tiristor piloto puede ser integrado al mismo chip de silicio que el dispositivo principal.

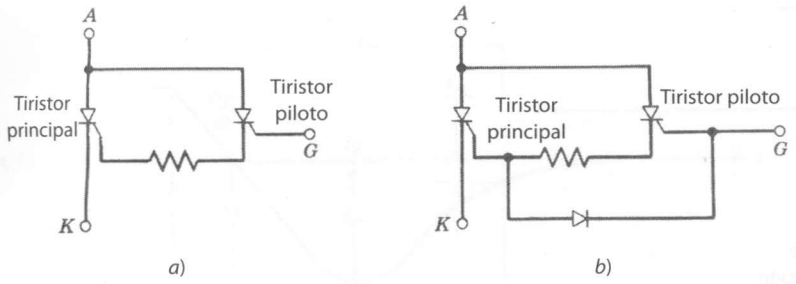


Figura 23-12 Modificaciones del tiristor para un encendido y apagado más rápido: *a*) tiristor con un tiristor auxiliar para proporcionar grandes corrientes de compuerta de encendido; *b*) tiristor de desconexión asistido por compuerta (GATT).

Otra mejora es modificar la geometría de compuerta-cátodo de modo que haya muchas zonas pequeñas de cátodo y compuerta entremezcladas, muy parecido a las zonas de base y emisor de un BJT de potencia. Mediante esta entremezcla o interdigitación con diversas geometrías complejas (por ejemplo, algunos dispositivos usan una estructura de compuerta intricada y complicada), crece la periferia de compuerta-cátodo en comparación con el área del cátodo. La estructura de la compuerta distribuida de la figura 23-1*b* es un paso en esta dirección. La mayor periferia de compuerta permite un aumento significativo del área de conducción inicial del tiristor y por tanto una mayor capacidad de di/dt.

Una estructura interdigitada de compuerta-cátodo contribuye a acortar el tiempo de desconexión del tiristor. La periferia del cátodo de área grande y la periferia relativamente pequeña de compuerta-cátodo en un tiristor convencional de control de fases obstaculizan las corrientes de compuerta negativas para el apagado del dispositivo, como ya explicamos. Sin embargo, una estructura de compuerta-cátodo muy interdigitada, donde el centro de la zona del cátodo no esté demasiado lejos del límite de compuerta-cátodo, debilita en gran medida el apiñamiento de la corriente hacia el centro del cátodo, y así permite que una corriente de compuerta negativa sea mucho más eficaz en barrer la carga almacenada en las zonas n_2 y p_2, lo que a su vez acorta el tiempo de desconexión.

Como la estructura de puerta-cátodo muy interdigitada suele acompañarse de un tiristor piloto, se necesita una modificación adicional, la incorporación de un diodo, como se ve en la figura 23-12*b*. Si no se agrega este diodo, sólo el tiristor piloto se beneficiaría de la corriente de compuerta negativa y no se consumiría ninguna corriente de compuerta negativa del tiristor principal. El circuito de la figura 23-12*b*, que combina un tiristor piloto, un diodo y una estructura de compuerta-cátodo muy interdigitada, se denomina a veces tiristor de desconexión asistido por compuerta (GATT). Incluso en este dispositivo se requiere la polarización inversa de las terminales de ánodo-cátodo por el circuito externo para desconectar el tiristor. Se han logrado tiempos de apagado de 10 μs o menos en dispositivos con voltajes de bloqueo directo de 2 000 V y corrientes de estado activo de 1 000 a 2 000 A. Estos dispositivos se usan con frecuencias de conmutación de unas cuantas decenas de kilohertz.

23-6-2 CORTOCIRCUITOS DEL CÁTODO

Una manera útil de reducir los efectos de corrientes de desplazamiento que limitan dv_F/dt es por medio de cortocircuitos del cátodo, como se ilustran en la figura 23-13. Estos cortocircuitos, que se realizan mediante el traslape de la metalización catódica sobre partes de la zona de compuerta (zona p_2), interceptan parcialmente la corriente de desplazamiento, como se diagrama en la figura. Cualquier parte de la corriente de desplazamiento desviada al cátodo no pasa a través de la unión de compuerta-cátodo y por ende no causa inyección de portadores a la zona de base de tipo p. Esto a su vez significa que la corriente total de desplazamiento y, por tanto, dv_F/dt pueden ser más grandes sin encender el dispositivo. También queda claro que una estructura de compuerta-cátodo muy interdigital permite que los cortocircuitos del cátodo sean mucho más eficaces que en la geometría convencional de un tiristor de control de fases.

RESUMEN

Este capítulo se dedicó a la estructura y principios físicos de operación del tiristor. Estudiamos las características únicas de conmutación del tiristor. Las conclusiones importantes son las siguientes:

1. El tiristor tiene una construcción única de cuatro capas de zonas alternas de tipo p y tipo n.

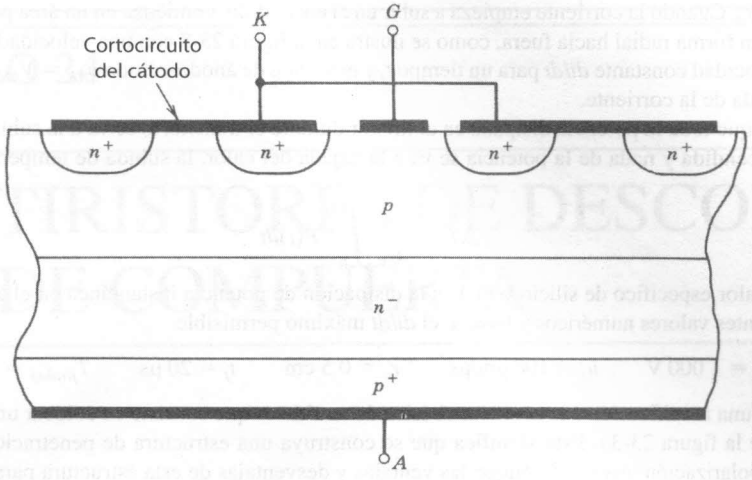


Figura 23-13 Tiristor con cortocircuitos del cátodo para intensificar la especificación dv_F/dt del dispositivo.

2. La parte de polarización directa de la característica *i-v* del tiristor tiene dos zonas estables de operación: el estado activo y el pasivo.
3. Un impulso de corriente aplicado a la compuerta enciende el tiristor, pero luego la compuerta no puede apagar el dispositivo. El circuito de potencia externo tiene que poner el tiristor en polarización inversa a fin de desconectarlo.
4. El tiristor es un dispositivo de portadores minoritarios y tiene las más altas capacidades de tensión de bloqueo así como las más grandes capacidades de conducción de corriente de todos los dispositivos de conmutación de estado sólido.
5. El tiristor es intrínsecamente un dispositivo de conmutación lenta en comparación con los BJT o MOSFET debido a los tiempos de vida largos que se usan para bajas pérdidas en estado activo y debido a la gran cantidad de carga almacenada. Por tanto, suele usarse con frecuencias de conmutación más bajas.
6. Se debe limitar la velocidad de subida de la corriente en estado activo porque la lenta extensión del plasma durante el transitorio de encendido produce un apiñamiento de corriente que puede provocar la falla del dispositivo si *di/dt* es demasiado grande.
7. Debe limitarse la velocidad de subida de la tensión aplicada de nuevo de bloqueo directo después de la desconexión, o el dispositivo puede dispararse de regreso al estado activo por corrientes de desplazamiento inducidas. Además, no se debe aplicar de nuevo la tensión directa demasiado pronto o el dispositivo se volverá a encender.
8. Las modificaciones especiales de estructura, como disposiciones de compuerta-cátodo muy interdigitados y los cortocircuitos del cátodo, mejoran las especificaciones de *di/dt* y *dv/dt* de manera considerable.
9. Los tiristores tienen grandes corrientes de recuperación inversa.

PROBLEMAS

23-1 Un tiristor está conectado en serie con un reóstato de carga R_L y una fuente de tensión sinusoidal de 60 Hz con una tensión rms de V. Con un circuito de control de fases se coloca el ángulo de disparo α de modo que se entrega una cantidad especificada de potencia a la carga. La tensión en estado activo del tiristor está dada por $V_{enc} = 1.0 + R_{enc}i(t)$, donde R_{enc} es la resistencia en estado activo del tiristor e $i(t)$ es la corriente que fluye en el circuito a través de R_L y el tiristor. Elabore una expresión para la potencia media disipada en el tiristor como función del ángulo de disparo α.

23-2 En el problema 23-1, $R_L = 1\ \Omega$ y $V_s = 220$ V. Las características del tiristor se especifican más adelante. El tiristor debe operar en temperaturas ambientales de hasta 120 °F. ¿Cuánta potencia se entrega a la carga y cuál es el ángulo de disparo?

$$R_{enc} = 0.002\ \Omega \qquad V_{RWM} = V_{BO} = 800\ V \qquad I_{A(máx)} = 1\,000\ A$$
$$T_{j(máx)} = 125\ °C \qquad R_{\theta j\text{-}a} = 0.1\ °C/W$$

23-3 Una estimación brusca de la limitación *di/dt* en un tiristor se obtiene con el siguiente modelo. Suponga una estructura de compuerta-cátodo como la de la figura 23-1 para un tiristor de control de fases, donde el radio de la com-

puerta central es r_o. Cuando la corriente empieza a subir en el encendido, comienza en un área pequeña con el radio r_o y se extiende en forma radial hacia fuera, como se ilustra en la figura 23-8 con una velocidad de u_s. La corriente sube con una velocidad constante di/dt para un tiempo t_f y el voltaje de ánodo-cátodo $v_{AK} = V_{AK}(1 - t/t_f)$ durante el intervalo de subida de la corriente.

Si se supone que toda la potencia disipada en el tiristor durante el transitorio se va a la subida de la temperatura T_j del área encendida y nada de la potencia se va a la bajada del calor, la subida de temperatura ΔT_j está dada por

$$\Delta T_j = \frac{1}{C_v}\int_0^{t_f} P(t)dt$$

donde C_v es el calor específico de silicio y $P(t)$ es la disipación de potencia instantánea en el área encendida. Suponga los siguientes valores numéricos y busque el di/dt máximo permisible:

$$V_{AK} = 1\,000\text{ V} \qquad u_s = 100\ \mu\text{m}/\mu\text{s} \qquad r_o = 0.5\text{ cm} \qquad t_f = 20\ \mu\text{s} \qquad T_{j(\text{máx})} = 125°\text{C}$$

23-4 Se ha propuesto una modificación a la estructura básica de un tiristor que consiste en colocar una capa n^+ entre las capas p_1 y n_1 de la figura 23-3*a*. Esto significa que se construya una estructura de penetración para la unión J_2 cuando esté en polarización inversa. Explique las ventajas y desventajas de esta estructura para las características del tiristor.

23-5 Un tiristor no está enclavado por completo en estado activo sino hasta que el plasma se extienda a través de toda la sección transversal del dispositivo. Si el tiristor del problema 23-3 tiene un diámetro de 8 cm, ¿cuánto tarda en enclavarse de manera confiable en estado activo?

23-6 ¿Por qué es posible que los tiristores tengan capacidades de conducción de corriente más grandes en estado activo que los BJT? Responda en forma cualitativa y explique con diagramas sencillos.

23-7 Los niveles de dopaje en la estructura simplificada del tiristor de la figura 23-3*a* son $p_1 = 10^{19}\text{ cm}^{-3}$, $n_1 = ?$, $p_2 = 10^{17}\text{ cm}^{-3}$ y $n_2 = 10^{19}\text{ cm}^{-3}$.

a) ¿Cuál debe ser el espesor y la densidad de dopaje aproximados de la capa n_1 si $BV_{BO} = 2\,000$ V?

b) Estime el tiempo de vida aproximado de los portadores excedentes en la zona n_1.

c) El tiristor debe llevar una corriente máxima de 2 000 A con una caída de tensión mínima a través de la región de arrastre (zona n_1) de 2 volts. Calcule el área de conducción de la sección transversal del tiristor.

23-8 Un tiristor que conduce una corriente máxima en estado activo de 3 000 A está diseñado de forma que la máxima densidad de la corriente es 200 A/cm^2. Tanto la estructura del cátodo como la del ánodo ocupan el mismo lado del chip de silicio, como se muestra en la figura 23-1. El cátodo ocupa 65% del área, y la puerta, 35%. Estime el área total del chip de silicio requerido para este tiristor y exprese el área como el diámetro de un área de circuito equivalente.

23-9 Un tiristor tiene un área de conducción efectiva de 10 cm^2 y una corriente de transición de 50 mA. Los niveles de dopaje son $p_1 = 10^{19}\text{ cm}^{-3}$, $n_1 = 10^{14}\text{ cm}^{-3}$, $p_2 = 10^{17}\text{ cm}^{-3}$ y $n_2 = 10^{19}\text{ cm}^{-3}$. Calcule la especificación $\frac{dv}{dt}$ aproximada de este tiristor.

REFERENCIAS

1. S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1977, capítulo 5.
2. *SCR Manual*, 6a. ed., General Electric Company, Syracuse, Nueva York, 1979.
3. B. M. Bird y K. G. King, *Power Electronics*, Wiley, Nueva York, 1983, capítulos 1, 6.
4. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions on Electronic Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.
5. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1988, capítulos 14-15.
6. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulos 3, 4, 8-10.
7. R. L. Avant y F. C. Lee, "A Unified SCR Model for Continuous Topology CADA", *IEEE Transactions or Industrial Electronics*, vol. IE-32, núm. 4, noviembre de 1984, pp. 352-361.

CAPÍTULO 24

TIRISTORES DE DESCONEXIÓN DE COMPUERTA

24-1 INTRODUCCIÓN

En varios aspectos, los tiristores son el interruptor casi ideal para aplicaciones de electrónica de potencia. Bloquean altas tensiones (varios miles de voltios) en estado pasivo, y conducen corrientes grandes (varios miles de amperios) en estado activo, con una caída de tensión en estado activo muy pequeña (unos cuantos voltios). Lo más útil de todo es su capacidad de encenderse cuando se desea por medio de una señal de control aplicada a la compuerta del tiristor.

Sin embargo, el tiristor tiene una grave deficiencia que impide usarlo en aplicaciones de modo conmutado: la incapacidad de apagar el dispositivo mediante la aplicación de una señal de control en la compuerta del tiristor. La inclusión de una capacidad de desconexión en un tiristor requiere modificaciones del dispositivo y algunos compromisos en las capacidades operativas del dispositivo. Este capítulo describe la estructura y operación de tiristores con capacidad de apagado de compuerta, el llamado tiristor GTO, que suele abreviarse GTO, y las compensaciones de rendimiento requeridas para lograr la desconexión. También se describen circuitos de accionamiento y circuitos de amortiguadores (snubber) que por lo común se usan con los GTO.

24-2 ESTRUCTURA BÁSICA Y CARACTERÍSTICAS *I-V*

La sección transversal vertical de un GTO con su estructura de compuerta-cátodo muy interdigitada se muestra en la figura 24-1. El GTO conserva la estructura básica de cuatro capas del tiristor que describimos en el capítulo anterior y su perfil de dopaje. El espesor de la capa de base p_2 es por lo general un tanto más pequeño en un GTO que en un tiristor convencional.

Hay tres diferencias fundamentales entre un GTO y un tiristor convencional. En primer lugar, las estructuras de compuerta y cátodo están muy interdigitadas, con varios tipos de formas geométricas para disponer las compuertas y cátodos, incluso estructuras intricadas complicadas. La meta básica es maximizar la periferia del cátodo y la distancia desde la compuerta hasta el centro de una zona del cátodo.

En segundo lugar, las áreas del cátodo suelen formarse mediante el grabado del silicio que rodea a los cátodos, con contornos como de islas o mesas, según se aprecia en la figura 24-1. Cuando se empaca el GTO, las islas de los cátodos se ponen en contacto directo con un disipador de calor de metal que también forma la conexión catódica con el mundo exterior.

Una tercera diferencia importante se observa en la zona del ánodo del GTO. En intervalos regulares, las zonas n^+ penetran el ánodo tipo p (capa p_1) para hacer contacto con la zona n^- que forma la capa de base n_1. Las zonas n^+ se revisten con la misma metalización que hace contacto con el ánodo tipo p, lo que produce un llamado cortocircuito del ánodo, como se ve en la figura 24-1. Con la estructura del cortocircuito del ánodo se acelera la desconexión del GTO, como explicaremos en una sección posterior de este capítulo. Algunos GTO se fabrican sin este cortocircuito del ánodo, de modo que el dispositivo bloquea tensiones inversas.

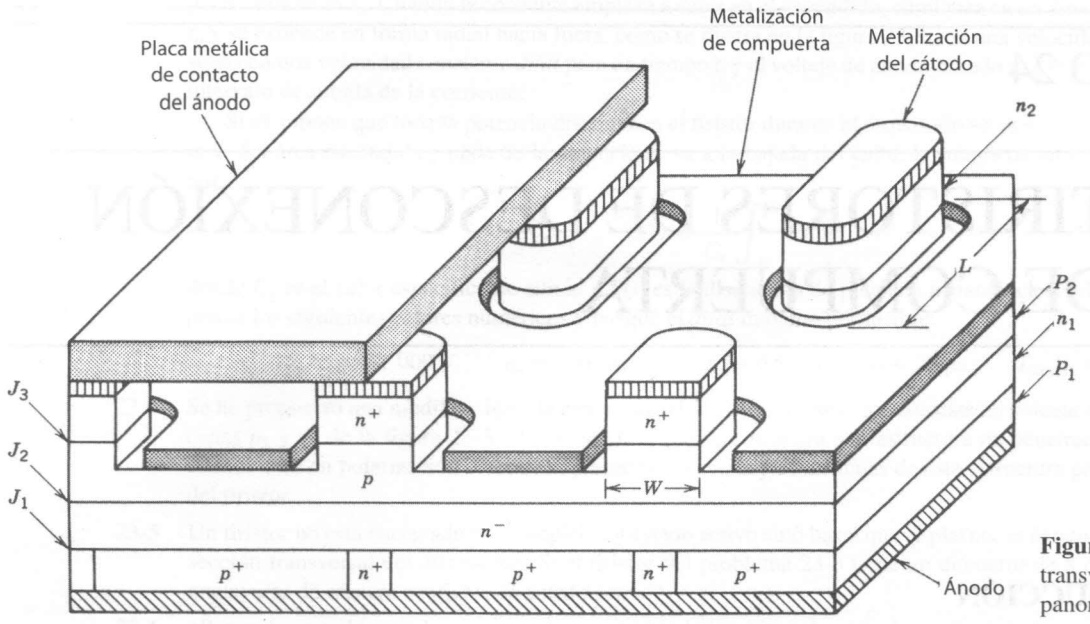


Figura 24-1 Sección transversal vertical y panorámica de un GTO.

La característica *i-v* de un GTO en sentido directo es idéntica a la de un tiristor convencional. Sin embargo, en sentido inverso, el GTO no tiene prácticamente ninguna capacidad de bloqueo debido a la estructura de cortocircuito del ánodo. La única unión que bloquea en el sentido inverso es la unión J_3, cuya tensión de ruptura es muy baja (por lo general de 20 a 30 V) debido a las grandes densidades de dopaje en ambos lados de la unión. El símbolo del circuito del GTO se presenta en la figura 24-2. La convención de las flechas de doble sentido en el conductor de la compuerta distingue al GTO del tiristor convencional.

24-3 FÍSICA DE OPERACIÓN DE LA DESCONEXIÓN

24-3-1 GANANCIA DE DESCONEXIÓN

La operación básica del GTO es la misma que la del tiristor convencional. Las principales diferencias entre los dos dispositivos son las modificaciones de la estructura básica del tiristor para lograr una capacidad de desconexión del tiristor. Por tanto, en este capítulo analizaremos sólo este aspecto de la operación del GTO en detalle.

Un punto de partida conveniente para apreciar por qué la estructura del GTO se distingue de la del tiristor convencional y las compensaciones de rendimiento necesarias es analizar las condiciones de desconexión en el modelo de dos transistores del tiristor dado en la figura 23-3*b*. En el circuito equivalente, tanto Q_1 como Q_2 están saturados en el estado activo del tiristor. Sin embargo, si la corriente de base a Q_2 se redujese a un valor un poco menor que el necesario para mantener la saturación ($I_{B2} < I_{C2}/\beta_2$), Q_2 se activaría y el tiristor empezaría a apagarse debido a la acción regenerativa presente en el circuito cuando uno o dos de los transistores estuviesen activos.

Con el circuito equivalente de la figura 23-3*b* escribimos I_{B2} en términos de las corrientes de la terminal del tiristor como

$$I_{B2} = \alpha_1 IA - I'_G \tag{24-1}$$

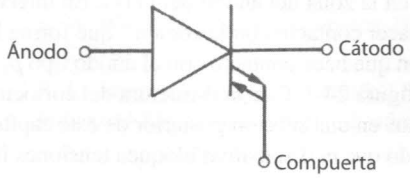


Figura 24-2 Símbolo de circuito de un GTO.

donde I'_G es la negativa de la corriente normal de la compuerta. Según el circuito equivalente, queda claro que una corriente de compuerta negativa I'_G es la única manera de sacar a Q_2 de saturación. La corriente del colector I_{C2} se expresa como

$$I_{C2} = (1 - \alpha_1)I_A \tag{24-2}$$

Al establecer la desigualdad $I_{B2} < I_{C2}/\beta_2$ con $\beta_2 = \alpha_2/(1 - \alpha_2)$ y mediante las ecuaciones 24-1 y 24-2 obtenemos

$$I'_G > \frac{I_A}{\beta_{\text{apag}}} \tag{24-3}$$

El parámetro β_{apag} es la ganancia de desconexión y está dado por

$$\beta_{\text{apag}} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} \tag{24-4}$$

24-3-2 MODIFICACIONES ESTRUCTURALES REQUERIDAS Y COMPROMISOS DE DESEMPEÑO

El primer paso para convertir un tiristor convencional en un GTO es hacer la ganancia de desconexión lo más grande y factible para evitar valores extremadamente grandes de corriente de compuerta negativa. Esto significa que α_2 debe estar cerca de la unidad y que α_1 debe ser pequeño. Hacer que α_2 esté cerca de la unidad implica una capa delgada p_2 para el transistor Q_2 de *npn* y un dopaje pesado en la capa del cátodo n_2 (emisor de Q_2). Observe que son los mismos pasos que se necesitan para lograr un valor grande de beta en un BJT convencional y son los normales en la fabricación de un tiristor convencional.

Para hacer α_1 pequeño, la capa del tiristor n_1 (la base del transistor Q_1) debe ser lo más espesa posible, y los tiempos de vida de los portadores en esta capa deben ser cortos. Una capa n_1 espesa es estándar en la fabricación de tiristores porque esta capa debe acomodar la zona de degradación de la unión J_2 durante la operación del dispositivo en estado de bloqueo directo. Sin embargo, la necesidad de un tiempo de vida más corto está en conflicto con la necesidad de un tiempo de vida largo para reducir la disipación de potencia en esta zona. A fin de lograr la desconexión de la compuerta se debe aceptar una reducción en los tiempos de vida de los portadores y, por consiguiente, un GTO tiene una caída de tensión en estado activo más alta en algún nivel de corriente dado que un tiristor convencional.

Por fortuna, los requerimientos acerca del tiempo de vida de portadores se resuelven en gran medida por la estructura de cortocircuito de ánodos de la figura 24-1. Para que el GTO se apague, los portadores excedentes, en especial los huecos, se tienen que retirar de la capa n_1. La distribución inicial de portadores excedentes al inicio de la desconexión se muestra en la figura 23-4. Debido a la estructura de cortocircuito del ánodo, no puede haber tensiones inversas de ánodo-cátodo y por tanto no hay corrientes de modo inverso para retirar los portadores excedentes mediante una barrida de portadores. La única manera de retirar los portadores excedentes es la recombinación interna y la difusión. Por desgracia, la estructura del tiristor convencional de la figura 23-4, junto con las distribuciones de portadores, suprime la difusión de huecos de la capa n_1 porque cada lado de esta capa es una zona p muy dopada, donde las densidades de huecos de equilibrio son más grandes que la densidad de los huecos excedentes en la zona n_1. Esto suprime la difusión de huecos fuera de la capa n_1 a cualquiera de las dos capas de tipo p (p_1 y p_2). Por tanto, la única forma de retirar huecos es la recombinación interna.

Sin embargo, las zonas n^+ en la estructura del ánodo del GTO retira la barrera a la difusión de huecos y proporciona un disipador para huecos excedentes. Esto permite que la difusión de huecos suceda con una velocidad sustancial, por lo que los huecos excedentes en la capa n_1 se retiran por lo menos tanto por difusión como por recombinación interna. El resultado neto es que el total de la carga almacenada se retira mucho más rápido durante la desconexión del dispositivo, y de esta manera el GTO tiene tanto un apagado, lo que es deseable, como tiempos de recuperación directa más cortos en comparación con tiristores convencionales, sin comprometer gravemente sus pérdidas en estado activo. Esta estructura recortada del ánodo es tan eficaz para reducir los tiempos de desconexión y recuperación que en ocasiones se usa en estructuras de tiristores especiales que se llaman tiristores de conducción inversa (RCT), con tiempos de desconexión y recuperación cortos como el GTO, pero que no pueden apagarse por una corriente de compuerta negativa porque no cuentan con algunas de las demás modificaciones estructurales necesarias.

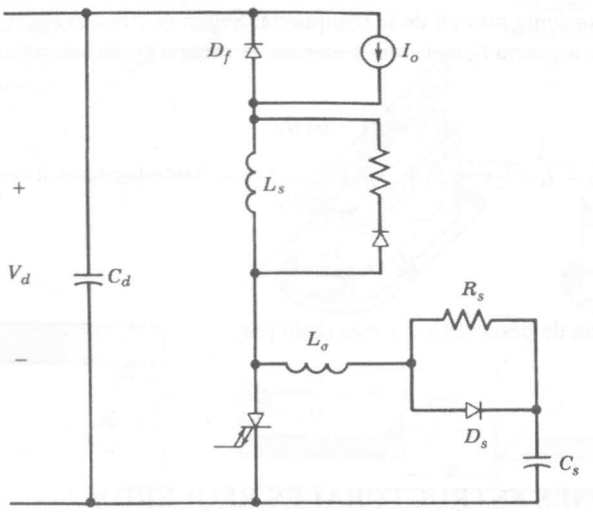


Figura 24-3 Circuito de un convertidor reductor que usa un GTO como dispositivo de conmutación con amortiguadores (snubbers) de encendido y apagado.

La modificación esencial para la capacidad de desconexión de compuerta es una estructura de compuerta y cátodo muy interdigitada que minimice las caídas de tensión laterales en la capa p_2 durante el encendido y el apagado. Estas caídas de tensión laterales, que describimos en el capítulo anterior (véase la figura 23-5), son en especial apreciables en estructuras de tiristores convencionales. Estas caídas de tensión laterales provocan problemas de apiñamiento de la corriente y limitaciones de *di/dt*. Sin embargo, como ya mencionamos, las estructuras de compuerta-cátodo muy interdigitadas, que ya tienen distancias relativamente cortas entre los contactos de la compuerta y el centro de las zonas del cátodo, disminuyen estos problemas. La necesidad de esta interdigitación es una consideración bidimensional y no la prevé el modelo unidimensional de dos transistores. Para evitar caídas significativas de tensión en la metalización de la compuerta con grandes corrientes de desconexión de la compuerta se distribuyen de manera uniforme contactos al metal de la puerta a través de la superficie del chip.

24-4 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN DEL GTO

24-4-1 INCLUSIÓN DE CIRCUITOS DE AMORTIGUADORES (SNUBBERS) Y ACCIONAMIENTOS

En la descripción de las características de conmutación de otros dispositivos semiconductores incorporamos el dispositivo en una aplicación habitual de circuito conmutador sin circuitos de amortiguadores (snubbers) y sólo con los circuitos de accionamiento más generales. La motivación fue describir las características de conmutación del dispositivo sin las complicaciones que se añaden por la presencia de los circuitos de amortiguadores. Sin embargo, los GTO por lo general deben usarse con amortiguadores, como explicaremos más adelante en detalle y, así, cualquier descripción realista del comportamiento de conmutación del GTO debe incluir los efectos de los circuitos de amortiguadores. En forma similar, incluiremos el circuito de compuerta en la descripción de las formas de onda de conmutación del GTO.

Con el circuito del convertidor reductor de la figura 24-3, que usa un GTO como elemento de conmutación, describiremos las formas de onda de conmutación. Es importante apreciar que los GTO sólo se usan en aplicaciones de potencia media a alta, donde no sólo los niveles de tensión y corriente son altos, sino también es probable que los demás componentes de estado sólido que se puedan usar con el GTO sean muy lentos. De este modo, el diodo de libre circulación de la figura 24-3 no es un diodo de recuperación muy rápido. Por otro lado, el GTO tiene una subida de corriente rápida en el encendido en comparación con el tiempo de recuperación inversa del diodo debido a la estructura de compuerta-cátodo muy interdigitada. La consecuencia de esto es que, sin circuitos protectores muy grandes, fluirían sobrecorrientes tanto en el GTO como en el diodo debido a la recuperación inversa relativamente lenta del diodo. Por tanto, en el circuito se incluye el amortiguador inductor de la figura 24-3 para que actúe como amortiguador de encendido, como analizaremos en el capítulo 27.

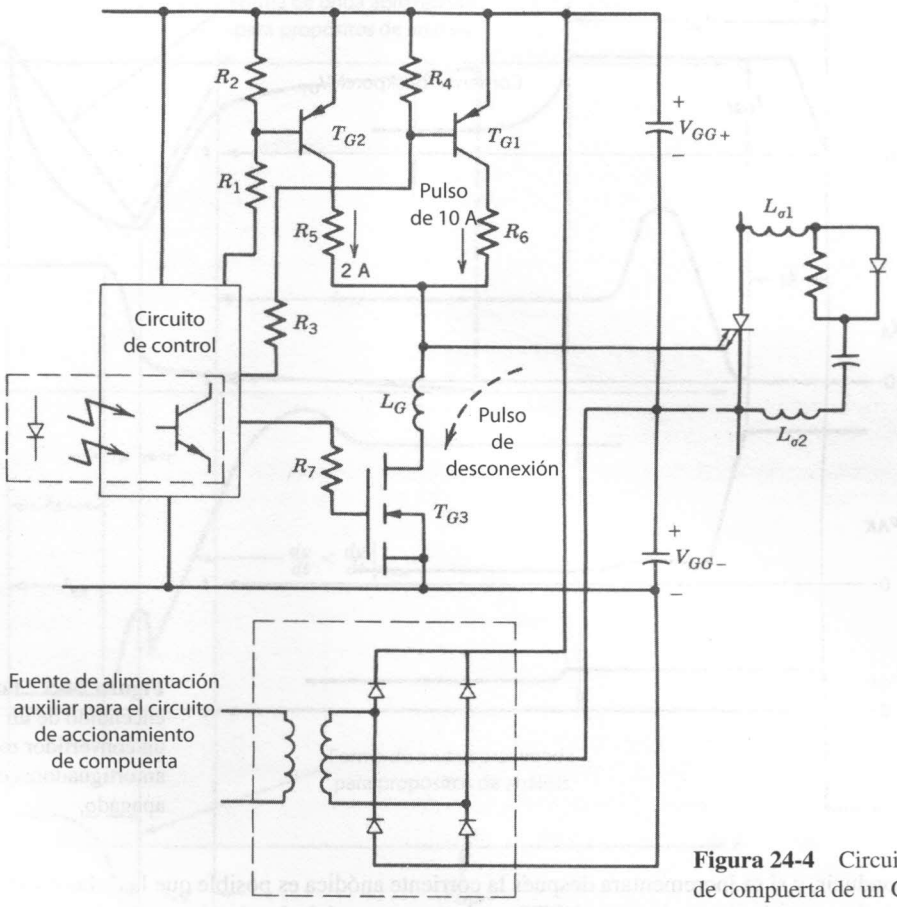


Figura 24-4 Circuito de accionamiento de compuerta de un GTO.

Cuando se apaga el GTO, la velocidad del crecimiento del voltaje de ánodo-cátodo, *dv/dt,* se debe limitar a niveles especificados. De lo contrario, puede presentarse un nuevo disparo del GTO de vuelta al estado activo, como describimos en el capítulo 23 respecto de los tiristores convencionales. Por esta razón se incluye un amortiguador de desconexión como parte del circuito de conmutación, como se ilustra en la figura 24-3. La descripción detallada de la operación de amortiguadores de conexión y desconexión se da en el capítulo 27. Un circuito de accionamiento de compuerta capaz de cumplir con las condiciones de circuitos de compuerta recomendadas por los fabricantes de tiristores GTO se muestra en la figura 24-4.

24-4-2 TRANSITORIO DE ENCENDIDO DEL GTO

Cuando el GTO de la figura 24-3 está apagado, la corriente se mueve en circulación libre a través del diodo D_f. El encendido se inicia por un pulso de la corriente de compuerta que se muestra en la figura 24-5. La secuencia de sucesos dentro del GTO durante el proceso de encendido es en esencia la misma que la que vimos para el tiristor convencional en el capítulo anterior, así que no la repetiremos. Durante el encendido, tanto la velocidad del incremento de la corriente de compuerta, di_G/dt, como la corriente pico de compuerta, I_{GM}, debe ser grande para asegurar que todas las islas de cátodos empiecen a conducir y que haya una buena compartición dinámica de la corriente anódica. De lo contrario, sólo un pequeño número de islas puede conducir la corriente total y se puede presentar un desbordamiento térmico, lo que provocaría la destrucción del GTO.

Se proporciona un valor grande de I_{GM} para un tiempo lo bastante extenso, por ejemplo, 10 μs, para asegurar que se complete el proceso de encendido. Después de la finalización del encendido debe fluir una corriente mínima continua de la puerta I_{GT} durante todo el periodo de estado activo para prevenir una desconexión no deseada. La corriente I_{GT} a veces se llama corriente "backporch". Si la corriente de la compuerta es cero y la corriente anódica disminuye demasiado, algunas de las islas de cátodos pueden dejar de

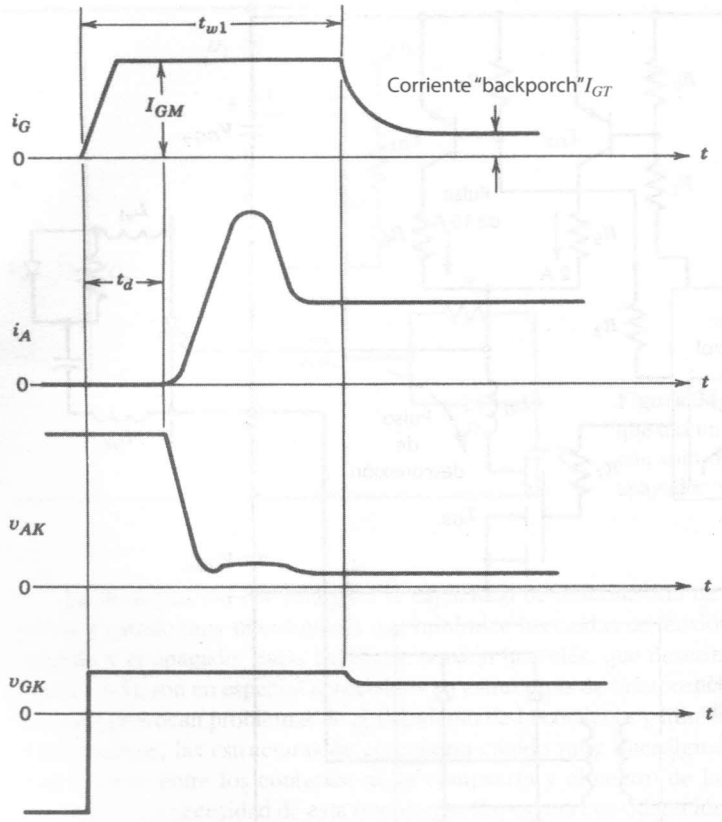


Figura 24-5 Formas de onda de encendido de un GTO integrado en un convertidor reductor con amortiguadores de encendido y apagado.

conducir, y si se incrementara después la corriente anódica es posible que las islas conductoras restantes no puedan manejar la corriente y el GTO se destruya por el desbordamiento térmico subsiguiente.

El pulso inicial grande de corriente de puerta lo proporciona el circuito de accionamiento de la puerta de la figura 24-4 mediante el encendido de los dos transistores T_{G1} y T_{G2}. La inductancia parásita en el accionamiento positivo de la compuerta se debe mantener al mínimo para lograr un valor grande de di_G/dt en el encendido. Después de un tiempo t_{w1}, la corriente de compuerta se reduce de I_{GM} a I_{GT} por medio de la desconexión de T_{G1}.

Durante el crecimiento de la corriente anódica, el voltaje de entrada se comparte entre la inductancia del amortiguador de encendido y el GTO. Si se limita el di/dt de la corriente anódica por esta inductancia debido a su valor grande, la tensión a través del GTO disminuye con rapidez hasta un valor muy bajo, como se ve en la figura 24-5. El sobreimpulso de la corriente anódica proviene de la recuperación inversa del diodo de libre circulación D_f.

24-4-3 TRANSITORIO DE APAGADO DEL GTO

El GTO se apaga mediante la aplicación de una corriente negativa grande, como se observa en la figura 24-6. Las formas de onda de corriente y tensión resultantes del GTO en el circuito de la figura 24-3 se muestran en la figura 24-6. Hay varios intervalos durante el apagado, que describiremos en los siguientes párrafos.

El circuito de accionamiento de compuerta de la figura 24-4 alimenta la corriente de compuerta negativa por medio del encendido del transistor T_{G3}. La corriente de compuerta debe ser muy grande, de 1/5 a 1/3 (correspondiente a ganancias de apagado de 3 a 5) de la corriente anódica que se está apagando, pero por fortuna esta corriente negativa grande sólo se requiere para un tiempo relativamente corto. Los MOSFET de baja tensión son la opción casi ideal para el T_{G3}. El di_G/dt negativo debe ser grande a fin de tener un tiempo de almacenamiento breve y un tiempo de caída de la corriente anódica, y para reducir la disipación de la potencia de la compuerta. Sin embargo, un valor demasiado grande de di_G/dt negativo produce la corriente anódica de cola que describiremos a continuación. Por ende, di_G/dt se debe mantener dentro del rango especificado por el fabricante del dispositivo.

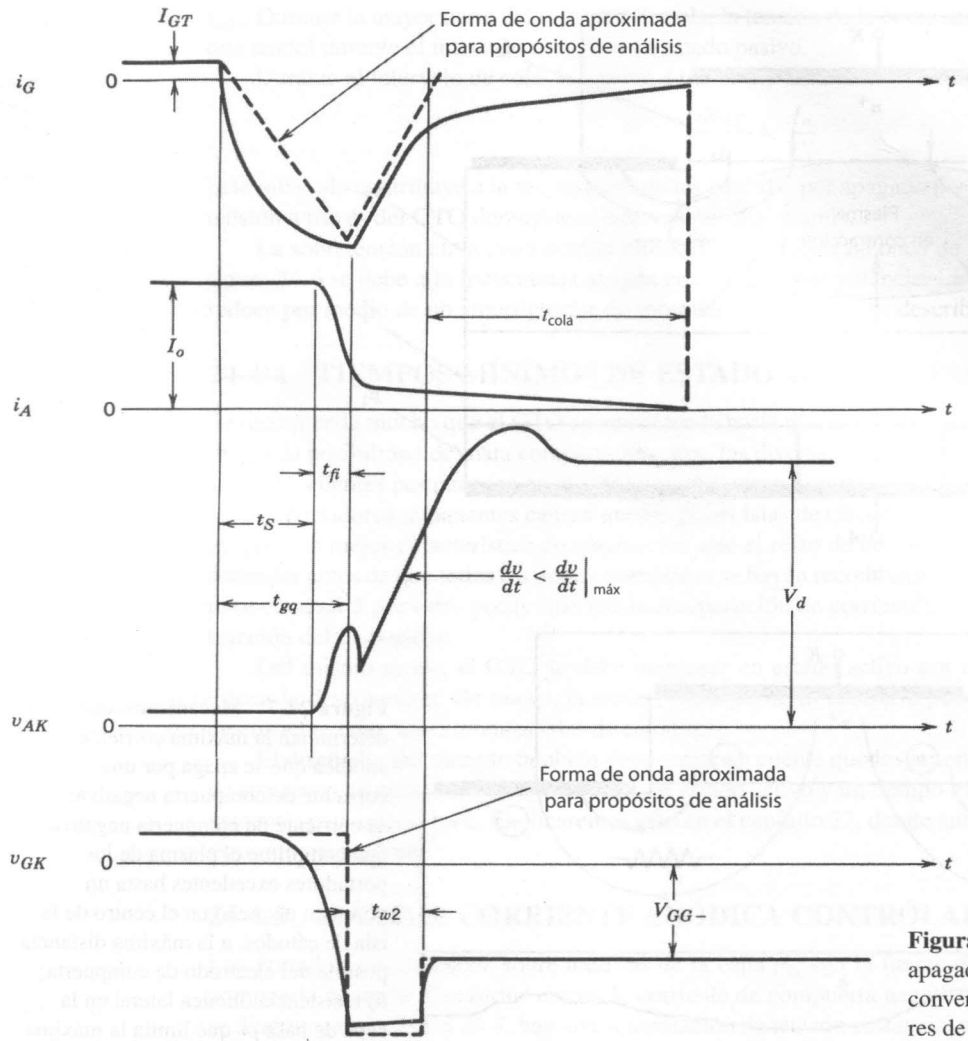


Figura 24-6 Formas de onda de apagado de un GTO integrado en un convertidor reductor con amortiguadores de encendido y apagado.

El di_G/dt negativo se controla por V_{GG-} y L_G de la parte negativa del accionamiento del circuito 24-4. Aquí, V_{GG-} se debe elegir con un valor menor que el de la tensión de ruptura de la unión de cátodo-ánodo. Como se conoce V_{GG-}, se elige L_G para dar el di_G/dt especificado. En GTO grandes, la inductancia parásita en el circuito de compuerta negativa puede ser igual al L_G requerido.

Durante el primer intervalo, el tiempo de almacenamiento t_s, la creciente corriente de compuerta negativa retira la carga almacenada en las capas p_2 y n_2 en la periferia de las islas de cátodos, como se aprecia en la figura 24-7. Conforme continúa el retiro de la carga almacenada de la periferia, el tamaño de la zona libre de plasma crece al expandirse en sentido lateral hacia los centros de las islas de cátodos con una llamada velocidad de compresión. En esencia, esta eliminación del plasma es lo contrario de su establecimiento durante el encendido. Cuando se retira una cantidad suficiente de carga almacenada se detiene la acción regenerativa en el GTO y empieza a disminuir la corriente anódica. Esto marca el final del intervalo de almacenamiento.

Una vez detenida la acción regenerativa del GTO, la corriente anódica decae con rapidez. La corriente $I_o - i_A$ conmuta al condensador del amortiguador de apagado C_s, que es muy grande en aplicaciones de GTO. Al mismo tiempo se presenta una subida rápida de tensión a través del GTO debido a la inductancia parásita en el lazo del circuito del amortiguador de apagado. Esta inductancia parásita (L_σ en la figura 24-3) debe mantenerse al mínimo para que el pico de la cresta de voltaje durante el intervalo de caída de la corriente anódica se conserve en un valor especificado. El intervalo t_{fi} de caída de la corriente anódica termina cuando los portadores excedentes en la unión de compuerta-cátodo se barran y la unión recupere su capacidad de bloqueo inverso.

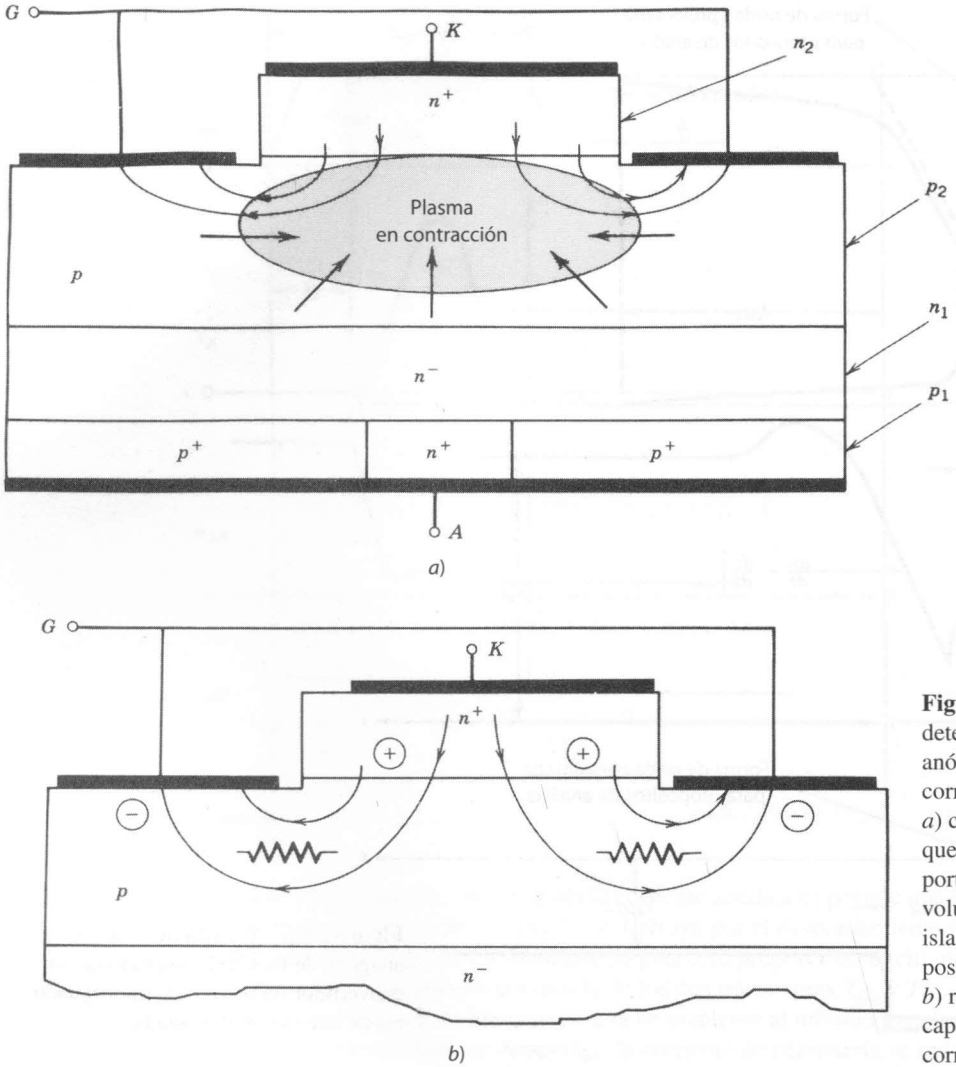


Figura 24-7 Mecanismos que determinan la máxima corriente anódica que se apaga por una corriente de compuerta negativa: *a*) corriente de compuerta negativa que comprime el plasma de los portadores excedentes hasta un volumen pequeño en el centro de la isla de cátodos, a la máxima distancia posible del electrodo de compuerta; *b*) resistencia óhmica lateral en la capa de base p_2 que limita la máxima corriente de compuerta.

Conforme la unión de compuerta-cátodo recupera su capacidad de bloqueo inverso, la tensión de compuerta-cátodo empieza a crecer hacia valores negativos, y por tanto la magnitud de la corriente de compuerta negativa empieza a disminuir rápidamente, como se muestra en la figura 24-6. La tensión inducida en la inductancia L_G fuerza a la corriente de compuerta a seguir fluyendo, y la unión de compuerta-cátodo entra en una ruptura de avalancha. La unión de compuerta-cátodo opera ahora como un diodo Zener, y el di_G/dt durante este intervalo está dado por

$$\frac{di_G}{dt} = \frac{V_{GK,\,\text{ruptura}} - V_{GG-}}{L_G} \tag{24-5}$$

Esta ruptura de avalancha es deseable para una duración t_{w2} breve (el tiempo de ruptura de avalancha de la unión compuerta-cátodo) para barrer la mayor carga almacenada posible de la compuerta y la capa p_2. Este intervalo depende de di_G/dt, controlado por la selección de L_G y V_{GG-}. El intervalo t_{w2} debe mantenerse en menos del máximo valor especificado a fin de evitar la destrucción de la unión de compuerta-cátodo.

Al final del intervalo t_{w2} todavía hay un poco de carga almacenada excedente en las dos zonas de base (capas n_1 y p_2) del GTO. Una pequeña corriente anódica, denominada corriente anódica de cola, continúa fluyendo entre el ánodo y la compuerta de polarización negativa, lo que se debe al barrido de esta carga almacenada remanente. Esta corriente se acciona por la creciente diferencia de tensión entre el ánodo y la compuerta. El intervalo durante el cual fluye esta corriente se llama tiempo de corriente de cola del ánodo

t_{cola}. Durante la mayor parte del intervalo de cola, la tensión de la compuerta se encuentra en V_{GG-}, el valor que tendrá durante el intervalo completo en estado pasivo.

Durante el intervalo de cola, la tensión a través del GTO crece con una velocidad constante dada por

$$\frac{dv_{AK}}{dt} \approx \frac{I_o}{C_s} \tag{24-6}$$

Este intervalo contribuye a la mayor parte de las pérdidas por apagado porque es relativamente extenso y la tensión a través del GTO durante este intervalo es muy grande.

La sobretensión en la desconexión mostrada en la forma de onda de la tensión de ánodo-cátodo de la figura 24-6 se debe a la inductancia aislada en el circuito de potencia. La sobretensión del ándo-cátodo se reduce por medio de un amortiguador de sobretensión del tipo que describiremos en el capítulo 27.

24-4-4 TIEMPOS MÍNIMOS DE ESTADO ACTIVO Y PASIVO

Se recomienda mucho que el GTO no se encienda hasta que se haya apagado durante un tiempo especificado por la posibilidad de mala compartición entre las diversas islas de cátodos. Algunos portadores minoritarios excedentes permanecen en el GTO por un tiempo muy extenso, debido a los tiempos de vida largos, y estos portadores remanentes causan que las pocas islas de cátodos en las inmediaciones de los portadores tengan una mejor característica de conducción que el resto de las islas de cátodos. Por tanto, si se intenta encender antes de que todos los demás portadores se hayan recombinado o barrido, la mayoría de la corriente se conducirá por estas pocas islas (mala compartición de corriente), y la consecuencia puede ser la destrucción del dispositivo.

Del mismo modo, el GTO se debe mantener en estado activo por un periodo especificado antes de iniciar la desconexión. De nuevo, la razón es porque de lo contrario puede existir una mala compartición de corriente entre las diferentes islas de cátodos.

El diseñador del circuito también debe tomar en cuenta que los amortiguadores de encendido y apagado requieren asimismo un tiempo mínimo en estado activo y un tiempo mínimo en estado pasivo, respectivamente, para operar bien. Explicaremos esto en el capítulo 27, donde analizaremos en detalle el diseño de estos amortiguadores.

24-4-5 MÁXIMA CORRIENTE ANÓDICA CONTROLABLE

Los portadores excedentes, sobre todo los de la capa p_2, son la fuente de portadores para la corriente de compuerta negativa. Conforme crecen la corriente de compuerta negativa y la zona libre de plasma, como se diagrama en la figura 24-7, hay una acumulación de tensión sustancial a través de la unión de compuerta-cátodo, como se indica, debido al flujo lateral de corriente de compuerta en la capa p_2. La tensión a través de la unión es más grande en la periferia del cátodo más cercano al contacto de la compuerta. Si esta tensión excede la tensión de ruptura de la unión, la corriente de compuerta negativa fluye sólo en la periferia del cátodo donde ocurrió la ruptura, y no se retira nada de la carga almacenada remanente, y por ende el GTO no se apaga. Por esta razón, la tensión V_{GG-} no debe sobrepasar la tensión de ruptura de la unión de compuerta-cátodo.

La limitación sobre la tensión negativa de compuerta-cátodo significa que hay una máxima corriente de compuerta que se puede sacar del GTO. Conforme la eliminación de carga almacenada entra en su fase final, la zona de portadores excedentes se contrae y ocupa un área pequeña cerca del centro de la isla de cátodos y está a la máxima distancia del contacto con la compuerta. En estas circunstancias, la tensión inversa a través de la unión está en su valor máximo. La resistencia óhmica lateral de la figura 24-7*b*, que es una función de la geometría del dispositivo, así como el nivel de dopaje de la capa p_2 junto con la tensión de ruptura de la unión, determina cuán grande puede ser la máxima corriente negativa de la compuerta. Esto también significa que existe una máxima corriente anódica que se puede apagar, pues, según la ecuación 24-3, $I_A < \beta_{apag} I_{G.máx}$. La máxima corriente anódica controlable se da en las hojas de especificaciones del GTO de los fabricantes de dispositivos.

24-5 PROTECCIÓN DEL GTO CONTRA SOBRECORRIENTE

En un MOSFET y un BJT, una sobrecorriente accidental causa que el dispositivo salga de saturación y entre en la zona activa. El propio dispositivo limita la corriente máxima, pero aumenta la tensión a través del

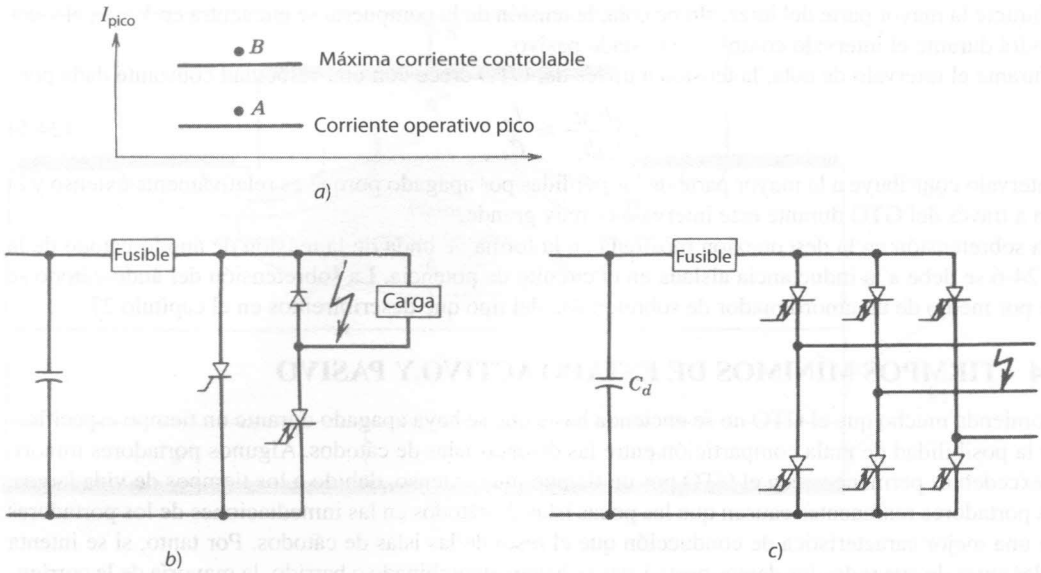


Figura 24-8
Métodos de protección contra sobrecorrientes del GTO: *a*) definición de sobrecorrientes; *b*) protección contra sobrecorrientes debido a un "cortocircuito"; *c*) protección contra sobrecorrientes mediante el encendido de todos los GTO en el puente para compartir la corriente hasta que se abra el fusible.

dispositivo. De este modo, la condición de sobrecorriente se detecta fácilmente al medir la tensión de estado activo. Las sobrecorrientes también se detectan por medio de un sensor de corriente o, en el caso del MOSFET, de un SENSEFET. Una vez detectada la sobrecorriente, los BJT y los MOSFET se protegen al apagarlos en unos cuantos microsegundos.

La protección contra sobrecorrientes de un GTO es más complicada. Como se muestra en la figura 24-8*a*, el GTO está diseñado para una corriente operativa con pico permisible menor que la máxima corriente controlable por un factor de seguridad. El sensor de corriente debe detectar la sobrecorriente en un GTO. Si la sobrecorriente detectada es menor que la máxima corriente controlable, por ejemplo, en el punto *A* de la figura 24-8*a*, el GTO se apaga por una corriente de compuerta negativa.

Sin embargo, si la sobrecorriente detectada es mayor que la máxima corriente controlable, por ejemplo, en el punto *B* de la figura 24-8*a*, un intento de apagar el GTO por medio de una corriente de puerta negativa provoca una falla del GTO. Por tanto, el GTO está protegido por la llamada técnica de cortocircuito, donde un tiristor en paralelo con el GTO, como se muestra en la figura 24-8*b*, se enciende rápidamente, lo que luego quema el fusible. Sin cortocircuito, la única manera de proteger el GTO en el circuito de la figura 24-8*b* sería un GTO de especificaciones de corriente mucho más grandes, lo que resulta muy costoso.

En el caso de una configuración trifásica, la que se muestra en la figura 24-8*c*, el cortocircuito se presenta por medio del encendido simultáneo de los seis GTO. Como vimos en el capítulo 8, en condiciones de operación normales la corriente a través del fusible está en el mismo rango que la corriente a través de un GTO. Cuando las tres patas se encienden en forma simultánea, la corriente a través del fusible se comparte por tres patas, gracias a lo cual el GTO será capaz de conducir hasta que se queme el fusible.

RESUMEN

En este capítulo analizamos la estructura y características del GTO. Éstas son las conclusiones importantes:

1. El GTO tiene la misma estructura de cuatro capas que el tiristor convencional, pero se hacen especificaciones especiales a la estructura para habilitar la compuerta y desconectar el dispositivo.
2. Las modificaciones más importantes incluyen una estructura de compuerta-cátodo interdigital con anchos pequeños de cátodo y compuerta, cortocircuitos del ánodo y un tiempo de vida más corto de los portadores en la región de deriva que en un tiristor convencional.
3. La parte de polarización directa de la característica *i-v* del GTO es la misma que la del tiristor convencional, pero el GTO con cortocircuito del ánodo tiene una capacidad de bloqueo inverso muy limitada.
4. La ganancia de desconexión del GTO no es grande (por lo general de 5 o menos), de modo que se requieren grandes pulsos de compuerta negativos para apagar el dispositivo.
5. La magnitud de corriente de compuerta negativa que se aplica está limitada por fenómenos de apiñamiento de corriente, y por tanto hay una máxima corriente anódica que se desconecta con seguridad.

6. Los requerimientos especiales de activación periódica para el GTO no sólo incluyen grandes pulsos de corriente de compuerta positivos y negativos, sino también una corriente de compuerta continua de estado activo para asegurar el encendido completo de todas las islas de cátodos.
7. Los tiristores de desconexión de la compuerta se usan casi exclusivamente para aplicaciones de media y alta potencia. Se deben usar circuitos de amortiguadores de apagado. En particular, el GTO se debe proteger contra sobrecorrientes porque la compuerta no apaga corrientes que excedan un valor máximo especificado.

PROBLEMAS

24-1 Cada isla de cátodos en el diagrama del GTO de la figura 24-1 tiene un ancho W y una longitud L. La capa p_2 tiene el espesor t y la resistividad ρ_{p2}. El GTO tiene una ganancia de desconexión de β_{apag}, N islas de cátodos conectadas en paralelo, y la unión J_3 tiene una tensión de ruptura de BV_{J3}. Elabore una expresión aproximada para la máxima corriente anódica controlable I_{AM}.

24-2 La inducción parásita L_σ en el circuito de amortiguador de apagado de la figura 24-3 causa una sobretensión a través del GTO. Estime la máxima inductancia parásita que tolera el circuito si la sobretensión no excede 1.5 V_d. Exprese la estimación en términos de los parámetros del circuito. Suponga que el circuito de amortiguador de apagado actúa como fuente de corriente constante del valor I_o durante el tiempo de caída de corriente $t_{fi} = 1$ μs.

24-3 Con el circuito de accionamiento de la figura 24-4 se apaga el GTO en el circuito de la figura 24-3. El voltaje de CC de entrada $V_d = 500$ V, la corriente de carga $I_o = 500$ A y la forma de onda de conmutación es una onda cuadrada de 1 kHz. El GTO tiene una tensión de ruptura de compuerta-cátodo $BV_{J3} = 25$ V y una ganancia de apagado $\beta_{apag} = 5$. Suponga que el voltaje negativo V_{GG-} en el circuito del accionamiento es 15 V y que el intervalo t_{gq} que se define en la figura 24-6 es igual a 5 μs. Calcule el valor requerido del inductor L_G y la magnitud del intervalo t_{w2} definido en la figura 24-6. Utilice las formas de onda aproximadas de $i_G(t)$ y $v_{AK}(t)$ que se muestran en la figura 24-6 para simplificar el análisis.

REFERENCIAS

1. S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1977, capítulo 5.
2. Notas de aplicación de tiristores, "Applying International Rectifier's Gate Turn-Off Thyristors", AN-315a, International Rectifier, El Segundo, California, 1984.
3. R. Sittig y P. Roggwiller (comps.), *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Plenum, Nueva York, 1982, pp. 91-120.
4. *SCR Manual*, 6a. ed., General Electric Company, Syracuse, Nueva York, 1979.
5. B. Jayant Baliga y D. Y. Chen (comps.), *Power Transistors: Device Design and Applications*, IEEE Press, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Nueva York, 1984, Parte II, *Gate Turn-off Thyristors/Latching Transistors*, pp. 123-189.
6. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions on Electronic Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.
7. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1988, capítulos 14-15.
8. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulos 3, 4, 8, 9.

CAPÍTULO 25

TRANSISTORES BIPOLARES DE COMPUERTA AISLADA

25-1 INTRODUCCIÓN

Los transistores bipolares de efecto de campo y MOSFET tienen características que se complementan en algunos aspectos. Los BJT tienen pérdidas de conducción más bajas en estado activo, sobre todo en dispositivos con mayores tensiones de bloqueo, pero tienen también tiempos de conmutación más largos, en particular durante la desconexión. Los MOSFET se encienden y apagan mucho más rápido, especialmente en dispositivos especificados para mayores tensiones de bloqueo (algunos cientos de voltios y mayores). Estas observaciones motivaron la combinación de BJT y MOSFET en forma monolítica sobre el mismo chip de silicio para obtener un circuito o quizá incluso un nuevo dispositivo que conjuntara las mejores cualidades de ambos tipos de dispositivos.

Así, se fabricó el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, del inglés *insulated gate bipolar transistor*), ahora el dispositivo preferido para la mayoría de las aplicaciones nuevas. Otros nombres de este dispositivo son GEMFET, COMFET (transistor de efecto de campo modulado por conductividad), IGT (transistor de compuerta aislada) y MOSFET de modo bipolar o transistor MOS bipolar. En este capítulo describimos la estructura básica y operación física del IGBT así como las limitaciones operativas de este nuevo dispositivo.

25-2 ESTRUCTURA BÁSICA

La sección transversal vertical de un IGBT genérico de n canales se muestra en la figura 25-1a. Esta estructura es muy parecida a la del MOSFET de difusión vertical de la figura 22-1. La diferencia principal es la presencia de la capa p^+ que forma el drenaje del IGBT. Esta capa forma una unión pn (marcada con J_1 en la figura) que inyecta portadores minoritarios en lo que parece la zona de drenaje del MOSFET vertical. La compuerta y fuente del IGBT están dispuestas en una geometría interdigitada parecida a la del MOSFET vertical.

Los niveles de dopaje en cada capa del IGBT son similares a los de las capas comparables de las estructuras verticales del MOSFET, excepto en la zona del cuerpo, como explicaremos después. También es factible fabricar IBGT de canal p, al cambiar el tipo de dopaje en cada capa del dispositivo.

En la figura 25-1a se muestra que la estructura del IGBT tiene un tiristor parásito. El encendido de este tiristor no es deseable, y varios detalles estructurales de una geometría práctica de un IGBT, sobre todo en la zona del cuerpo del tipo p que forma las uniones J_2 y J_3, son diferentes de la geometría simple que se muestra en la figura 25-1a para minimizar la posible activación de este tiristor. Analizaremos estos cambios estructurales en secciones posteriores de este capítulo. El IGBT no retiene la extensión de la metalización de la fuente sobre la zona del cuerpo que también se usa en MOSFET de potencia, como se ilustra en la figura 22-1. El cortocircuito de cuerpo-fuente en el IGBT reduce la posibilidad de encendido del tiristor parasítico, como explicaremos después.

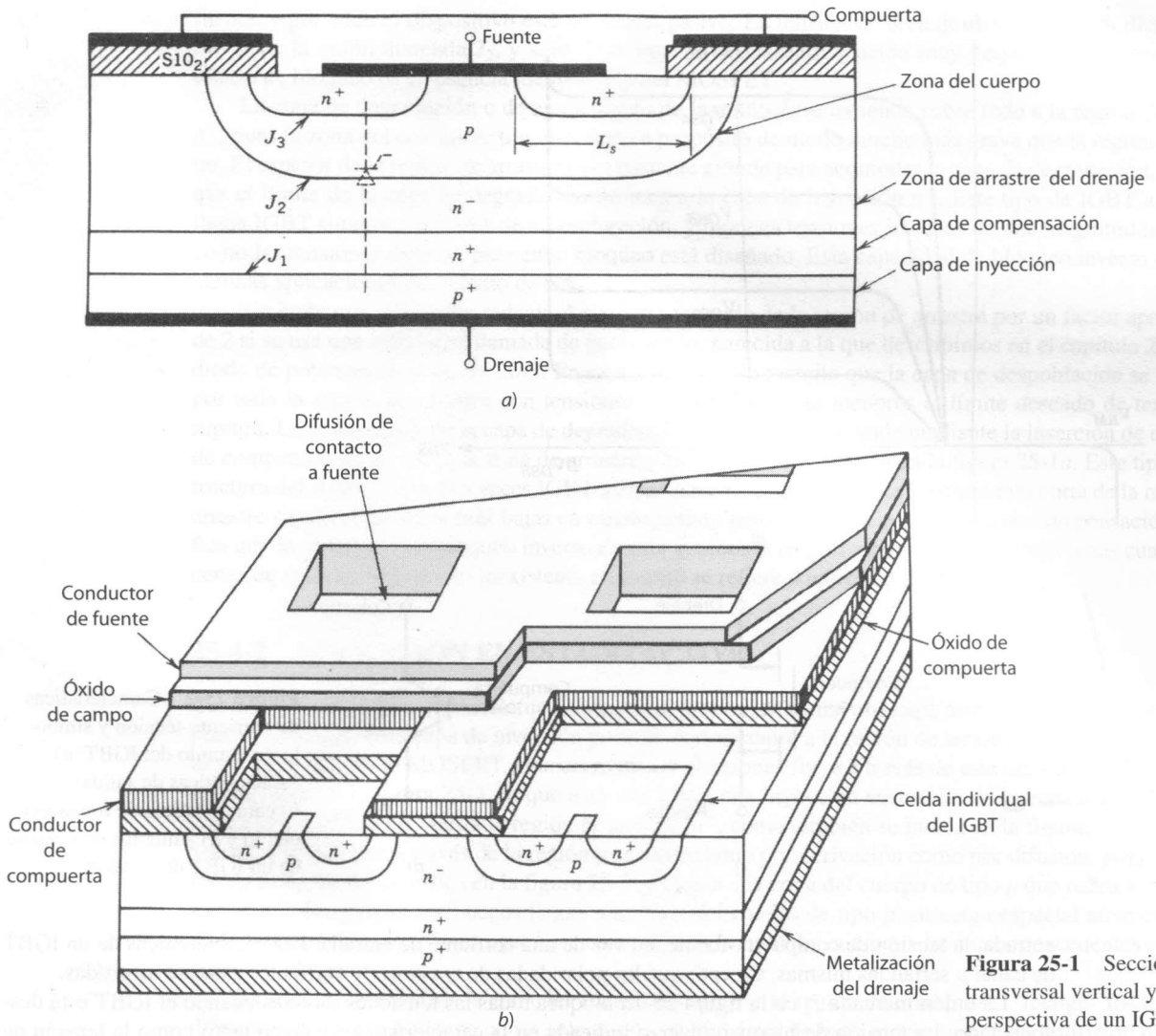


Figura 25-1 Sección transversal vertical y perspectiva de un IGBT.

La capa de compensación n^+ entre el contacto de drenaje p^+ y la capa de arrastre n^- no es esencial para la operación del IGBT, y algunos IGBT se fabrican sin ella (algunas veces se denominan NPT-IGBT, es decir, IGBT de no perforación, mientras que los que tienen esta capa intermedia se denominan PT-IGBT: IGBT de perforación). Si se selecciona bien la densidad de dopaje y el espesor de esta capa, su presencia mejora la operación del IGBT en forma considerable. Veremos la influencia de la capa de compensación en las características del IGBT en una sección posterior de este capítulo.

Un símbolo de circuito para un IGBT de canal *n* se muestra en la figura 25-2*c*. Las puntas de flecha tendrían una dirección contraria en un IGBT de canal *p*. Este símbolo es en esencia el mismo que el de un MOSFET de canal *n*, pero la punta de flecha en el cable de drenaje apunta hacia el interior del cuerpo del dispositivo, lo que indica el contacto inyector. En la comunidad de ingeniería existe un desacuerdo acerca del símbolo y nomenclatura correctos para el IGBT. Algunos prefieren considerar el IGBT básicamente un BJT con la entrada de compuerta de un MOSFET, y por tanto prefieren el símbolo modificado del BJT para el IGBT de la figura 25-2*d*. Este dispositivo simbólico tiene un colector y emisor en lugar de un drenaje y una fuente. Adoptamos el símbolo y la nomenclatura de la figura 25-2*c*.

25-3 CARACTERÍSTICAS *I-V*

Las características *i-v* de un IGBT de canal *n* se muestran en la figura 25-2*a*. En el sentido directo, son cualitativamente similares a las de un BJT de nivel lógico, excepto que el parámetro de control es un voltaje de

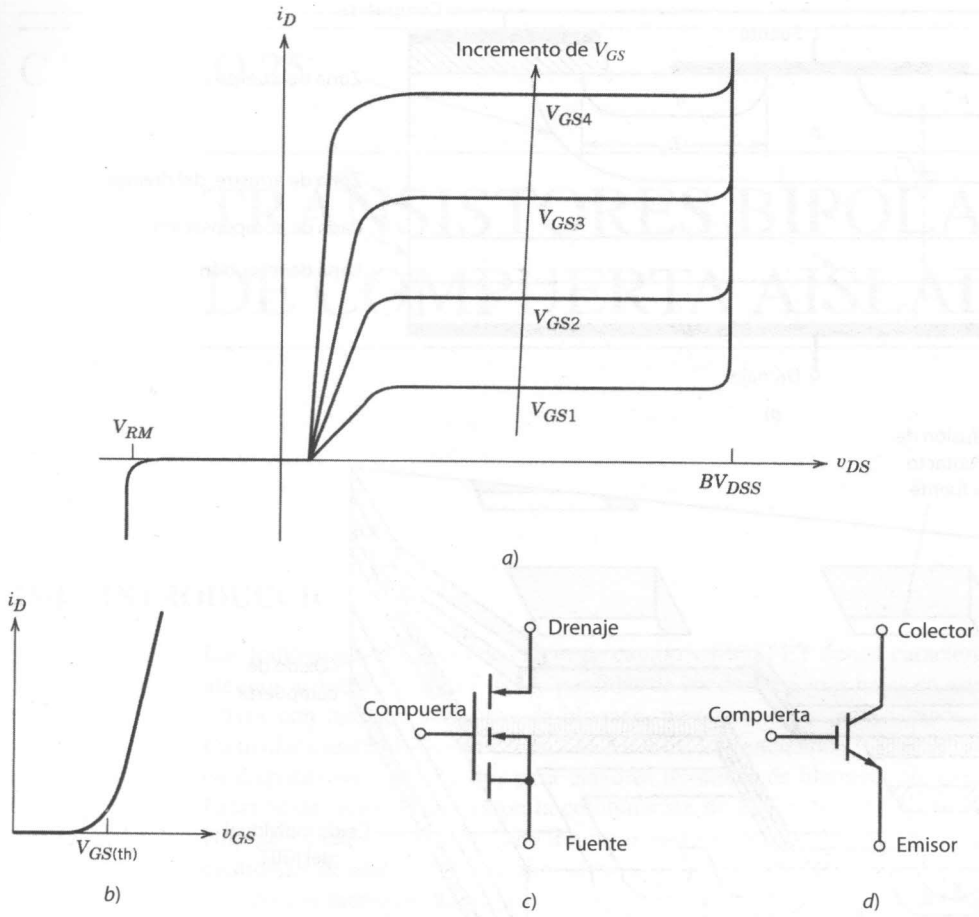


Figura 25-2 Características de corriente-tensión y símbolo de circuito del IGBT: *a*) características de salida; *b*) características de transferencia; *c*) y *d*) símbolos de circuito de un IGBT de canal *n*.

entrada, la tensión de compuerta-fuente, en vez de una corriente de entrada. Las características de un IGBT de canal *p* serían las mismas, excepto que las polaridades de tensiones y corrientes estarían invertidas.

La unión marcada J_2 en la figura 25-1*a* bloquea todas las tensiones directas cuando el IGBT está desconectado. La tensión de bloqueo inverso indicada en la característica *i-v* crece tanto como la tensión de bloqueo directo si el dispositivo se fabrica sin la capa de compensación n^+. Esta capacidad de bloqueo inverso es útil en algunos tipos de aplicaciones de circuitos de CA. La unión marcada J_1 en la figura 25-1*a* es la unión de bloqueo inverso. Sin embargo, si se usa una capa de compensación n^+ en la construcción del dispositivo, la tensión de ruptura de esta unión disminuye en forma significativa a unas cuantas decenas de voltios, debido al fuerte dopaje ahora presente en ambos lados de esta unión, y el IGBT ya no tiene ninguna capacidad de bloqueo inverso.

La curva de transferencia i_D-v_{GS} de la figura 25-2*b* es idéntica a la del MOSFET de potencia. La curva es razonablemente lineal a través de la mayor parte del rango de corriente de drenaje, y se vuelve no lineal sólo con corrientes de bajo drenaje, donde la tensión de compuerta-fuente se aproxime al umbral. Si v_{GS} es menor que el voltaje de umbral $V_{GS(th)}$, el IGBT está en estado pasivo. El máximo voltaje que se debe aplicar a las terminales de compuerta-fuente suele estar limitado por la corriente de drenaje máxima que se debe permitir fluir en el IGBT, como analizaremos en la sección 25-7.

25-4 FÍSICA DE OPERACIÓN DEL DISPOSITIVO

25-4-1 OPERACIÓN EN ESTADO DE BLOQUEO

Como el IGBT es básicamente un MOSFET, la tensión de compuerta-fuente controla el estado del dispositivo. Cuando v_{GS} es menor que $V_{GS(th)}$, no se crea ninguna capa de inversión para conectar el drenaje a la

fuente, y por ende el dispositivo está en estado pasivo. La tensión de drenaje-fuente aplicada disminuye a través de la unión marcada J_2, y sólo fluye una corriente de disipación muy pequeña. Esta operación en estado de bloqueo es en esencia idéntica a la del MOSFET.

La zona de degradación o de agotamiento de la unión J_2 se extiende sobre todo a la región de arrastre n^-, pues la zona del cuerpo de tipo p se dopa a propósito de modo mucho más grave que la región de arrastre. El espesor de la región de arrastre es lo bastante grande para acomodar la capa de degradación, de modo que el límite de la capa de degradación no toca a la capa de inyección p^+. Este tipo de IGBT a veces se llama IGBT simétrico o IGBT de no perforación, y bloquea tensiones inversas de una magnitud tan grande como las tensiones directas para cuyo bloqueo está diseñado. Esta capacidad de bloqueo inverso es útil en algunas aplicaciones de circuito de CA.

Sin embargo, es posible reducir el espesor requerido de la región de arrastre por un factor aproximado de 2 si se usa una estructura llamada de perforación, parecida a la que describimos en el capítulo 20 para el diodo de potencia de la figura 20-3. En esta geometría se permite que la capa de despoblación se extienda por toda la región de arrastre con tensiones significativamente menores al límite deseado de tensión de ruptura. La penetración de la capa de degradación a la capa p^+ se impide mediante la inserción de una capa de compensación n^+ entre la zona de arrastre y la zona p^+, como se ve en la figura 25-1*a*. Este tipo de estructura del IGBT se llama a veces IGBT asimétrica o de perforación. La longitud más corta de la región de arrastre significa pérdidas más bajas en estado activo, pero la presencia de la capa de compensación significa que la capacidad de bloqueo inverso de esta geometría de perforación será muy baja (unas cuantas decenas de voltios) y por tanto inexistente en cuanto se refiere a aplicaciones de circuito.

25-4-2 OPERACIÓN EN ESTADO ACTIVO

Cuando la tensión de compuerta-fuente excede el umbral, se forma una capa de inversión debajo de la compuerta del IGBT. Esta capa de inversión pone en cortocircuito a la región de arrastre n^- de la zona de fuente n^+, igual que en el MOSFET. Una corriente de electrones fluye a través de esta capa de inversión, como se diagrama en la figura 25-3, lo que a su vez causa una inyección sustancial de huecos desde la capa de contacto del drenaje p^+ hasta la región de arrastre n^-, como también se indica en la figura. Los huecos inyectados se mueven a través de la región de arrastre tanto por derivación como por difusión, por una multitud de rutas, como se indica en la figura 25-3, y llegan a la zona del cuerpo de tipo p que rodea a la zona de fuente n^+. Tan pronto los huecos llegan a la zona del cuerpo de tipo p, su carga espacial atrae electrones de la metalización de la fuente que hace contacto con la zona del cuerpo, y los huecos excedentes se recombinan rápidamente.

La unión formada por la zona del cuerpo de tipo p y la región de arrastre n^- "recoge" los huecos de difusión y por tanto funciona como colector de un transistor de base espesa *pnp*. Este transistor, diagramado en la figura 25-3*b*, tiene la capa de drenaje de contacto p^+ como emisor, una base compuesta por la región de arrastre n^- y un colector formado por la zona de cuerpo del tipo p. A partir de esta descripción se puede desarrollar un circuito equivalente para modelar la operación del IGBT, lo que se muestra en la figura 25-4*a*. Este circuito modela el IGBT como un circuito Darlington con el transistor *pnp* como transistor principal y el MOSFET como dispositivo de accionamiento. La parte del MOSFET del circuito equivalente también se diagrama en la figura 25-4*a*, junto con la parte del BJT. La resistencia entre la base *pnp* y el drenaje del MOSFET representa la resistencia de la región de arrastre n^-.

A diferencia del circuito Darlington convencional, el MOSFET de accionamiento en el circuito equivalente del IGBT lleva la mayor parte de la corriente total de terminal. Esta división desigual del flujo de la corriente total es deseable por razones que tienen que ver con el encendido potencial del tiristor parásito, tema que abordaremos en breve. En esta situación, el voltaje de estado activo $V_{DS(\text{enc})}$, con el circuito equivalente de la figura 25-4*a*, se expresa como

$$V_{DS(\text{enc})} = V_{J1} + V_{\text{deriva}} + I_D R_{\text{canal}} \tag{25-1}$$

La caída de tensión a través de la unión J_1 es una caída de tensión de polarización directa normal a través de una unión *pn*, la cual depende en forma exponencial de la corriente y en cuyo primer orden tiene un valor constante aproximado de 0.7 a 1.0 V. La caída a través de la región de arrastre se parece a la que se desarrolla a través de la región de arrastre en una unión *pn* de alta potencia; es aproximadamente constante y una ecuación parecida a la ecuación 20-13 del capítulo 20 da una aproximación de ella. La tensión V_{deriva} es mucho menor en el IGBT que en el MOSFET debido a la modulación por conducción de la región de

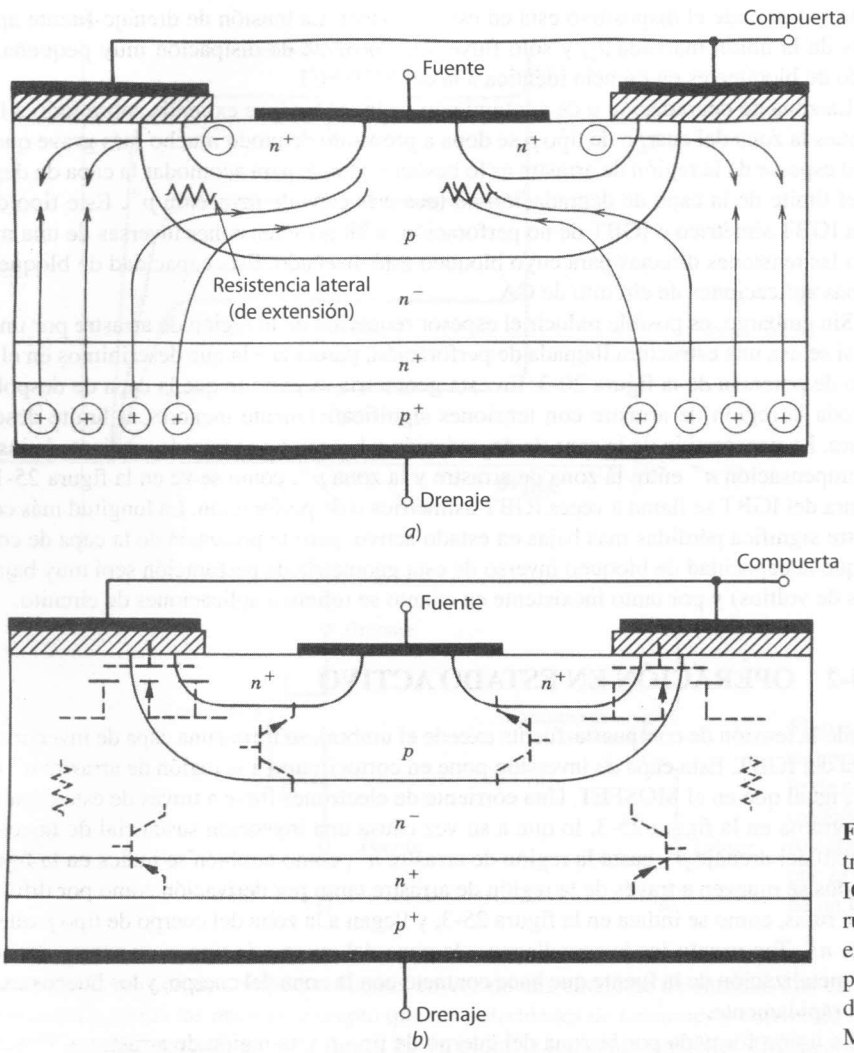


Figura 25-3 Sección transversal vertical de un IGBT que muestra *a*) las rutas de flujo de corrientes en estado activo y *b*) las partes operativas efectivas de la estructura del MOSFET y del BJT.

arrastre, y esto hace que la tensión general en estado activo del IGBT sea mucho menor que la de un MOSFET de potencia comparable. El uso de la estructura de perforación también ayuda a mantener a V_{deriva} pequeño. La caída de tensión a través del canal se debe a la resistencia óhmica del canal y se asemeja a la caída comparable en el MOSFET de potencia que analizamos en el capítulo 22.

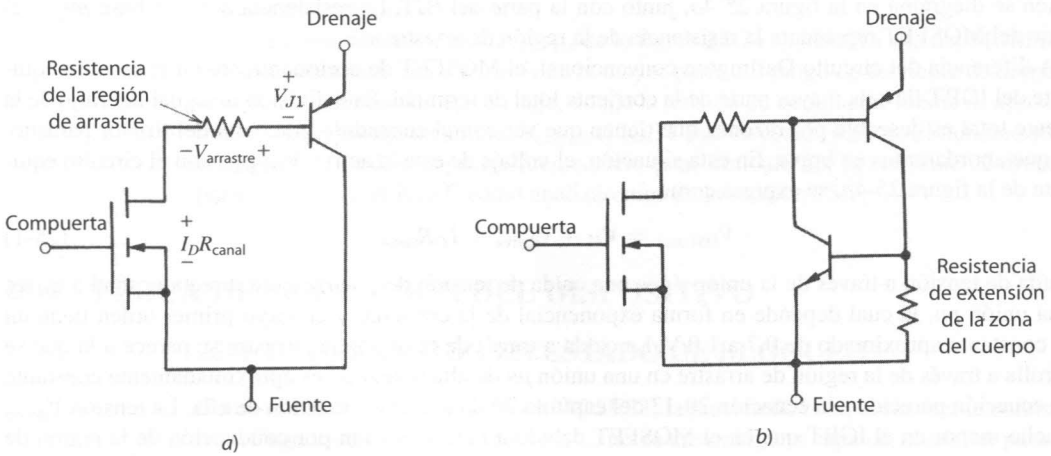


Figura 25-4 Circuitos equivalentes para el IGBT: *a*) circuito equivalente aproximado para condiciones normales de operación; *b*) circuito equivalente más completo que muestra los transistores que componen el tiristor parasítico.

25-5 EL LATCHUP EN IGBT

25-5-1 CAUSAS DEL LATCHUP

Las rutas que recorren los huecos inyectados en la región de arrastre (o transistor *pnp*) son cruciales para la operación del IGBT. Un componente de la corriente de huecos viaja por rutas de líneas muy rectas directamente a la metalización de la fuente. Sin embargo, la mayoría de los huecos es atraída a la cercanía de la capa de inversión por la carga negativa de los electrones en la capa. Esto produce un componente de la corriente de huecos que viaja lateralmente a través de la capa del cuerpo de tipo *p*, como se diagrama en la figura 25-3*a*. Este flujo de corriente lateral desarrolla una caída de tensión lateral en la resistencia óhmica de la capa del cuerpo (modelado como la resistencia de extensión en la figura 25-3*a*), como se indica en la figura. Esto tiende a polarizar en forma directa la unión n^+p (marcada como J_3 en la figura 25-1*a*), en que la tensión más grande a través de la unión se presenta donde la capa de inversión se junta con la fuente n^+.

Si el voltaje es lo bastante grande, ocurre una inyección sustancial de electrones desde la fuente hasta la zona del cuerpo, y se enciende el transistor parásito *npn* de la figura 25-3*b*. Si esto ocurre, se encienden tanto el transistor *npn* como el *pnp*, y por ende se enclava el tiristor parásito y se presenta el latchup. Para un IGBT dado con una geometría especificada hay un valor crítico de corriente de drenaje que causa una caída de tensión lateral lo bastante grande para activar el tiristor. Por esta razón, el fabricante del dispositivo especifica la corriente de drenaje pico permisible I_{DN} que fluye sin que se presente el latchup. También existe un voltaje de compuerta-fuente correspondiente que permite que esta corriente fluya y que no se debe exceder.

Una vez que el IGBT está en latchup, la compuerta ya no tiene control alguno de la corriente de drenaje. La única forma de apagar el IGBT en esta situación es por medio de la conmutación forzada de la corriente, exactamente igual que para un tiristor convencional. Si el latchup no se termina rápido, el IGBT se destruye por la excesiva disipación de potencia. Un circuito equivalente más completo que incluye el transistor parasítico *npn* y la resistencia de extensión de la capa del cuerpo se muestra en la figura 25-4*b*.

La descripción del latchup que acabamos de presentar es el llamado modo de latchup estático, porque ocurre cuando el estado activo continuo excede un valor crítico. Por desgracia, en condiciones dinámicas, cuando el IGBT conmuta de encendido a apagado, puede enclavarse en valores de corriente de drenaje menores que el valor de corriente estática. Consideremos el IGBT incorporado en el circuito de un convertidor reductor. Cuando se apaga el IGBT, la parte de MOSFET del dispositivo se apaga rápidamente, y la parte de la corriente total del dispositivo que lleva se va a cero. Hay una acumulación rápida de tensión de drenaje-fuente correspondiente, como describiremos en detalle en la siguiente sección, que se debe soportar a través de la unión de deriva-cuerpo J_2. Esto genera una expansión rápida de la zona de degradación debido a su bajo dopaje. Esto incrementa al factor de transporte α_{pnp} del transistor *pnp*, lo que significa que una fracción mayor de los huecos inyectados a la región de arrastre sobrevive la travesía de la región de arrastre y se recolecta por la unión J_2. Así, aumenta la magnitud del flujo de la corriente lateral de huecos, y por tanto, también la tensión lateral. Como consecuencia, se cumplirán las condiciones para el latchup a pesar de que la corriente de estado activo antes del inicio de la desconexión haya sido inferior al valor estático necesario para el latchup. El valor de I_{DM} especificado por el fabricante del dispositivo suele referirse al modo de trabado dinámico.

25-5-2 CÓMO EVITAR EL LATCHUP

Hay varias medidas con las que el usuario del dispositivo puede evitar el latchup y el fabricante puede incrementar la corriente crítica necesaria para iniciar el latchup. El usuario tiene la responsabilidad de diseñar circuitos que reduzcan la posibilidad de sobrecorrientes en exceso de I_{DM}. Sin embargo, es imposible eliminar esta posibilidad por completo. Otra medida es desacelerar el IGBT en la desconexión de modo que también se desacelere la velocidad de crecimiento de la zona de degradación hacia la región de arrastre y los huecos presentes en la región de arrastre tengan más tiempo para la recombinación, lo que reduce el flujo de corriente lateral en la zona del cuerpo de tipo *p* durante la desconexión. El incremento del tiempo de desconexión se logra fácilmente mediante un mayor valor de resistencia de compuerta en serie R_g, como explicaremos en la siguiente sección.

El fabricante del dispositivo pretende incrementar el umbral de la corriente de latchup I_{DM} por medio de la disminución de la resistencia de extensión del cuerpo en el circuito equivalente de la figura 25-4*b*. Esto se hace de diferentes formas. Primero, el ancho lateral de las zonas de fuente, marcado L_s en la figura 25-1*a*,

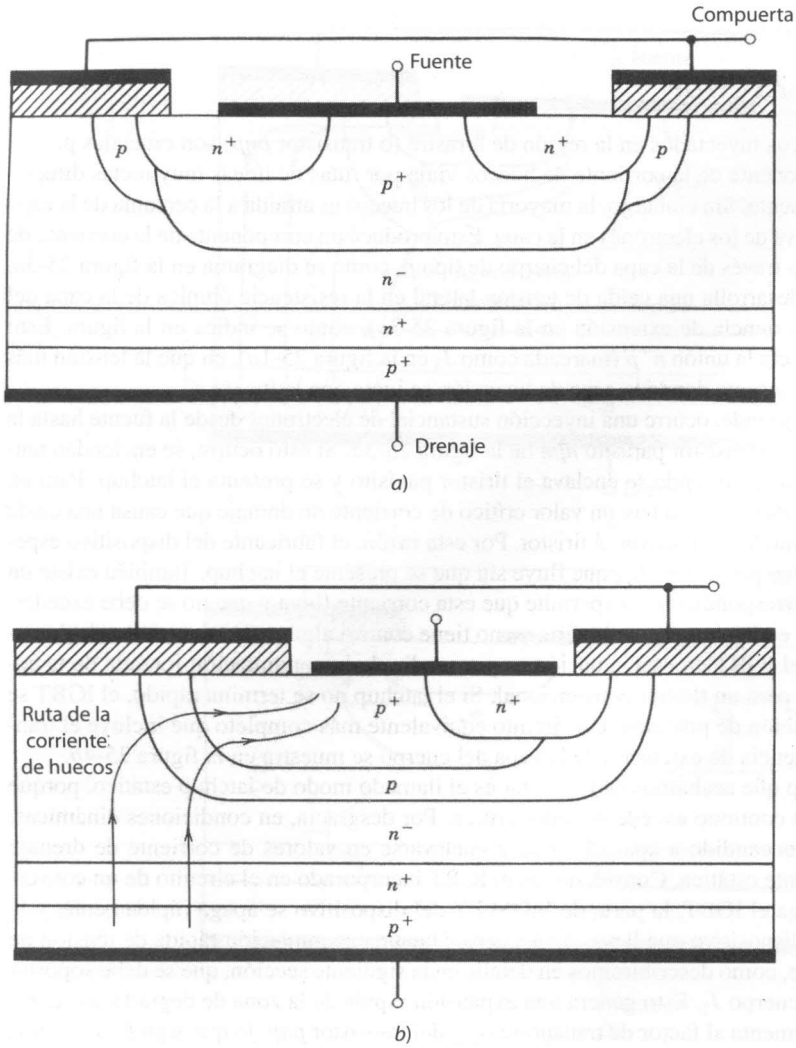


Figura 25-5 IGBT con zonas de cuerpo-fuente modificadas para disminuir la resistencia de expansión de modo que se incremente el umbral de corriente de drenaje para el latchup: *a*) modificación de la zona del cuerpo mediante un dopaje más fuerte y mayor profundidad para bajar la resistencia de expansión; *b*) IGBT modificado con una estructura de bypass de la corriente de huecos para reducir la resistencia de expansión.

se mantiene en el absoluto mínimo consistente con otros requisitos. En segundo término, la región del cuerpo de tipo p a menudo se encuentra particionada en dos zonas separadas de niveles diferentes de densidad de dopaje de aceptores, como se ilustra en la figura 25-5*a*. La zona del canal donde se forma la capa de inversión está dopada de manera moderada, es decir, en el orden de 10^{16} cm^{-3}, y la profundidad de la zona p no es mayor que la zona de fuente n^+. La otra parte de la capa del cuerpo debajo de las zonas de fuente n^+ se dopa de manera mucho más fuerte, en el orden de 10^{19} cm^{-3}, y se hace mucho más espesa (o, de manera equivalente, más profunda). Esto hace que la resistencia lateral sea mucho más pequeña, debido tanto a la mayor área de sección transversal como a la mayor conductividad.

Otra posible modificación de la capa del cuerpo se muestra en la figura 25-5*b*, donde se elimina una de las zonas de fuente de la celda básica del IGBT. Esto permite que la corriente de huecos se recoja por el lado completo de la celda donde se retiró la fuente. Esta estructura de huecos, llamada de bypass, en efecto proporciona una ruta alterna para el componente de corriente de huecos que no tiene que fluir lateralmente debajo de la zona de fuente. Esta geometría es muy eficaz para elevar el umbral de trabado, pero a expensas de reducir la trasconductancia del IGBT, pues el ancho efectivo de la compuerta se reduce por la pérdida de la segunda zona de fuente en la celda básica.

Con estas acciones, el problema del latchup en los IGBT se reduce de manera considerable. Los IGBT modernos son en esencia resistentes al latchup.

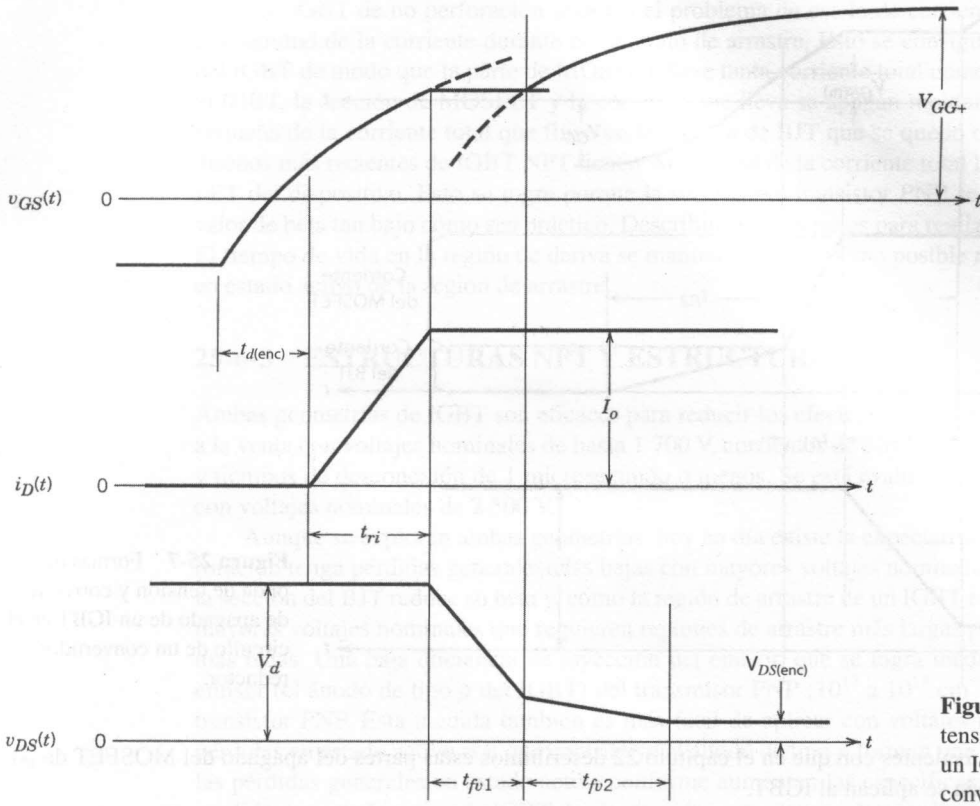


Figura 25-6 Formas de onda de tensión y corriente de encendido de un IGBT en el circuito de un convertidor reductor.

25-6 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

25-6-1 TRANSITORIO DE ENCENDIDO

Las formas de corriente y tensión para el encendido de un IGBT integrado en el circuito de un convertidor reductor similar al de la figura 22-10 para el MOSFET se muestran en la figura 25-6. Las partes del encendido de las formas de onda se asemejan a las del MOSFET de potencia de la figura 22-11, del capítulo 22. El parecido es de esperarse, pues el IGBT actúa en esencia como un MOSFET durante la mayor parte del intervalo de encendido. Los mismos circuitos equivalentes con que analizamos en el capítulo 22 las formas de onda de encendido del MOSFET también sirven para calcular las características de encendido del IGBT.

El intervalo t_{fv2} que se observa en la forma de onda de tensión de drenaje-fuente del MOSFET en la figura 22-11 también suele presentarse en la forma de onda de tensión de drenaje-fuente del IGBT. Dos factores contribuyen al intervalo t_{fv2} en la forma de onda del IGBT. En primer lugar, la capacitancia de drenaje-fuente C_{gd} se incrementa en la parte de MOSFET del IGBT con tensiones de drenaje-fuente bajas, en forma similar al caso de los MOSFET de potencia. En segundo lugar, la parte de transistores *pnp* del IGBT atraviesa la zona activa a su estado activo (saturación dura) con más lentitud que la parte de MOSFET del IGBT. Sólo hasta que el transistor *pnp* está encendido por completo se obtiene el beneficio total de la modulación por conductividad de la zona de drenaje-arrastre, y por tanto el voltaje a través del IGBT no cae a su valor final de estado activo.

25-6-2 TRANSITORIO DE APAGADO

Las formas de corriente y tensión del IGBT en el circuito de un convertidor reductor se muestran en la figura 25-7. La secuencia observada de un aumento en el voltaje de drenaje-fuente hasta su valor de estado de bloqueo antes de cualquier disminución de la corriente de drenaje es idéntica a la de todos los dispositivos que se usan en el circuito de un convertidor reductor. Los intervalos iniciales, el tiempo de retraso de apagado $t_{d(apag)}$ y el tiempo de subida de voltaje t_{rv} se determinan por la parte de MOSFET del IGBT. Los

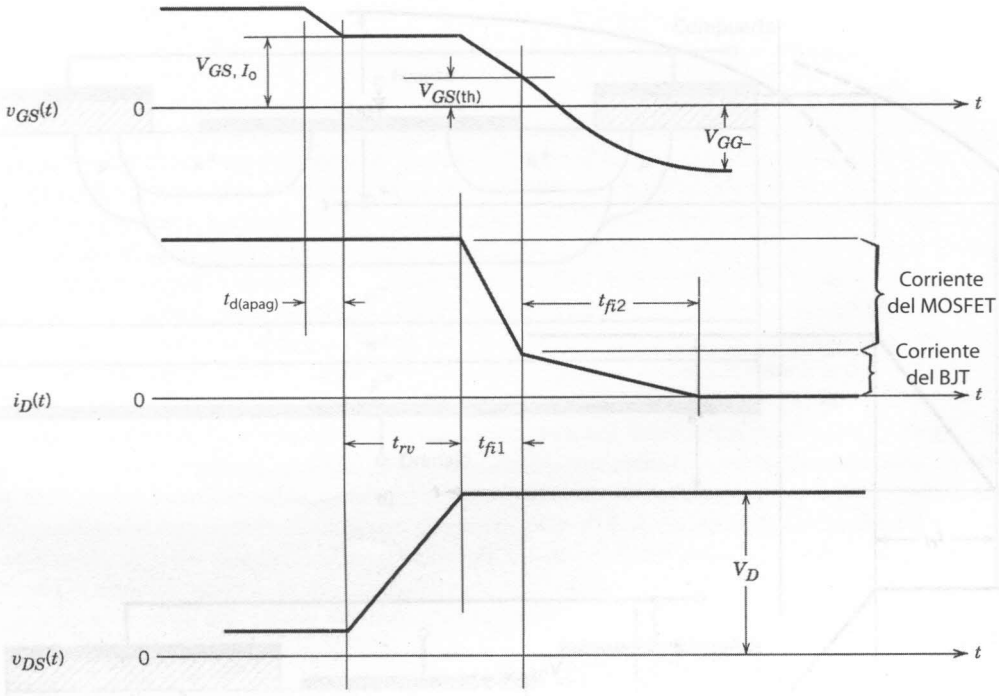


Figura 25-7 Formas de onda de tensión y corriente de apagado de un IGBT en el circuito de un convertidor reductor.

circuitos equivalentes con que en el capítulo 22 describimos estas partes del apagado del MOSFET de potencia también se aplican al IGBT.

La diferencia principal entre el apagado del IGBT y el del MOSFET se observa en la forma de onda de la corriente de drenaje, donde hay dos intervalos distintos. La caída rápida durante el intervalo t_{fi1} corresponde a la desconexión de la sección de MOSFET del IGBT. La "estela o cola" de la corriente de drenaje durante el segundo intervalo t_{fi2} se debe a la carga almacenada en la región de arrastre n^-. Como la parte de MOSFET está apagada y no se aplica ninguna tensión inversa a las terminales del IGBT que generen una corriente de drenaje negativa, no es posible eliminar la carga almacenada por medio de un barrido de portadores.

La única manera de retirar estos portadores excedentes es la recombinación dentro de un IGBT. Como es deseable que el tiempo de vida de los portadores excedentes en esta zona sea grande para que la caída de tensión en estado activo sea baja, la duración del intervalo t_{fi2} en el apagado será correspondientemente larga. Sin embargo, un intervalo t_{fi2} largo es indeseable, porque la disipación de potencia en este intervalo será grande, pues la tensión de drenaje-fuente está en su valor de estado inactivo. Este tiempo aumenta con la temperatura, igual que el tiempo de estela en un BJT de potencia. Así, se debe compensar entre las pérdidas en estado activo y los tiempos más rápidos de apagado en el IGBT, los cuales son muy similares a los de dispositivos de portadores minoritarios, como BJT, tiristores, diodos, etc. Con la irradiación de electrones del IGBT suele configurarse el tiempo de vida de los portadores en la región de arrastre para el valor deseado.

Con los IGBT de perforación se pretende reducir el problema de estela de corriente mediante el recorte de la duración del tiempo de estela. Esto se logra por medio de la capa del búfer n^+ que ya describimos y se muestra en la figura 25-1. Esta capa está diseñada para tener un tiempo de vida de portadores excedentes mucho más corto que la región de arrastre n^-, y por tanto la capa del búfer actúa como un disipador para huecos excedentes. La mayor velocidad de recombinación de los huecos en la capa del búfer establece una pendiente de densidad de huecos en la región de arrastre n^- durante la desconexión que causa un flujo grande de huecos en difusión hacia la capa del búfer en una manera análoga a los cortocircuitos anódicos en el GTO. Esto intensifica de manera considerable la velocidad de remoción de huecos de la región de arrastre y por tanto recorta el intervalo t_{fi2}. La capa del búfer es relativamente delgada y está muy dopada, por lo que las pérdidas óhmicas en ella son insignificantes en estado activo cuando fluyen grandes corrientes a través del IGBT. La capa del búfer permite que la región de arrastre se reduzca por un factor máximo de dos para IGBT NPT (de no perforación). Por tanto, las pérdidas en estado activo en la región de arrastre de un dispositivo PT deben ser más bajas que las pérdidas de un dispositivo NPT comparable (con el mismo voltaje nominal y el mismo tiempo de vida de portadores de la región de arrastre).

Los IGBT de no perforación abordan el problema de estela de corriente mediante la disminución de la magnitud de la corriente durante el intervalo de arrastre. Esto se consigue por medio de la designación del IGBT de modo que la parte de MOSFET lleve tanta corriente total como sea posible. Cuando se apaga el IGBT, la sección de MOSFET y la corriente que lleva se apagan rápidamente, y sólo dejan la fracción pequeña de la corriente total que fluye en la sección de BJT que se quedó como corriente de arrastre. Los diseños más recientes de IGBT NPT tienen 90% o más de la corriente total llevada por la sección de MOSFET del dispositivo. Esto se logra porque la sección del transistor PNP se diseña de modo que tenga un valor de beta tan bajo como sea práctico. Describiremos los pasos para realizar esto en la siguiente sección. El tiempo de vida en la región de deriva se mantiene en el máximo posible a fin de minimizar las pérdidas en estado activo de la región de arrastre.

25-6-3 ESTRUCTURAS NPT Y ESTRUCTURAS PT

Ambas geometrías de IGBT son eficaces para reducir los efectos de la corriente de estela. Los IGBT están a la venta con voltajes nominales de hasta 1 700 V, corrientes de estado activo de varios cientos de amperes y tiempos de desconexión de 1 microsegundo o menos. Se está evaluando la posibilidad de fabricar IGBT con voltajes nominales de 2 500 V.

Aunque se exploran ambas geometrías, hoy en día existe la expectativa de que la geometría de no perforación tenga pérdidas generales más bajas con mayores voltajes nominales. Un ancho grande de base en la sección del BJT reduce su beta y, como la región de arrastre de un IGBT es la base del transistor PNP, los mayores voltajes nominales que requieren regiones de arrastre más largas permiten en forma natural betas más bajas. Una baja eficiencia de inyección del emisor, que se logra mediante un dopaje más ligero del emisor (el ánodo de tipo p del IGBT) del transmisor PNP (10^{17} a 10^{18} cm^{-3}), también reduce el beta o el transistor PNP. Esta medida también es más fácil de aplicar con voltajes nominales mayores porque las pérdidas en estado activo con que contribuye el ánodo de tipo p forman una parte cada vez más pequeña de las pérdidas generales en estado activo conforme aumentan las especificaciones de voltaje del IGBT. Las pérdidas en estado activo de IGBT de alta tensión están dominadas por las pérdidas del canal del MOSFET y por las pérdidas de la región de arrastre, que enmascaran por completo cualquier pequeño incremento de la resistencia óhmica del ánodo de tipo p debido a sus menores niveles de dopaje.

Con voltajes nominales más bajos, de 1 000 a 1 200 V y menores, la geometría de perforación parece tener pérdidas generales en estado activo más bajas en comparación con la estructura de no perforación, debido a las razones mencionadas. Las medidas necesarias para mantener el beta de la sección de BJT deseablemente bajo en estructuras de NPT no son tan eficaces como en voltajes nominales más altos. Se espera que la estructura de perforación tenga problemas más graves con la ruptura de avalancha conforme el voltaje nominal aumente a más del rango de 1 000 a 1 200 V. Dos factores apoyan esta expectativa.

Primero, el BJT en un dispositivo de perforación tiene un beta más alto porque la región de arrastre y por tanto la base del BJT es más pequeña en comparación con una geometría NPT de especificaciones similares. Los betas más grandes permiten capacidades de tensiones de ruptura reducidas (recuerde el análisis del capítulo 21 referente a la reducción de BV_{CEO} en comparación con BV_{CBO} conforme se incrementa beta). En segundo lugar, el análisis detallado (que trasciende el alcance de este texto) indica que, en estado de bloqueo, el dispositivo PT tiene un campo eléctrico más grande (por casi un factor de dos) en la unión de bloqueo en comparación con una geometría similar de NPT. Como ambos tipos de dispositivos están destinados a la operación de tensión alta, el campo eléctrico en la estructura de PT alcanza magnitudes de ruptura con tensiones de ruptura más bajas con tensiones de bloqueo asimismo más bajas que la estructura de NPT.

Estas consideraciones apoyan la expectativa de que ambas geometrías se empleen en generaciones futuras de diseños de IGBT. Algunos fabricantes de dispositivos incluso cuestionan que las estructuras de PT sean la mejor opción para voltajes nominales mayores futuros (más de 1 700 V), y planean geometrías de PT para estos voltajes nominales mayores.

25-7 *LÍMITES DE DISPOSITIVOS Y AOS*

La máxima corriente de drenaje I_{DM} se establece de manera que se evite el latchup y por ende los problemas con la conexión de dos cables desde el chip hasta la carcasa, o en metalizaciones de películas delgadas. También existe un máximo voltaje de compuerta-fuente permisible $V_{GS(máx)}$. El valor de este voltaje se de-

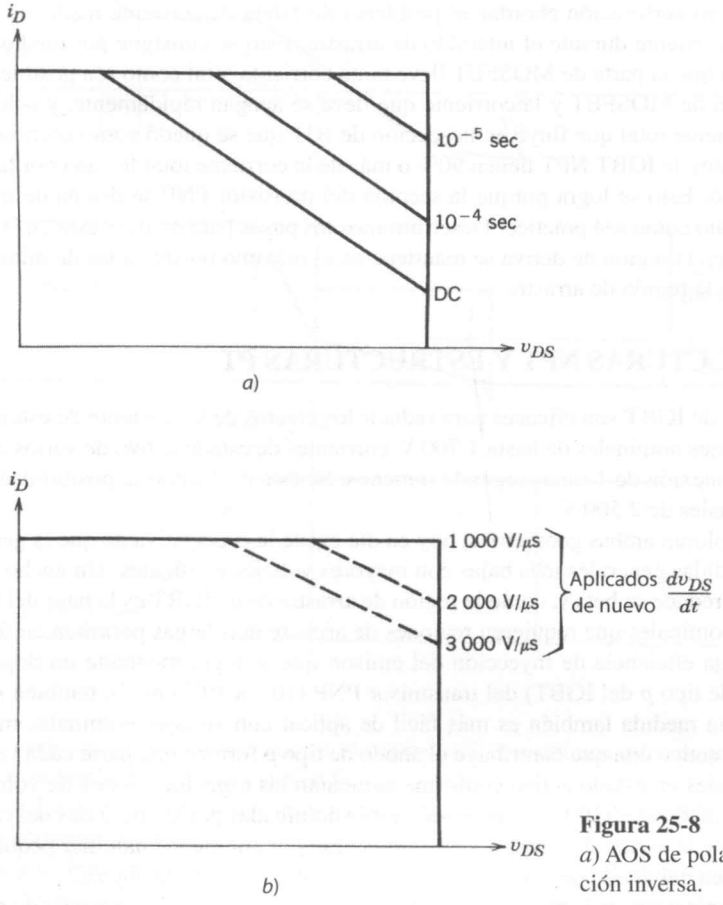


Figura 25-8 Áreas de operación segura de un IGBT: *a*) AOS de polarización directa; *b*) AOS de polarización inversa.

termina por consideraciones de ruptura de óxido de la compuerta. El IGBT está diseñado para que, cuando se aplique este voltaje de compuerta-fuente, la máxima corriente que fluya en condiciones de avería (corto-circuito) sea aproximadamente de cuatro a 10 veces la corriente nominal especificada. En estas condiciones, el IGBT está en la zona activa con una tensión de drenaje-fuente igual a la tensión del estado inactivo. Mediciones recientes indican que el dispositivo resiste estas corrientes durante 5 a 10 microsegundos, según el valor de V_{DS}, y se apaga por V_{GS}.

La máxima tensión de drenaje-fuente se establece por la tensión de ruptura del transistor *pnp*. El beta del transistor es muy pequeño, por lo que su tensión de ruptura es en esencia BV_{CBO}, es decir, la tensión de ruptura de la unión de arrastre-cuerpo (la unión J_2 en la figura 25-1*a*). Hay a la venta dispositivos con capacidades de bloqueo de hasta 1 700 V, y los dispositivos con mayores voltajes especificados están en desarrollo.

La máxima temperatura permisible de la unión en IGBT disponibles es 150 °C. El IGBT se puede diseñar para tener una tensión en estado activo que varíe poco entre la temperatura ambiente y la máxima temperatura de la unión. La razón de esto es la combinación del coeficiente de temperatura positivo de la sección de MOSFET y el coeficiente de temperatura negativo de la caída de tensión a través de la región de arrastre.

Existen IGBT individuales con especificaciones de corrientes nominales de hasta 200 a 400 amperes. Los IGBT se conectan en paralelo sin problemas debido al buen control sobre la variación de los parámetros del IGBT de un dispositivo a otro, y también debido a la escasa variación de la tensión en estado activo con la temperatura. En el mercado existen módulos de hasta cuatro a seis IGBT conectados en paralelo con especificaciones de corriente de 1 000 a 1 500 amperios.

El IGBT tiene AOS (áreas operativas seguras) robustas durante el encendido y apagado. El área de operación segura de polarización directa de la figura 25-8*a* es el cuadrado para tiempos de conmutación cortos, idéntico a los FBAOS del MOSFET de potencia que se muestran en la figura 22-19 para tiempos de encendido menores que 1 ms. Para tiempos de conmutación más largos, el IGBT está limitado térmicamente, como se muestra en los FBAOS, y esto también es idéntico al comportamiento de FBOAS del MOSFET de potencia.

El área de operación segura con polarización inversa es un tanto diferente de los FBAOS, como lo ilustra la figura 25-8*b*. La esquina superior del lado derecho del RBAOS se recorta en forma progresiva, y el RBAOS se reduce conforme aumenta la velocidad de cambio del voltaje de drenaje-fuente dv_{DS}/dt. La razón de esta restricción del RBAOS como función del dv_{DS}/dt es evitar el latchup. Un valor de dv_{DS}/dt demasiado grande durante el apagado causa el latchup del IGBT exactamente como sucede en tiristores y GTO. Por fortuna, este valor es muy grande y se compara favorablemente con otros dispositivos de potencia. Además, el usuario del dispositivo puede controlar con facilidad el dv_{DS}/dt aplicado de nuevo mediante la selección correcta de la resistencia de V_{GG-} y del accionamiento de la compuerta.

RESUMEN

En este capítulo revisamos la estructura y características de un dispositivo de potencia relativamente nuevo, el transistor de compuerta aislado, o IGBT. Las conclusiones importantes son las siguientes:

1. El IGBT está diseñado para operar como MOSFET con una zona inyectora en su lado de drenaje para proporcionar modulación por conductividad de la región de arrastre con el fin de reducir pérdidas en línea.
2. Por tanto, el desempeño del IGBT se encuentra a la mitad del desempeño de un MOSFET y un BJT. Es más rápido que un BJT comparable, pero más lento que un MOSFET. Sus pérdidas en estado activo son mucho menores que las de un MOSFET y son comparables con las de un BJT.
3. La estructura del IGBT incluye un tiristor parasítico cuyo encendido no se debe permitir, pues la compuerta perdería la capacidad de apagar el dispositivo.
4. La prevención del encendido del tiristor parásito implica modificaciones estructurales especiales de la estructura del IGBT por parte del fabricante de dispositivos y la observancia de las especificaciones de corriente y tensión máxima por parte del usuario. Los dispositivos nuevos parecen resistentes al latchup.
5. La velocidad de encendido del IGBT se controla mediante el índice de cambios de la tensión de compuerta-fuente.
6. El IGBT tiene una AOS rectangular para aplicaciones de modo conmutado, parecida a la del MOSFET, y por tanto, una necesidad mínima de circuitos de amortiguadores.

PROBLEMAS

25-1 Los MOSFET de canal *p* requieren más o menos el triple del área de un chip de silicio para lograr un desempeño comparable a un MOSFET de canal *n*. Sin embargo, los IGBT de canal *p* tienen la misma área que los IGBT de canal *n*. ¿Cuáles son las razones de las diferencias entre el comportamiento del IGBT y el del MOSFET?

25-2 Durante el apagado, la corriente de drenaje en un IGBT muestra diferentes comportamientos si el tiempo de vida de los portadores en la región de arrastre es más largo o más corto. Trace en forma cualitativa la corriente de drenaje respecto del tiempo durante la desconexión para un IGBT de tiempo de vida corto y un IGBT de tiempo de vida largo, y explique las razones de las diferencias.

25-3 Un IGBT de perforación tendrá una resistencia de salida más alta en la zona activa (curvas de i_D-v_{DS} más planas en la zona activa) que un IGBT de no perforación. Explique por qué.

25-4 Estime las tensiones de ruptura de polarización directa e inversa del IGBT de la figura 25-1. Los niveles de dopaje son $p^+ = n^+ = 10^{19}\ \text{cm}^{-3}$, $p = 10^{17}\ \text{cm}^{-3}$ y $n^- = 10^{14}\ \text{cm}^{-3}$. La longitud (dimensión paralela al sentido del flujo de la corriente) de la región de arrastre es de 25 μm.

25-5 Un IGBT y un MOSFET, ambos dispositivos de canal *n*, están diseñados para bloquear tensiones de hasta 750 voltios en estado apagado. El área de conducción efectiva de ambos dispositivos es 2 cm^2. Si la tensión en estado activo está limitada a 3 V o menos, estime la corriente en estado activo que conduce cada dispositivo. Use $n_b = 10^{16}\ \text{cm}^{-3}$ como densidad de los portadores excedentes en la que empiezan a disminuir las movilidades y el tiempo de vida de los portadores con la densidad creciente de los portadores.

25-6 Un IGBT de perforación (PT) y un IGBT de no perforación (NPT) están diseñados para bloquear 1 200 V, y ambos tienen la misma área de conducción efectiva en estado activo. Estime la capacidad relativa de corriente en estado activo de cada dispositivo. Suponga que ambos dispositivos tienen la misma tensión en estado activo.

25-7 Un IGBT tolera una sobrecorriente de considerable magnitud si su duración no es demasiado larga. En algunos diseños de circuitos se aprovecha esta característica. Estime en forma aproximada la capacidad de sobrecorriente de un IGBT especificado con BV_{DSS} = 1 000 V. Suponga un área de conducción efectiva de 0.25 cm^2, una duración de sobrecorriente de 10 microsegundos y una máxima temperatura de unión de 300 °C. Use $n_b = 10^{16}$ cm^{-3}, como se propuso en el problema 25-5. *Pista:* Recuerde que $C_v dT = dQ$, donde dQ = incremento de energía térmica, dT = incremento de temperatura y C_v = calor específico por unidad de volumen.

25-8 Considere un IGBT y un MOSFET con las mismas especificaciones de BV_{DSS} y la misma especificación de corriente en estado activo. ¿Cuál de los dispositivos tiene los valores más pequeños de C_{gs} y C_{gd}, y por qué?

25-9 Se fabricó un módulo de circuito de un IGBT completo con su propio circuito de accionamiento con las siguientes especificaciones de desempeño:

$$V_{DSM} = 800 \text{ V } I_{DM} = 150 \text{ A } \frac{dv_{DS}}{dt} < 800 \text{ V/}\mu\text{s}, R_{\theta j\text{-a}} = 0.5°\text{C/W}$$

$$t_{\text{enc}} = t_{d(\text{enc})} + t_{ri} + t_{fv} = 0.3 \ \mu\text{s} \ t_{\text{apag}} = t_{d(\text{apag})} = t_{rv} + t_{fi} = 0.75 \ \mu\text{s}, \text{T}_{\text{j,máx}} = 150°\text{C}$$

Este módulo se va a usar en el circuito de un convertidor reductor con una carga inductiva bloqueada por un diodo. En este circuito, el diodo de libre circulación es ideal, el voltaje de alimentación CC es V_d = 700 V, la corriente de carga I_o = 100 A y la frecuencia de conmutación es de 50 kHz con un ciclo de trabajo de 50%. Determine si el módulo del IGBT está sobrecargado.

REFERENCIAS

1. T. Rogne, N. A. Ringheim, J. Eskedal, B. Odegard y T. M. Undeland, "Short Circuit Capability of IGBT (COMFET) Transistors", 1988 IEEE Industrial Applications Society Meeting, Pittsburgh, Pennsylvania, octubre de 1988.
2. B. Jayant Baliga, *Modern Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulo 7.
3. B. Jayant Baliga, "The Insulated Gate Transistor (IGT) – A New Power Switching Device", *Power Transistors: Device Design and Applications*, B. Jayant Baliga y D. Y. Chen (comps.), IEEE Press, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Nueva York, 1984, pp. 354-363.
4. H. Yilmaz, J. L. Benjamin, R. F. Dyer, Jr., Li S. Chen, W. R. Van Dell y G. C. Pifer, "Comparison of Punch-Through and Non-Punch-Through IGT Structures", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. IA-22, núm. 3, mayo/junio de 1986, pp. 466-470.
5. A. Nakagawa, Y. Yamaguchi, K. Watanabe y H. Ohashi, "Safe Operating Area for 1200 V Nonlatchup Bipolar-Mode MOSFETs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-34, núm. 2, febrero de 1987, pp. 351-355.
6. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.

CAPÍTULO 26

DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS EMERGENTES

26-1 INTRODUCCIÓN

El número de dispositivos semiconductores de potencia disponibles hoy día es impresionante en comparación con la oferta de hace pocos años. La lista incluye diodos, transistores bipolares, Darlingtons monolíticos, MOSFET, tiristores, GTO e IGBT. Los avances continuarán para mejorar estos dispositivos, aumentar sus capacidades de voltajes de bloqueo, bajar sus pérdidas en estado activo e incrementar sus velocidades de conmutación.

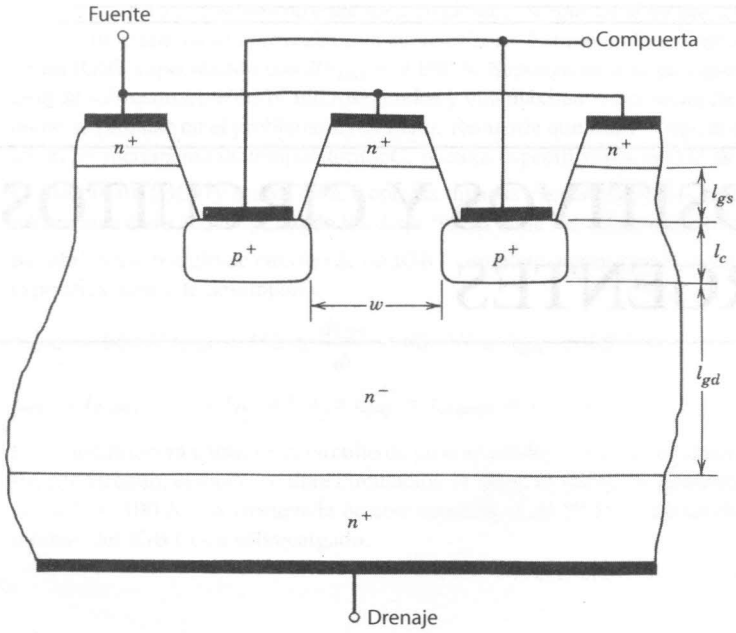
Otros conceptos de dispositivos y circuitos integrados también se están explorando en la actualidad y muestran un potencial significativo para aplicaciones futuras en la electrónica de potencia. Estos conceptos, que aún no tienen la aceptación comercial general o que todavía están en la etapa de prototipos de laboratorio, se denominan dispositivos y circuitos emergentes. Una lista de estos dispositivos emergentes debe incluir a los transistores de unión de efecto de campo (también se llaman transistores de inducción estática), tiristores controlados por el campo (tiristores bipolares de inducción estática), tiristores controlados por MOS (MCT), circuitos integrados de alta tensión y los llamados circuitos y dispositivos de potencia inteligentes. Algunos de estos dispositivos podrán tener un uso extenso en el futuro, así que es importante que los diseñadores de circuitos de electrónica de potencia estén al tanto de estos dispositivos potencialmente útiles. En este capítulo resumiremos de manera breve las características de estos dispositivos emergentes y analizaremos sus principios físicos de operación, así como sus limitaciones operacionales. También consideraremos otros materiales semiconductores que un día podrán sustituir al silicio en la fabricación de dispositivos de potencia.

26-2 TRANSISTORES DE POTENCIA DE UNIÓN DE EFECTO DE CAMBIO

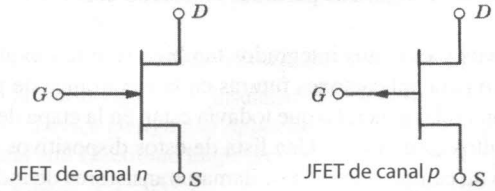
26-2-1 ESTRUCTURA BÁSICA Y CARACTERÍSTICAS *I-V*

La sección transversal vertical de un transistor de potencia de unión de efecto de campo, JFET (a veces denominado transistor de inducción estática o SIT) se muestra en la figura 26-1*a*. Esta geometría particular utiliza una llamada estructura de compuerta empotrada, una de las estructuras más prometedoras para el JFET. Las zonas de compuerta y fuente están muy interdigitadas, de forma parecida a la interdigitación de los MOSFET. Cientos e incluso miles de estas celdas básicas de compuerta-fuente están conectadas en paralelo para formar un solo JFET de potencia. Los niveles de dopaje que se indican en forma cualitativa en la figura, son similares a los de otros dispositivos semiconductores y se designan con los mismos símbolos cualitativos. Las dimensiones que se muestran en forma simbólica en la figura desempeñan un papel importante en la determinación de las características del dispositivo, como explicaremos en breve.

En un JFET de potencia, el ancho del canal w es muy angosto, por lo general entre unos cuantos micrómetros y unas cuantas décimas de micrómetro, y la longitud del canal l_c se hace más pequeña que el ancho w. El dispositivo de fabricación también intenta minimizar la dimensión de l_{gs}. La longitud de la zona



a)



b)

Figura 26-1 Estructura y símbolos de circuito de los JFET: *a*) sección transversal de un JFET de compuerta empotrada; *b*) símbolos de circuito del JFET.

de compuerta-drenaje l_{gd} depende del valor deseado de capacidad de voltaje de bloqueo. Esta zona un poco dopada es en esencia una zona de drenaje-arrastre análoga a la del MOSFET de potencia.

El símbolo de circuito para un JFET de canal *n* se muestra en la figura 26-1*b*. La flecha que apunta hacia la compuerta indica el sentido de la corriente de compuerta que fluiría si la unión de compuerta-fuente adquiriese una polarización directa. El símbolo para un JFET de canal *p* también se muestra en esta figura.

Las características *i-v* para un JFET de potencia de canal *n* se muestran en la figura 26-2*a*. Estas características son muy diferentes de las de un MOSFET y a menudo se denominan características de tipo triodo, debido a su parecido con las características *i-v* de los triodos de vacío. Una curva de transferencia aproximada del voltaje de drenaje-fuente *versus* voltaje de compuerta-fuente se muestra en la figura 26-2*b*. La pendiente de esta curva de transferencia suele denominarse ganancia de bloqueo μ, porque, cuando las curvas de i_D *versus* v_{DS} se extrapolan a cero corriente de drenaje, como se indica en la figura 26-2*a*, esta pendiente representa el aumento del voltaje de drenaje-fuente que se bloquea por el dispositivo en estado inactivo para un aumento dado en el voltaje de compuerta-fuente.

El elemento más importante de las características *i-v* es que el JFET es un dispositivo normalmente encendido, lo que significa que, cuando la compuerta se pone en cortocircuito con la fuente, el dispositivo está en estado activo. En contraste, todos los demás dispositivos semiconductores de potencia que analizamos hasta ahora son dispositivos normalmente apagados. La característica de estar normalmente encendido es indeseable en la mayoría de las aplicaciones electrónicas de potencia, porque el dispositivo normalmente encendido puede permitir flujos de corrientes transitorias de forma inaceptable grandes en el arranque del sistema, mientras que un dispositivo normalmente apagado tiene un elemento integral de seguridad al estar apagado durante el arranque del sistema. Debido a este inconveniente, el JFET de potencia no se acepta mucho, aunque sí están a la venta algunos tipos.

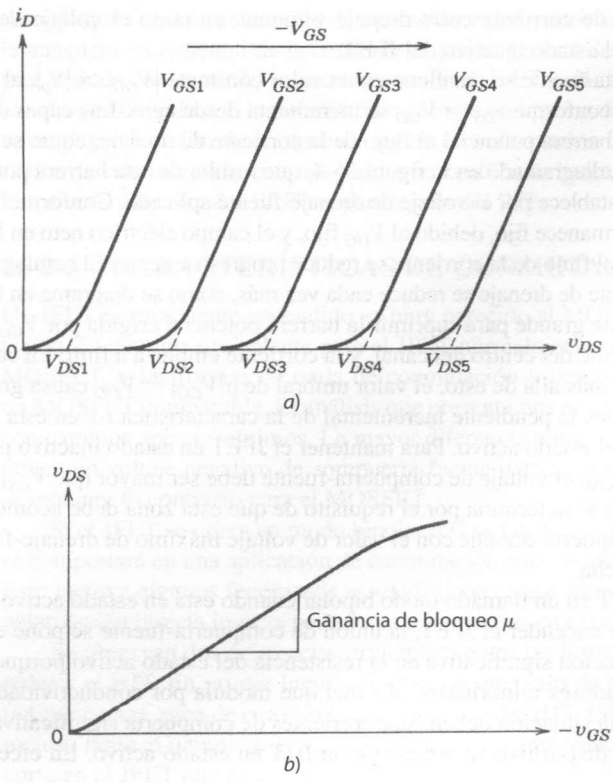


Figura 26-2 Características de corriente-tensión de un JFET de potencia: *a*) características de salida; *b*) curva de transferencia.

26-2-2 FÍSICA DE LA OPERACIÓN DEL DISPOSITIVO

Como ya indicamos, el JFET está en estado activo cuando el voltaje de compuerta-fuente es cero. Esto ocurre porque no hay impedimento para el flujo de la corriente entre drenaje y fuente en la estructura simplificada de la figura 26-3*a*. El ancho de la zona del canal entre las zonas de compuerta p^+ es lo bastante grande para que las zonas de degradación o agotamiento de la unión de compuerta-fuente con $v_{GS} = 0$ no se encuentren en el centro del canal y lo estrangulen de esta manera. En este estado activo, el diseñador del dispositivo procura reducir la resistencia óhmica entre drenaje y fuente al acortar la longitud del canal l_c, igual que la longitud de la zona de drenaje-deriva l_{gd}. La disposición lateral de las zonas de compuerta y fuente también tiene un efecto en la resistencia de estado activo del dispositivo.

Cuando se aplica una polarización inversa a la unión *pn* de compuerta-fuente, las capas de degradación aumentan su anchura, y en el valor particular de v_{GS}, que se llama voltaje de estrangulamiento V_p, las capas de degradación se juntan en el centro del canal y lo estrangulan, como se indica en la figura 26-3*b*. En esta

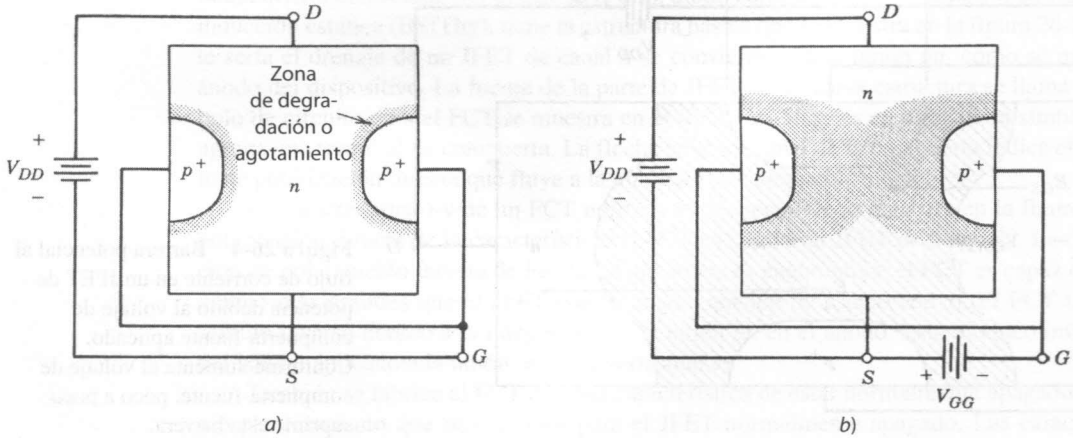


Figura 26-3 Capas de degradación o agotamiento de la compuerta de un JFET: *a*) en estado activo; *b*) en estado de bloqueo.

circunstancia no habrá flujo de corriente entre drenaje y fuente, en tanto el voltaje de drenaje-fuente se mantenga pequeño. Esto es el estado inactivo del JFET.

Si el voltaje de compuerta-fuente se mantiene en un valor constante $|V_{GG}| > |V_p|$, al principio no fluirá ninguna corriente de drenaje conforme $v_{DS} = V_{DD}$ se incrementa desde cero. Las capas de degradación que bloquean el canal erigen una barrera potencial al flujo de la corriente de drenaje, como se ilustra en la figura 26-4. El campo eléctrico E_{GS}, diagramado en la figura 26-4, que resulta de esta barrera potencial, se opone al campo eléctrico E_{DS} que se establece por el voltaje de drenaje-fuente aplicado. Conforme V_{DD} se incrementa, E_{DS} también mientras E_{GS} permanece fijo, debido al V_{GG} fijo, y el campo eléctrico neto en la zona de degradación en el canal que bloquea el flujo de la corriente se reduce progresivamente. El resultado es que la barrera potencial al flujo de la corriente de drenaje se reduce cada vez más, como se diagrama en la figura 26-4.

Cuando V_{DS} es lo bastante grande para suprimir la barrera potencial erigida por V_{GG}, la capa de degradación se eliminó efectivamente del centro del canal, y la corriente empieza a fluir. En caso de incrementos del voltaje de drenaje-fuente más allá de esto, el valor umbral de $\mu|V_{GG}| = V_{DD}$ causa grandes incrementos en la corriente de drenaje, pues la pendiente incremental de la característica *i-v* en esta zona de operación es en esencia la resistencia del estado activo. Para mantener el JFET en estado inactivo para un valor máximo especificado de $v_{DS} = V_{DSM}$, el voltaje de compuerta-fuente debe ser mayor que V_{DSM}/μ. La longitud l_{gd} de la zona de drenaje-arrastre se determina por el requisito de que esta zona debe acomodar la capa de degradación de la unión de compuerta-drenaje con el valor de voltaje máximo de drenaje-fuente V_{DSM} sin que ocurra una ruptura de avalancha.

Es posible operar el JFET en un llamado modo bipolar cuando está en estado activo. En lugar de reducir v_{GS} a cero voltios a fin de encender el JFET, la unión de compuerta-fuente se pone en polarización directa. Esto produce una reducción significativa en la resistencia del estado activo porque la unión de polarización directa inyecta portadores minoritarios al canal que modula por conductividad la resistencia del canal en estado activo. En esta situación deben fluir corrientes de compuerta significativas, y desde el punto de vista de la terminal, el dispositivo se asemeja a un BJT en estado activo. En efecto, la corriente de

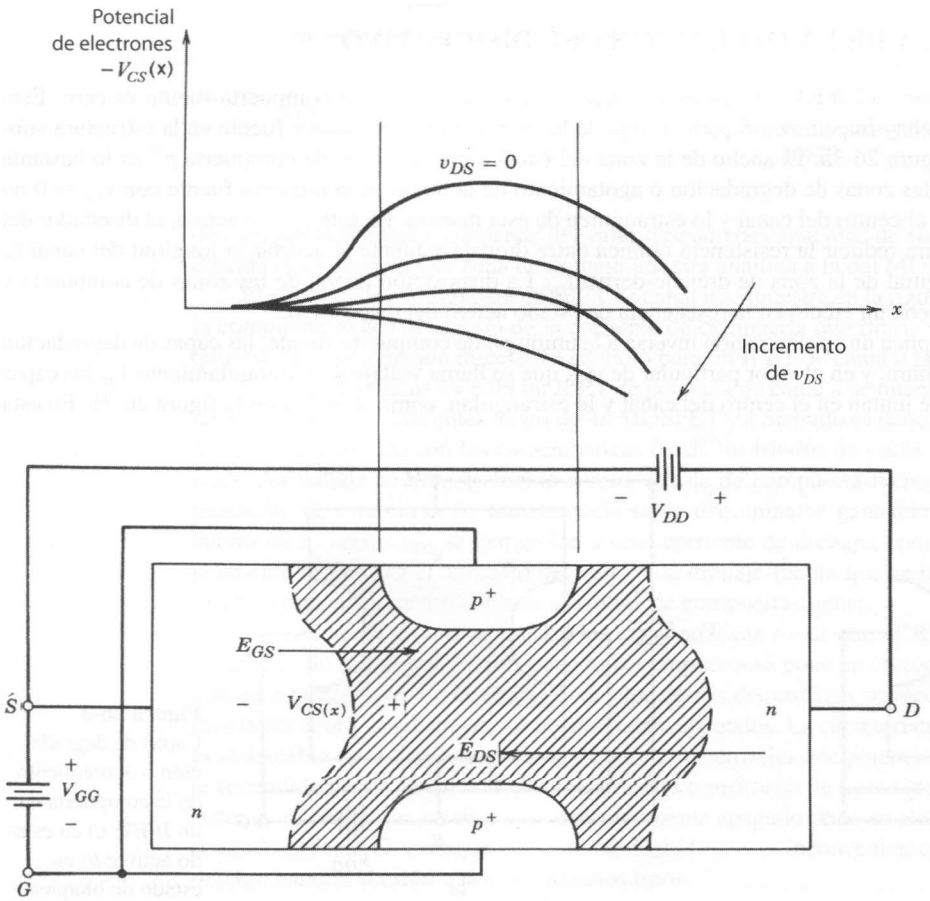


Figura 26-4 Barrera potencial al flujo de corriente en un JFET de potencia debido al voltaje de compuerta-fuente aplicado. Conforme aumenta el voltaje de compuerta-fuente, poco a poco suprime esta barrera.

drenaje que fluye en este modo de operación es proporcional a la magnitud de la corriente de compuerta, y la ganancia incremental de la corriente es por lo general de 100 o más para corrientes de drenaje pequeñas y se reduce conforme I_D se incrementa. Si el JFET está diseñado con canales angostos, de modo que el canal se estrangule con la polarización cero de compuerta-fuente, la única manera de encender el dispositivo es poner la unión de compuerta-fuente en polarización directa. Esto produce un JFET con una característica de estar normalmente apagado, que también se llama transistor bipolar de inducción estática (BSIT). La característica *i-v* del BSIT se parece a la del BJT.

26-2-3 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Un JFET normalmente encendido es muy parecido al MOSFET en cuanto a sus características de conmutación. El circuito equivalente para el JFET normalmente encendido es idéntico al circuito equivalente del MOSFET, y las formas de onda de conmutación y tiempos de conmutación son los mismos que las de un MOSFET comparable. El análisis que presentamos en el capítulo 22 para el MOSFET sirve para el JFET con cambios apenas mínimos. La mayor diferencia entre los dos dispositivos es que el JFET de canal *n* requiere un voltaje negativo de compuerta-fuente para apagarse y un v_{GS} positivo para encenderse, mientras se requiere lo contrario para el MOSFET.

Si el JFET se opera en modo bipolar o si se fabrica como un dispositivo normalmente apagado (BSIT), se comportará en una aplicación de conmutación más como transistor de unión bipolar que como MOSFET. Esto incluye algunos fenómenos asociados con cargas almacenadas, pues la unión de compuerta-fuente de polarización directa inyecta portadores minoritarios en el canal cuando el dispositivo está en estado activo.

Se observan dos diferencias principales entre las formas de onda de apagado de un JFET de modo bipolar y el BJT. En primer lugar, sólo hay un intervalo de caída de corriente en el JFET de modo bipolar, porque no hay zona de cuasisaturación como la del BJT. En segundo lugar, el tiempo de apagado del JFET, incluso tanto el tiempo de retraso de almacenamiento como el tiempo de caída de corriente, es mucho más corto en el JFET que en el BJT.

La razón de esto es que el JFET no tiene una unión *pn* en la ruta de la corriente de drenaje que interrumpa el barrido de portadores excedentes cuando el dispositivo se apaga. Cuando se pone en polarización inversa una unión *pn* en línea, como la unión de colector-base o emisor-base, toda carga almacenada en el dispositivo queda atrapada en el dispositivo y sólo se retira por medio de recombinación interna. Esto desacelera en forma considerable la desconexión del dispositivo. Algunas modificaciones especiales de la estructura del dispositivo, como cortocircuitos de ánodos en el GTO o arreglos especiales del circuito del accionamiento, por ejemplo, la conmutación del emisor abierto con el BJT, suelen usarse para mitigar los efectos de esta carga almacenada atrapada.

26-3 TIRISTOR CONTROLADO POR EL CAMPO

26-3-1 ESTRUCTURA BÁSICA Y CARACTERÍSTICA *I*–*V*

Si se modifica el drenaje de la estructura de un JFET de potencia para formar un contacto inyector al convertirlo en una unión *pn*, se produce un nuevo dispositivo. Este nuevo dispositivo, que indistintamente se llama tiristor controlado por el campo (FCT), diodo controlado por el campo y, en Japón, tiristor bipolar de inducción estática (BSIThy), tiene la estructura básica que se muestra en la figura 26-5. Lo que normalmente sería el drenaje de un JFET de canal *n* se convierte en una unión *pn*, como se muestra, y se vuelve el ánodo del dispositivo. La fuente de la parte de JFET de la nueva estructura se llama ahora cátodo. El símbolo de circuito para el FCT se muestra en la figura 26-5*b*, y es en esencia un símbolo de diodo al que se agrega una terminal de compuerta. La flecha en la terminal de la compuerta indica el sentido de la corriente de polarización directa que fluye a la unión *pn* de compuerta-fuente.

La característica *i-v* de un FCT normalmente encendido se muestra en la figura 26-6. En la parte de polarización directa de la característica, el FCT es similar al JFET de potencia. La diferencia en la operación de polarización directa de los dos dispositivos es cuantitativa: el FCT es capaz de conducir corrientes mucho más grandes que el JFET con la misma tensión de estado activo. El FCT también bloquea en el sentido inverso debido a la integración de la unión *pn* en el ánodo. Este bloqueo inverso es independiente del voltaje aplicado a la unión de compuerta-fuente.

También se fabrica el FCT con una característica de estar normalmente apagado cuando se usa el mismo planteamiento que describimos para el JFET normalmente apagado. Las características *i-v* del FCT

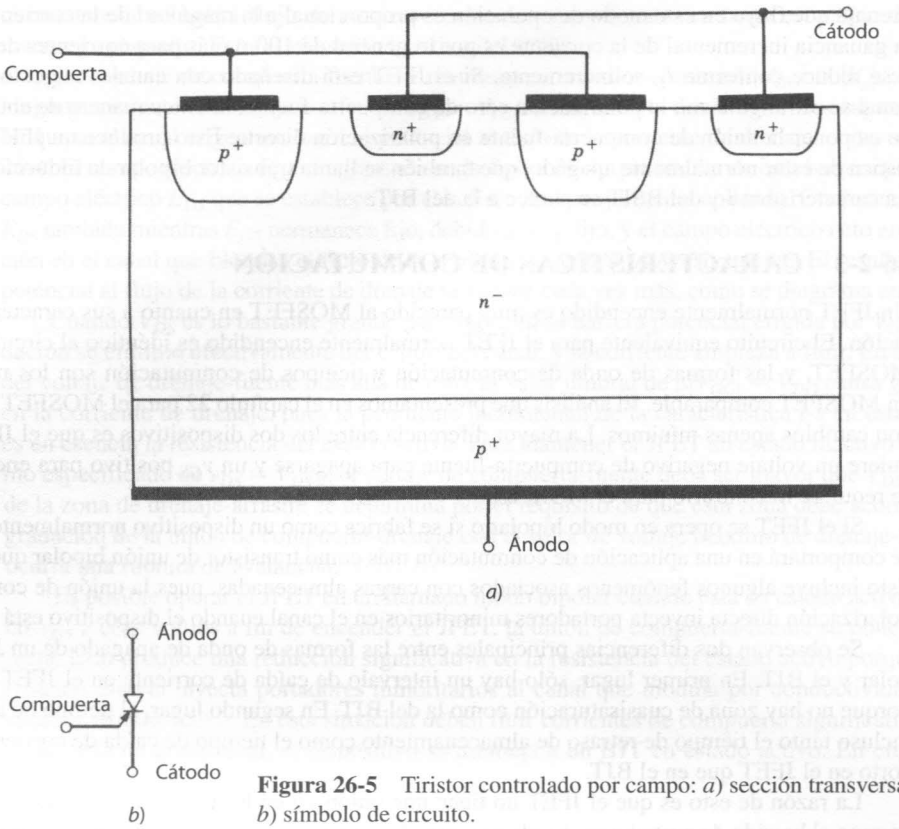


Figura 26-5 Tiristor controlado por campo: *a*) sección transversal vertical; *b*) símbolo de circuito.

normalmente apagado se parecen a las de un BSIT, excepto que los niveles de corriente son mucho más grandes debido a la resistencia más baja en estado encendido del FCT.

26-3-2 DESCRIPCIÓN FÍSICA DE LA OPERACIÓN DEL FCT

Como explicamos en la sección anterior, el FCT es básicamente la estructura de un JFET de potencia con un contacto inyector en el ánodo (drenaje del JFET). La inyección de portadores minoritarios desde el

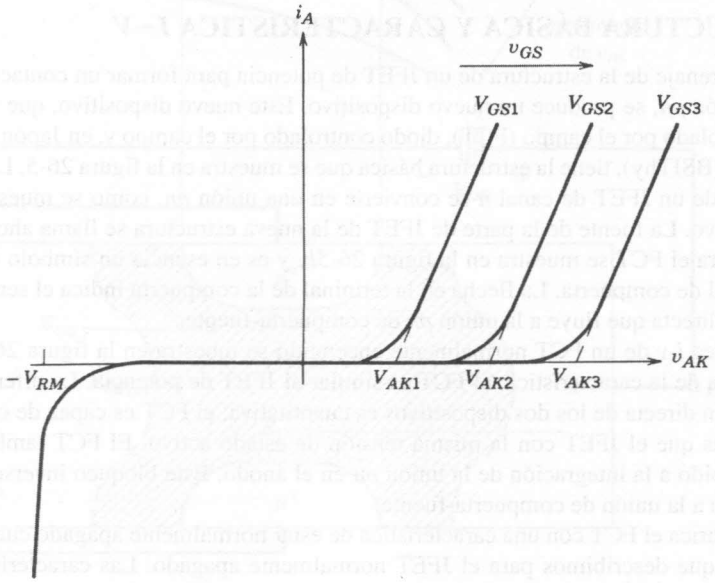


Figura 26-6 Característica de corriente-tensión de un FCT normalmente encendido.

ánodo hasta la región de arrastre del ánodo produce una gran modulación de conductividad de la zona. Por consiguiente, hay un valor pequeño de resistencia en estado activo en comparación con un JFET, así como un valor correspondientemente bajo de voltaje en estado activo, aun con valores grandes de corrientes.

La estructura de compuerta parecida al JFET le da al FCT la capacidad de apagado además de la capacidad de encendido. En el FCT normalmente encendido, el apagado se realiza mediante la aplicación de una polarización inversa grande a las terminales de compuerta-cátodo, por lo que la unión de compuerta-cátodo es de polarización inversa. Luego, la zona de despoblación de esta unión crece y estrangula al canal que conecta el ánodo al cátodo, lo que impide cualquier flujo de corriente. La polarización negativa en la compuerta jala a los portadores excedentes fuera del dispositivo como una gran corriente de compuerta negativa, en forma similar a la acción en un GTO. Si el FCT se fabrica como un dispositivo normalmente apagado, su encendido y apagado se parecen al encendido y apagado de un JFET normalmente apagado.

Aunque el FCT se llama tiristor controlado por el campo, es importante notar que el dispositivo no tiene conexión y desconexión regenerativa como un GTO. El FCT no se enclava y desenclava. Si se retira el accionamiento de compuerta que contiene el FCT normalmente encendido, el FCT se enciende. En forma similar, la eliminación del accionamiento de compuerta que contiene el FCT normalmente apagado causa que el dispositivo se apague.

26-3-3 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Los tiempos de conmutación del FCT son mucho más lentos que los de un JFET normalmente encendido. Esto se debe a la gran cantidad de carga almacenada en la región de arrastre y la zona del canal del dispositivo. Las formas de onda de conmutación son cualitativamente similares a las de un JFET normalmente apagado, aunque los tiempos de apagado son en forma significativa más largos debido a la gran cantidad de carga almacenada de la región de arrastre. Como ya explicamos, el apagado del FCT requiere un pulso grande de corriente de compuerta negativa, semejante a un GTO. El JFET normalmente apagado no tiene ni por mucho la cantidad de carga almacenada en la región de deriva, pues no cuenta con la inyección de carga desde el ánodo.

Se esperaría que el FCT tuviese grandes especificaciones de dv_{AK}/dt aplicado de nuevo, pues no tiene ningún mecanismo regenerativo de encendido como el que limita al tiristor convencional. Esta expectativa ya se verificó en prototipos de laboratorio de estructuras de FCT.

Los prototipos de laboratorio de FCT también demostraron que sí existen límites a los valores permitidos de di_A/dt, en especial durante el encendido del dispositivo. Varios factores provocan el encendido del FCT en zonas localizadas y luego le sigue la expansión de estas áreas localizadas para abarcar toda la zona activa del dispositivo conforme avanza el tiempo. El encendido localizado lleva a pequeñas zonas de disipación de alta potencia, que serán demasiado grandes si la velocidad de crecimiento de la corriente anódica di_A/dt excede una velocidad máxima. La disipación de potencia excesiva en esta área pequeña puede entonces causar la falla del dispositivo igual que puede causarla en situaciones comparables en BJT o tiristores. En los últimos años se hicieron mejoras en la especificación de di_A/dt, por lo que los FCT tienen ahora especificaciones de más de 1 000 A/μs.

26-4 DISPOSITIVOS BASADOS EN JFET Y OTROS DISPOSITIVOS DE POTENCIA

La capacidad de bloqueo de tensión del JFET que hasta la fecha se ha logrado se compara de manera razonable con el BJT o el MOSFET. El factor limitante en el JFET no es la ruptura de avalancha a través de la zona de degradación en la región de arrastre, sino el valor realizable de ganancia de bloqueo. La máxima tensión que se bloquea entre ánodo y cátodo o drenaje y fuente se modela de manera tosca como el producto de la ganancia de bloqueo y la tensión de ruptura de la unión de compuerta-fuente.

Las pérdidas en estado activo en un JFET son mayores que en un MOSFET comparable. Las razones son sobre todo tecnológicas y no tanto fundamentales, y las investigaciones adicionales van a acortar la brecha entre los dos tipos de dispositivos. Por intuición, cabe esperar que los JFET y MOSFET hechos para bloquear el mismo voltaje en el estado inactivo tengan las mismas pérdidas en estado activo. Si el JFET se opera en modo bipolar, las pérdidas en estado activo del JFET se ubican entre las del MOSFET y las del BJT.

Las velocidades de conmutación de JFET normalmente encendidos son en la actualidad en cierta medida más lentas que las de MOSFET comparables. Esto es básicamente una limitante tecnológica más que

una limitante fundamental. El JFET (BSIT) normalmente encendido tiene velocidades de conmutación en la actualidad comparables o mejores que las de un BJT similar. En principio, un BSIT debe tener tiempos de encendido más rápidos que un BJT, debido a la falta de una unión *pn* en línea que provoque problemas de apagado de base abierta que a su vez reduzcan la velocidad del BJT. El FCT es un tanto más rápido que un GTO, el dispositivo con el cual suele compararse.

Los JFET normalmente encendidos, igual que los MOSFET, son dispositivos de portadores mayoritarios y no tienen tendencias graves a la ruptura secundaria, como los BJT y otros dispositivos de portadores minoritarios. Los JFET y FCT de modo bipolar tienen el encendido no uniforme de las zonas activas y, por tanto, cierta medida de probabilidad de ruptura secundaria en condiciones apropiadas. Este problema potencial de limitaciones de corriente en JFET y FCT de modo bipolar también significa que al mismo tiempo pueden existir límites de *di/dt* y *dv/dt*. La gravedad de estos problemas potenciales es un tanto confusa, y se necesitará más investigación para abordar este problema.

Quizá más que cualquier otra razón, la característica de estar normalmente encendido del JFET sea en mayor grado responsable de la demora en su uso en aplicaciones de modo conmutado en comparación con otros dispositivos. Ya analizamos en detalle las desventajas de esta característica de estar normalmente encendido. Aunque es posible fabricar dispositivos normalmente apagados con base en el JFET, aún no se igualan las capacidades de otros dispositivos normalmente apagados. Se necesitará más investigación y desarrollo de estructuras basadas en JFET para rectificar esta situación. Es probable que esto no se realice en forma muy extensiva, pues los demás dispositivos analizados en los capítulos anteriores ya encontraron una aceptación amplia y sus capacidades continúan en desarrollo. Es muy probable que los dispositivos basados en JFET encuentren aplicaciones en nichos donde sus propiedades únicas ofrezcan ventajas que otros dispositivos no puedan igualar.

26-5 TIRISTORES CONTROLADOS POR MOS

26-5-1 ESTRUCTURA BÁSICA

El tiristor controlado por MOS (MOS-controlled thyristor, MCT) es un dispositivo nuevo, a la venta desde hace poco (Harris Semiconductor). Es sobre todo un tiristor con dos MOSFET integrados en la estructura de la compuerta, con uno de los dos MOSFET, el ON-FET responsable del encendido del MCT, y el otro MOSFET, el OFF-FET, responsable de apagar el dispositivo. Existen dos tipos de MCT, el P-MCT y el N-MCT, y ambos combinan la capacidad de pérdidas en estado activo y de corrientes grandes de los tiristores con las ventajas del encendido y apagado controlado por el MOSFET así como velocidades de conmutación relativamente rápidas.

Una vista transversal de una sola celda de un P-MCT se muestra en la figura 26-7*a*. Un P-MCT completo está compuesto por muchos miles de estas celdas fabricadas en forma integral en el mismo chip de silicio, y todas las celdas se conectan eléctricamente en paralelo. La parte del tiristor del dispositivo tiene la misma estructura que un tiristor convencional. La zona de tipo *p* más cercana al cátodo, la zona base del transistor *npn* en el modelo de dos BJT de la sección del tiristor de la figura 26-7*b*, es la zona un poco dopada que debe contener la zona de despoblación de la unión de bloqueo J_2 cuando el dispositivo está apagado. El ON-FET es un MOSFET de canal *p*, y el OFF-FET, un MOSFET de canal *n*.

Estos MOSFET se ubican alrededor del ánodo del MCT, como lo muestra la figura 26-7*a*, y de esta manera los MOSFET comparten el mismo lado o superficie del chip de silicio que el ánodo. Cada celda contiene un OFF-FET, pero la mayoría de las celdas carece de ON-FET. Por lo regular, más o menos 1 de cada 20 celdas contiene un ON-FET. Debido al empaque estrecho de las celdas, si se enciende una de ellas, las celdas adyacentes se encienden también, pues algunos portadores excedentes en la celda con el ON-FET pueden difundirse a las celdas adyacentes y proporcionarles de este modo los portadores excedentes necesarios para el encendido. Un circuito equivalente para el P-MCT se muestra en la figura 26-7*b*, que no sólo incluye el modelo de dos BJT de la parte del tiristor del dispositivo, sino también el ON-FET y el OFF-FET. El símbolo de circuito del P-MCT se muestra en la figura 26-7*c*.

Una vista transversal de una celda individual de un N-MCT se muestra en la figura 26-8*a*. Igual que el P-MCT, un N-MCT completo está compuesto por muchos miles de estas celdas fabricadas de manera integral sobre el mismo chip de silicio, todas conectadas eléctricamente en paralelo. La parte del tiristor del dispositivo tiene la misma estructura *pnpn* que un tiristor convencional. La zona un poco dopada que debe contener la capa de degradación de la unión de bloqueo J_2 se coloca en la zona de tipo *n* más cercana al

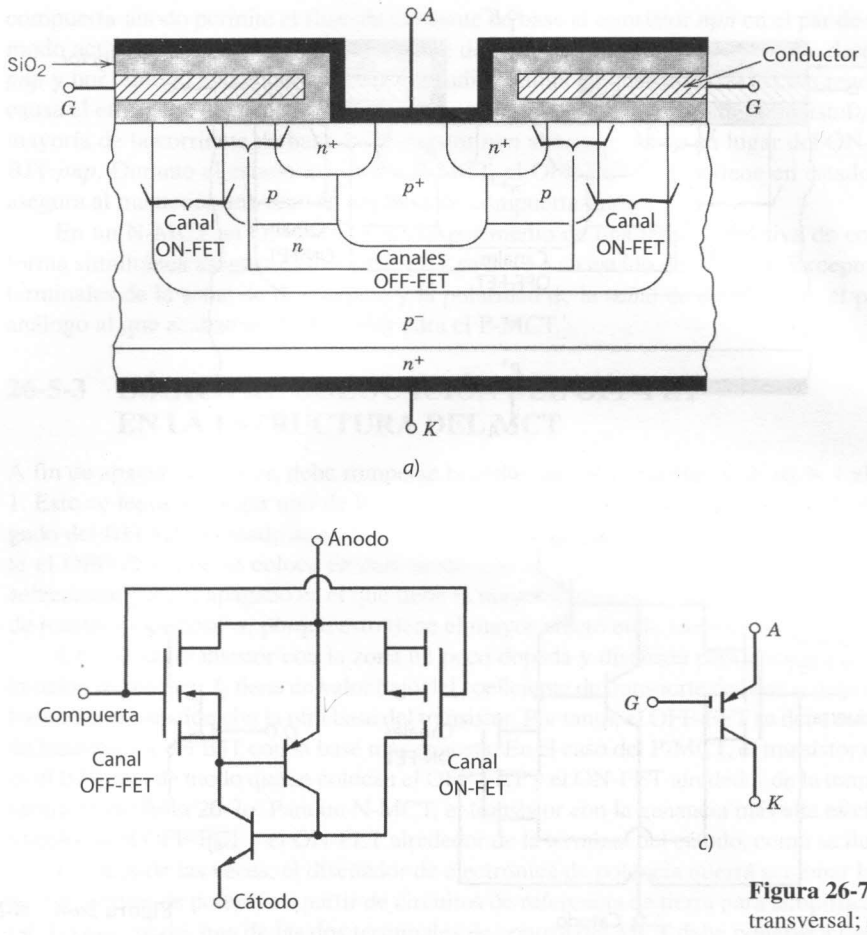


Figura 26-7 P-MCT: *a*) vista transversal; *b*) circuito equivalente; *c*) símbolo de circuito.

ánodo. Esta zona de tipo *p* también funciona como base del transistor *pnp* en el modelo de dos BJT del tiristor. El ON-FET es un MOSFET de canal *n* y el OFF-FET es un MOSFET de canal *p*. Estos MOSFET se ubican alrededor del cátodo, como lo muestra la figura 26-8*a*, y comparten el mismo lado del chip de silicio que el cátodo. Cada celda contiene un OFF-FET, pero sólo una de cada 20 celdas tiene un ON-FET. Un circuito equivalente para el N-CMT se muestra en la figura 26-8*b*, que incluye no sólo el modelo de dos BJT de la parte del tiristor del dispositivo, sino también el ON-FET y el OFF-FET. El símbolo de circuito para el N-MCT se muestra en la figura 26-8*c*.

La característica estática *i-v* de ambos tipos de MCT es en esencia la misma que la de un GTO. Por tanto, no lo repetiremos aquí. Los MCT disponibles a la fecha están diseñados para el bloqueo asimétrico y tienen escasa capacidad de bloqueo inverso, por lo general sólo alrededor de 25 V. Aunque el dispositivo es un interruptor de enclave, es necesario mantener la señal de activación correctamente activada tanto en estado activo como inactivo. Si se permite que la señal de activación se vaya a cero se abre la posibilidad de un encendido o apagado no deseado, debido a los grandes valores *dc/dt* que se aplican a las terminales de ánodo-cátodo del MCT.

26-5-2 ENCENDIDO Y APAGADO CONTROLADO POR EL MOSFET

Suponga que el N-MCT de la figura 26-8 está encendido y se debe apagar. El apagado se realiza mediante el encendido del OFF-FET de canal *p* en el circuito equivalente de la figura 26-8*b*, al aplicar un voltaje negativo de compuerta-cátodo al MCT. Cuando el OFF-FET conduce, pone en cortocircuito la unión de base-emisor del transistor *npn* en el par de tiristores, y la corriente de base al transistor se desvía a través del OFF-FET. Esto causa que el transistor *npn* comience a apagarse, pues la carga almacenada en la base

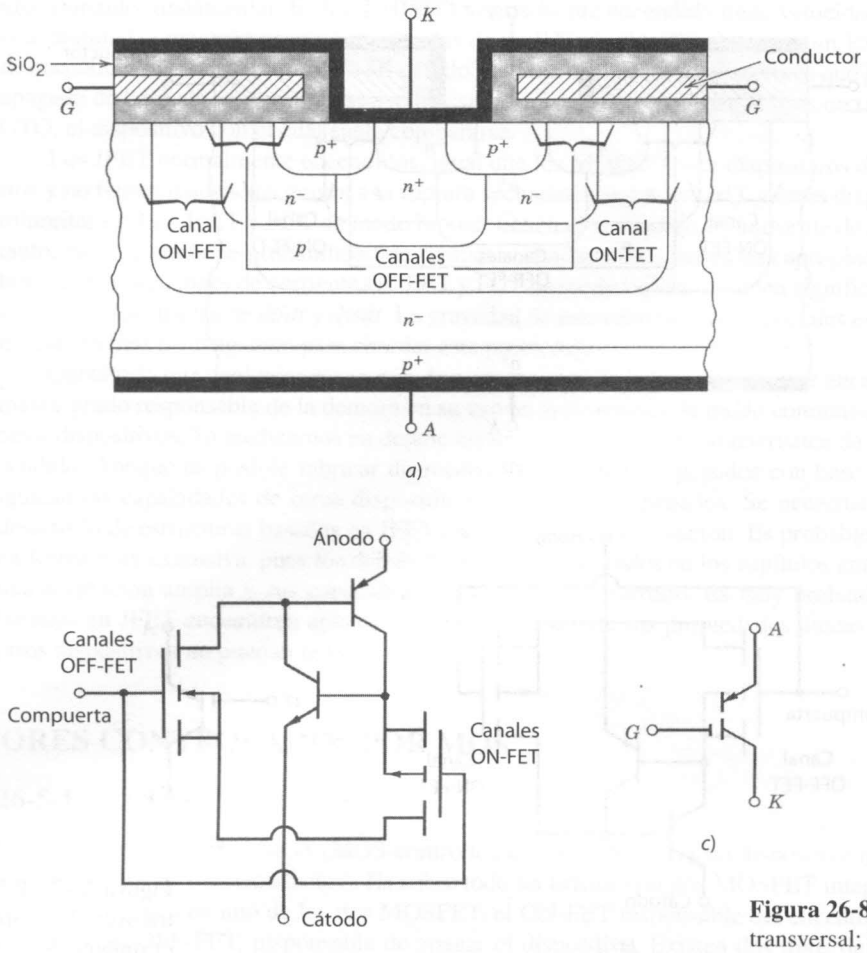


Figura 26-8 N-MCT: *a*) vista transversal; *b*) circuito equivalente; *c*) símbolo de circuito.

del transistor desaparece y no se repone. La ganancia de corriente *npn* del BJT cae a un valor bajo donde ya no se satisface la condición de enclave del tiristor. Una vez que esto ocurre, el tiristor se apaga a sí mismo por acción regenerativa. Durante la desconexión del tiristor, el otro MOSFET en el circuito, el ON-FET de canal *n*, se mantiene en estado de bloqueo por la tensión negativa de compuerta-cátodo.

El P-MCT se apaga en forma análoga. Sin embargo, debido a la diferencia de estructura, la señal de desbloqueo debe ser y aplicarse entre la compuerta y el ánodo (compuerta positiva y ánodo negativo). El OFF-FET de canal *n* pone en cortocircuito la unión de base-emisor del transistor *pnp* en el par de tiristores.

Para apagar cualquiera de los tipos de MCT es esencial que la tensión de drenaje-fuente del OFF-FET conducente se mantenga muy por debajo de 0.7 V, el valor de la tensión de base-emisor que causa que el BJT se encuentre en la zona activa. Este requisito significa que hay una corriente máxima de estado activo a través del MCT que se apaga por medio del control de compuerta. Cuando se activa el OFF-FET para apagar el MCT, la corriente de estado activo debe pasar a través del OFF-FET. Cuando esta corriente es más grande que un valor especificado, la caída de tensión a través del OFF-FET excede 0.7 V, y el BJT no se apaga.

Si un P-MCT y un N-MCT se fabrican para ser lo más equivalentes posible, es decir, si tienen el mismo tamaño y los mismos niveles de dopaje, el P-MCT es capaz de apagar una corriente más o menos tres veces más grande que un N-MCT. Esto se debe a que un OFF-FET en un P-MCT es un MOSFET de canal *n* con un valor de resistencia en estado activo tres veces más pequeño que la resistencia en estado activo de un dispositivo de canal *p* de tamaño similar. La diferencia en las resistencias de estado activo es resultado de que la movilidad de los electrones en el silicio es aproximadamente tres veces mayor que la movilidad de los huecos.

El encendido se realiza al llevar el ON-FET al estado conductor y al mismo tiempo llevar el OFF-FET a su estado de bloqueo. El encendido del ON-FET en un P-MCT por medio de una tensión negativa de

compuerta-ánodo permite el flujo de corriente de base al transistor *npn* en el par de tiristores, lo que de este modo activa el transistor *npn*. La corriente del colector al transistor *npn* fluye desde la base del transistor *pnp* y por tanto lo enciende. Una vez encendidos ambos transistores, la acción regenerativa de la conexión causa el enganche del tiristor. La mejor característica de conducción del transistor *pnp* asegura que lleve la mayoría de la corriente de base del transistor *npn* al estado activo en lugar del ON-FET en paralelo con el BJT *pnp*. Durante el estado activo del P-MCT, el OFF-FET se mantiene en estado de bloqueo, lo cual se asegura al mantener una tensión negativa de compuerta-ánodo.

En un N-MCT, el ON-FET se activa por medio de una tensión positiva de compuerta-cátodo que en forma simultánea asegura que el OFF-FET se lleve a su estado de bloqueo. Excepto por los cambios en las terminales de la señal de desbloqueo y la polaridad de la señal de desbloqueo, el proceso de encendido es análogo al que acabamos de describir para el P-MCT.

26-5-3 LÓGICA DE COLOCACIÓN DEL OFF-FET EN LA ESTRUCTURA DEL MCT

A fin de apagar un tiristor, debe romperse la condición de enganche $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ al hacer que $\alpha_1 + \alpha_2 \ll 1$. Esto se logra al apagar uno de los dos transistores en el circuito equivalente de dos transistores. El apagado del BJT seleccionado se realiza al poner en cortocircuito la base del transistor con su emisor mediante el OFF-FET, que se coloca en derivación con las terminales de base-emisor. El transistor que se debe seleccionar para el apagado es el que tiene la mayor ganancia, es decir, el valor más grande del coeficiente de transporte de base α, porque esto tiene el mayor efecto en la reducción de la suma $\alpha_1 + \alpha_2$.

La base del transistor con la zona un poco dopada y diseñada para contener la capa de degradación de la unión de bloqueo J_2 tiene un valor bajo del coeficiente de transporte de base α debido al mayor espesor de la base en comparación con la otra base del transistor. Por tanto, el OFF-FET se debe colocar entre las terminales de base-emisor del BJT con la base más angosta. En el caso del P-MCT, el transistor con la ganancia más alta es el BJT *pnp*, de modo que se colocan el OFF-FET y el ON-FET alrededor de la terminal del ánodo, como se ilustra en la figura 26-7*a*. Para un N-MCT, el transistor con la ganancia más alta es el BJT *npn*, de modo que se colocan el OFF-FET y el ON-FET alrededor de la terminal del cátodo, como se ilustra en la figura 26-8*a*.

Las más de las veces, el diseñador de electrónica de potencia querrá accionar las terminales de control del interruptor de potencia a partir de circuitos de referencia de tierra para simplificar los circuitos en general. De este modo, una de las dos terminales de control del MCT debe ponerse a tierra física. Esto significa que un N-MCT debe tener su cátodo conectado a tierra y un P-MCT debe tener su ánodo conectado a tierra. De este modo, el N-MCT se usa en circuitos con tensiones/fuentes de alimentación de CC como el convertidor reductor de la figura 26-9*a*. El mismo circuito accionado por una alimentación negativa de CC usaría un P-MCT, como se muestra en la figura 26-9*b*.

26-5-4 COMPORTAMIENTO DE CONMUTACIÓN DEL MCT

Los MCT conmutan con gran velocidad de apagado a encendido y de encendido a apagado, con tiempos de conmutación normales de 1 μs. La figura 26-10 muestra las formas de onda aproximadas de conmutación del N-MCT para el convertidor reductor de la figura 26-9*a*. El circuito no contiene amortiguadores protectores, por lo que el MCT opera en un modo de conmutación dura.

Se usan dos tiempos de conmutación para caracterizar las formas de onda del encendido del MCT. El tiempo de retraso de encendido $t_{d,\text{enc}}$, que se muestra en la figura 26-10, se establece básicamente por la

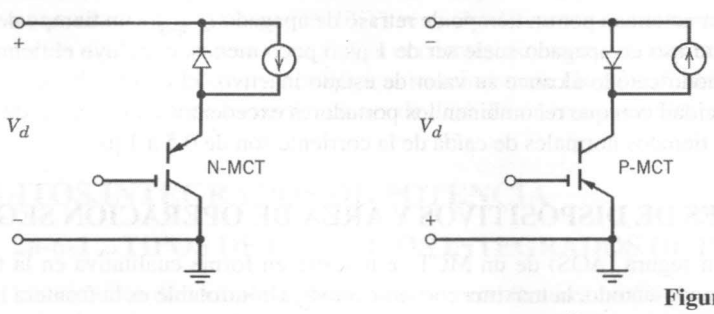


Figura 26-9 Convertidor reductor que usa *a*) un N-MCT y *b*) un P-MCT.

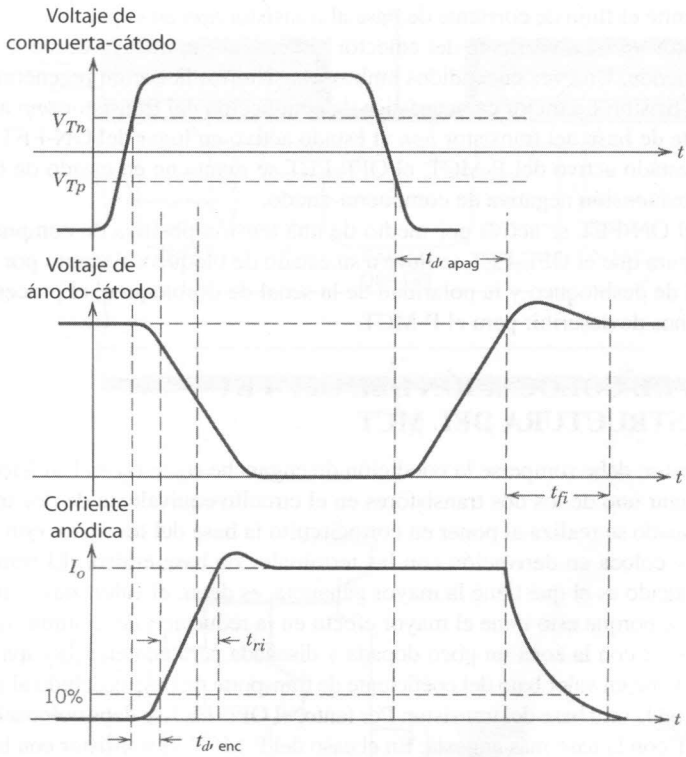


Figura 26-10 Formas de onda de conmutación en un convertidor reductor con un N-MCT.

velocidad con que ocurre la inyección sustancial de portadores excedentes a las bases de los transistores. En cuanto hay una cantidad sustancial de portadores excedentes en las zonas de bases, comienza la acción regenerativa del tiristor. Los valores normales del tiempo de retraso de encendido son más o menos de 0.5 μs. Hacia el final del tiempo de retraso de encendido, la corriente empieza a subir rápidamente, y el tiempo de subida de la corriente t_{ri} caracteriza a este intervalo. Los valores normales de t_{ri} son 0.5 μs, y se definen por la velocidad con que el plasma de portadores excedentes se extiende a través de toda el área transversal de cada celda. Como cada celda tiene un área relativamente pequeña, este tiempo es muy breve.

Durante el encendido, el MCT no parece tener las formas de onda normales de conmutación dura sino que parece protegido por un circuito de amortiguadores de encendido porque la corriente sube conforme baja la tensión de ánodo-cátodo. Esto se debe a que la corriente sube muy rápido en el MCT debido a la acción regenerativa de la estructura del tiristor. Fácilmente se alcanzan valores de *di/dt* en el rango de 500 a 1 000 A/μs, y por tanto incluso una pequeña cantidad de inductancia parásita L_σ, como 0.3 μH, actúa como amortiguador de encendido ($L_\sigma\, di/dt = (3 \times 10^{-7}\text{ H})(500\text{ V/}\mu\text{s}) = 150\text{ V}$).

Durante el encendido es necesario que el tiempo de subida del voltaje de compuerta-cátodo hasta su valor final de estado activo no sea más lento que un límite superior especificado, por lo general de alrededor de 200 ns. Este requerimiento proviene de la necesidad de asegurar que todas las celdas del MCT en paralelo (normalmente 10^5 o más) enciendan al mismo tiempo a fin de reducir los problemas de apiñamiento de corriente.

El apagado del MCT tiene las características normales de un dispositivo de conmutación dura, y las formas de onda se caracterizan por un tiempo de retraso de apagado $t_{d,\text{ apag}}$ y un tiempo de caída de corriente t_{fi}. El tiempo de retraso de apagado suele ser de 1 μs o poco menos, e incluye el tiempo requerido para que la tensión de ánodo-cátodo alcance su valor de estado inactivo. El tiempo de caída de la corriente se controla por la velocidad con que recombinen los portadores excedentes en las zonas de base de la estructura del tiristor. Los tiempos normales de caída de la corriente son de 0.5 a 1 μs.

26-5-5 LÍMITES DE DISPOSITIVOS Y ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA

El área de operación segura (AOS) de un MCT se muestra en forma cualitativa en la figura 26-11. Con tensiones bajas de ánodo-cátodo, la máxima corriente anódica controlable es la frontera limitante del AOS. Con el término de *máxima corriente anódica controlable* nos referimos a la máxima corriente de estado

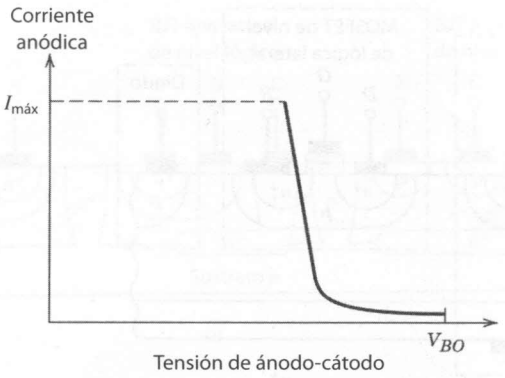


Figura 26-11 Esbozo cualitativo del área de operación segura del MCT.

activo que se apaga con el control de la compuerta. Este valor se determina por las características del OFF-FET, donde los P-MCT tienen capacidades más o menos tres veces más grandes que los N-MCT.

Más allá de alguna tensión de ánodo-cátodo que dependa mucho de la tecnología, se debe reducir el límite máximo de corriente conforme se incremente la tensión a valores más grandes. Esta reducción se relaciona tanto con consideraciones de disipación de potencia como con un mecanismo interno de avalancha del dispositivo. En un nivel de corriente muy reducido, los valores de tensión permitidos se incrementan rápido a un valor de transición conductiva de corriente cero. Como los MCT son dispositivos nuevos, las AOS se determinan en forma muy conservadora. Se volverán más cuadrados en forma ideal conforme avance la tecnología.

Los dispositivos individuales de MCT disponibles hoy en día tienen capacidades de corriente máximas de alrededor de 100 a 200 A en estado activo y bloquean de 2 000 a 3 000 V en estado inactivo. Si bien las especificaciones de corriente de MCT individuales van a aumentar conforme se mejore la tecnología, jamás van a igualar las capacidades del GTO individual. La razón es que los MCT tienen una estructura de celda muy densa con tamaños de elementos muy pequeños, que se aproximan a 1 μm. Con un gran número de celdas por área de unidad, entre más grande sea el área general del dispositivo, más probable será que una celda provoque un cortocircuito entre ánodo y cátodo. Las consideraciones de rendimiento razonable de producción limitan el área realizable del dispositivo en los MCT. Los tiristores de apagado de compuerta tienen una densidad de celdas mucho más baja porque las celdas son más grandes. Por consiguiente, el área general de un GTO es mucho más grande y por ende tiene una corriente especificada más grande que un MCT antes de que entren en juego consideraciones de rendimiento de producción.

Se obtienen especificaciones de corriente más grandes cuando se conectan varios MCT en paralelo. Se han probado módulos de cuatro a seis MCT conectados en paralelo, y las capacidades de corriente se aproximaron a 1 000 A en estado activo. Estas especificaciones se incrementarán conforme avance la tecnología.

Los MCT también están sujetos a limitaciones de *dv/dt* y *di/dt*. La limitación de *dv/dt* del MCT tiene el mismo origen físico que las limitaciones de *dv/dt* en tiristores y GTO. A fin de tener límites de *dv/dt* razonablemente grandes es necesario asegurar que el OFF-FET esté en estado conductor cuando se suponga que el MCT está apagado. Esto se logra mediante la aplicación de una señal de desbloqueo continua a la compuerta del MCT, de modo que el OFF-FET se mantenga en estado conductor. Si se permite que la señal de desbloqueo se vaya a cero durante la operación del estado de bloqueo, entonces incluso valores moderados de *dv/dt* encenderán el MCT. En la actualidad, los MCT tienen especificaciones de *dv/dt* de 500 a 1 000 V/μs.

Los MCT tienen límites de *di/dt* debido a problemas de apiñamiento de corriente. Como los ON-FET no se distribuyen densamente (es decir, uno por celda) a través de toda la superficie del dispositivo, algunas celdas (las que tienen ON-FET) se encienden antes que el resto. Por ende, se necesitan algunos límites en *di/dt* para prevenir que fluyan corrientes excesivas en estas celdas. El aumento de la densidad de los ON-FET y otras mejoras tecnológicas incrementarán las especificaciones de *di/dt*. Los MCT disponibles en la actualidad tienen especificaciones de *di/dt* de más o menos 500 μs.

26-6 CIRCUITOS INTEGRADOS DE POTENCIA

26-6-1 TIPOS DE CIRCUITOS INTEGRADOS DE POTENCIA

Los circuitos de control de potencia de semiconductores modernos tienen una cantidad considerable de circuitos de accionamiento de control, además del propio dispositivo de potencia. En capítulos anteriores pre-

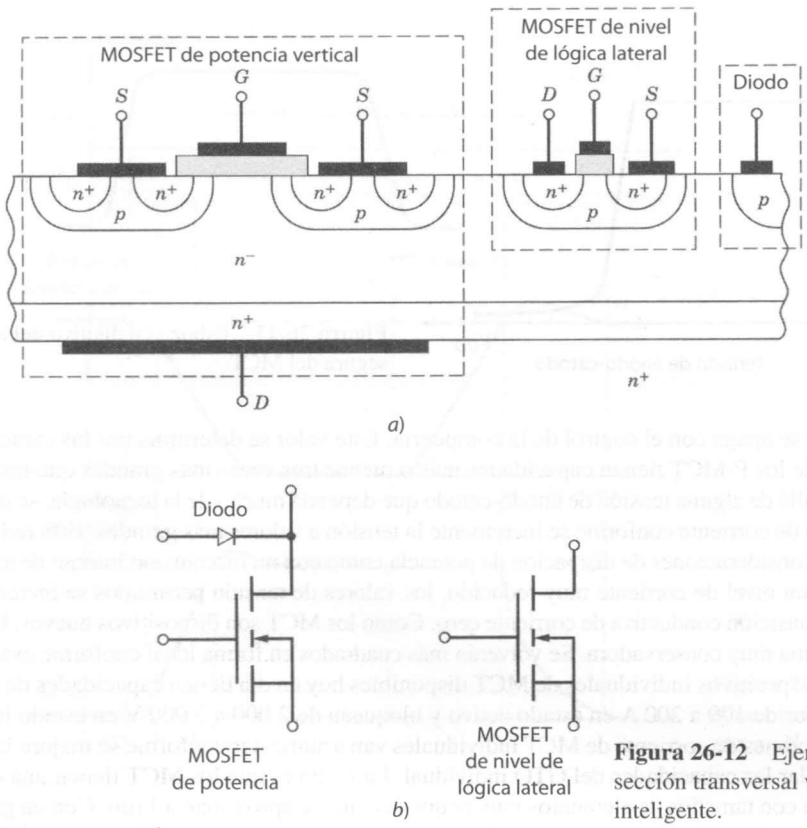


Figura 26-12 Ejemplo hipotético simple de la sección transversal vertical de un interruptor inteligente.

sentamos varios ejemplos de esto. Los circuitos de control a menudo incluyen conjuntos de circuitos lógicos controlados por microprocesadores. La inclusión de estos sistemas de circuitos de control y accionamiento en el mismo chip u oblea que el dispositivo de potencia, simplificaría en forma importante el diseño general de circuitos y ampliaría el rango de aplicaciones potenciales. De esta integración resultaría un sistema de control de potencia más económico y confiable. En general, se obtendría una reducción de la complejidad (menos componentes separados) de los circuitos y sistemas en estos circuitos integrados de potencia.

Tal integración ya se ha demostrado en muchas aplicaciones. Hay tres clases de circuitos integrados de potencia, incluso los *interruptores inteligentes*, circuitos integrados de alta tensión (HVIC) y módulos discretos. El dominio de los circuitos integrados de potencia, en particular los interruptores inteligentes y HVIC, se considera para niveles de corriente menores de 50 a 100 A y voltajes de más o menos 1 000 V o menores. Los módulos discretos cubren un rango de tensión-corriente mucho más amplio.

Los interruptores inteligentes son dispositivos de potencia a los que se agregan componentes, hasta que no se requieran cambios mayores a la secuencia de proceso de dispositivos de potencia verticales. Elementos como sensores integrados en el chip para sobrecorrientes y sobretemperaturas, así como partes de circuitos de accionamiento, son ejemplos de lo que se puede incluir. Un ejemplo hasta cierto grado hipotético de un interruptor inteligente se muestra en la figura 26-12. La unión *pn* formada a partir de la región de arrastre N^- y la región del cuerpo P siempre es de polarización inversa si el drenaje del MOSFET de potencia vertical es positivo respecto de la fuente, y por tanto esta unión provee el aislamiento eléctrico entre los MOSFET laterales y verticales.

Los circuitos integrados de alta tensión (HVIC) se fabrican mediante un proceso convencional de nivel lógico, pero con algunas modificaciones que permiten también fabricar dispositivos laterales de alta tensión en el chip compatibles con los dispositivos de baja tensión. Dos simples ejemplos hipotéticos de HVIC se muestran en la figura 26-13. Estos ejemplos se distinguen entre sí por la manera en que se realiza el aislamiento eléctrico entre los diversos dispositivos. Los HVIC actuales son mucho más complejos.

Los módulos discretos están compuestos por múltiples chips montados en un sustrato aislante común y herméticamente sellados en un solo paquete. Los diversos chips pueden incluir dispositivos de potencia verticales, un chip de circuito de accionamiento y un chip de circuito de control (quizás incluso un contro-

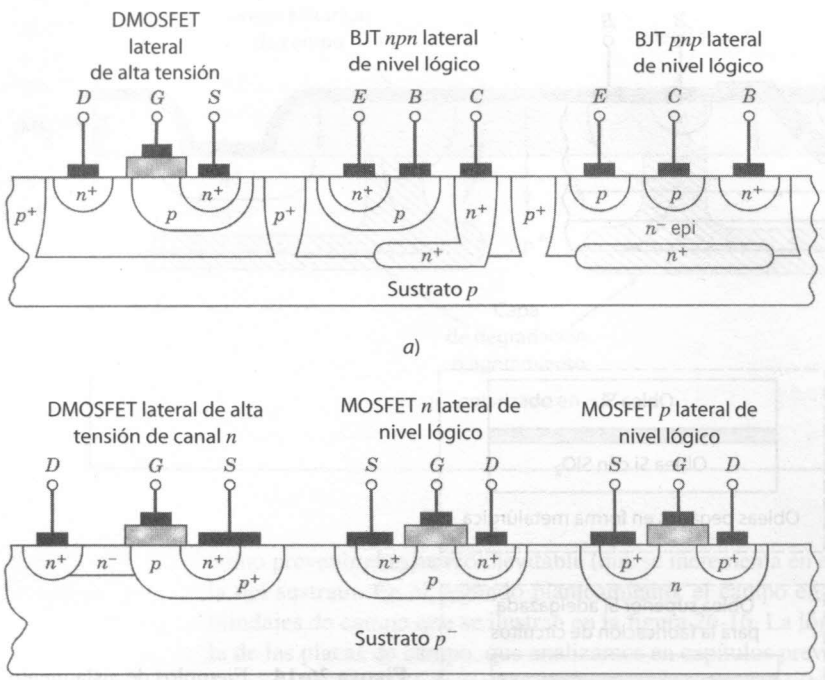


Figura 26-13 Ejemplos hipotéticos simples de circuitos integrados de alta tensión. En *a*) se realiza el aislamiento eléctrico mediante el aislamiento de la unión, mientras que en *b*) se usa el autoaislamiento.

lador PWM), y tal vez alguna otra funcionalidad. Aunque este planteamiento no es un método de fabricación por completo integral, lo incluimos debido a su potencial y su aplicación extensa en la actualidad en comparación con los interruptores inteligentes o los HVIC.

26-6-2 RETOS QUE ENFRENTA LA COMERCIALIZACIÓN DE CIP (POWER-INTEGRATED-CIRCUITS)

El uso de circuitos integrados de potencia (CIP) en aplicaciones de electrónica de potencia, enfrenta varios retos tanto técnicos como económicos. Los problemas técnicos incluyen los siguientes:

1. Aislamiento eléctrico de componentes de alta tensión contra componentes de baja tensión.
2. Los dispositivos de manejo de potencia térmicos suelen operar a temperaturas más altas que los dispositivos de baja tensión.
3. Las interconexiones integradas en los chips con un conductor de alta tensión corren a través de dispositivos de baja tensión o zonas de baja tensión.
4. El proceso de fabricación debe proveer el rango completo de dispositivos y componentes: transistores (BJT, MOSFET, IGBT), diodos, reóstatos, condensadores, etcétera.

Además, el uso de circuitos integrados de potencia enfrenta varios problemas económicos, como los siguientes:

1. Altos costos de desarrollo iniciales antes de cualquier corrida de producción.
2. Diferenciales de costos entre los tres tipos de CIP.
3. Necesidad de aplicaciones de alto volumen para recuperar grandes gastos de desarrollo.

26-6-3 AVANCE EN LA RESOLUCIÓN DE LOS RETOS

El aislamiento de dispositivos de baja tensión a partir de elementos de alta tensión se realiza por medio del aislamiento dieléctrico, aislamiento de la unión *pn* o autoaislamiento. El aislamiento dieléctrico se aplica de dos maneras. En la figura 26-14*a*, el aislamiento consiste básicamente en grabar o plasmar en el chip o la oblea para luego hacer crecer una capa de dióxido de silicio en ella. Luego se deposita una capa de silicio

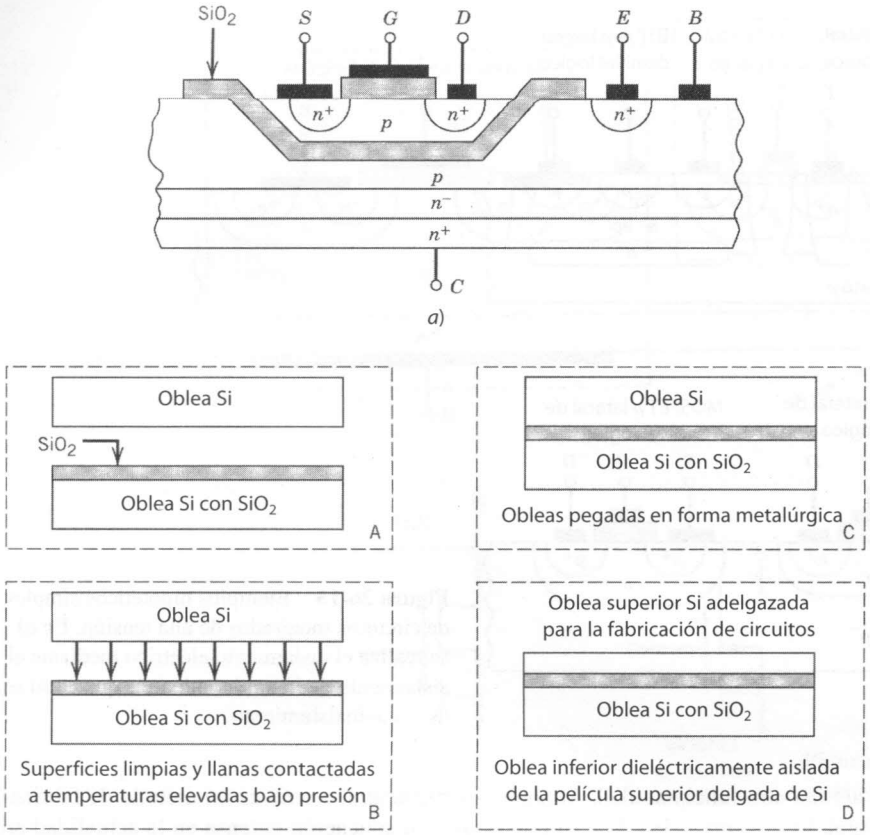


Figura 26-14 Ejemplos de aislamiento dieléctrico con *a*) relleno de óxido de un bolsillo grabado seguido por una cubierta de película delgada de silicio y *b*) pegamento de obleas seguido por el adelgazamiento de la oblea fusionada.

en el SiO_2. Después de recocer el silicio depositado a altas temperaturas, se recristaliza y entonces sirve para fabricar dispositivos de baja tensión. Otra forma es la técnica de adhesión de obleas, en la figura 26-14*b*. El aislamiento dieléctrico no tiene dispositivos parásitos, como diodos, que se activen en ciertas circunstancias e impidan el aislamiento. En la actualidad, el aislamiento dieléctrico es relativamente caro y provoca rendimientos más bajos en comparación con el aislamiento de la unión o el autoaislamiento, métodos que describiremos a continuación.

El aislamiento de la unión, por otro lado, es mucho más económico y sencillo. Se fabrica una unión *pn* de forma que rodee por completo el área por aislar, como se diagrama en la figura 26-13*a* para el HVIC. Esta unión se pone luego en polarización inversa en todo momento, con lo que se logra el aislamiento deseado. Se ha demostrado un aislamiento de unión de 1 000 voltios. La principal desventaja de este método de aislamiento es el diodo parásito que viene con él. Los problemas potenciales con este diodo incluyen el posible encendido y corrientes de disipación dependientes de la temperatura.

Si se usan sólo dispositivos de MOSFET en el circuito integrado, se puede usar también el autoaislamiento. En el autoaislamiento, todos los MOSFET tienen el mismo tipo de dopaje (tipo *n* o tipo *p*) para sus zonas de cuerpo, y el sustrato también tiene este tipo de dopaje. Esta situación se ilustra en la figura 26-13*b*. Los dopajes de drenaje y fuente están en las zonas del cuerpo y la unión *pn* de drenaje-cuerpo está en todo momento en polarización inversa, y por tanto provee el aislamiento entre los drenajes de los diferentes MOSFET. Las fuentes de todos los MOSFET están conectadas entre sí cuando se usan cortocircuitos de cuerpo-fuente.

Todavía no hay una medida por completo efectiva de interconexiones de alta tensión en el chip o la oblea. La dificultad básica es que donde sea necesario que pase una interconexión a través de una zona de aislamiento o alguna otra región muy dopada en un potencial significativamente diferente de la interconexión, las líneas equipotenciales entre las zonas de alta y baja tensión tienen una curvatura apreciable. Esto produce una cantidad considerable de "apiñamiento de campo", como se ilustra en la figura 26-15 para el caso de una zona de aislamiento. Este apiñamiento de campo genera una ruptura prematura de la zona de aislamiento y pone de este modo en cortocircuito a la alta tensión con la tierra.

Dos posibles soluciones son los aislantes gruesos y los blindajes de campo. El uso de aislantes más espesos requiere más investigación y desarrollo. Todavía no se sabe cuál es el aislante más adecuado ni

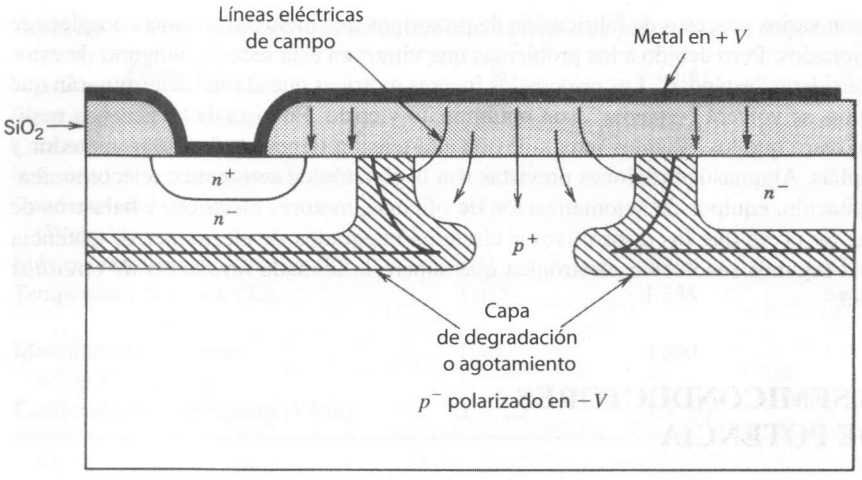


Figura 26-15 Apiñamiento de campos eléctricos donde las interconexiones de alta tensión se cruzan sobre una difusión de aislamiento.

cómo prevenir el esfuerzo inevitable (que se incrementa en el material depositado) de deslaminar la película del sustrato. En el segundo planteamiento, el campo en el aislante se uniforma más por medio de los blindajes de campo que se ilustran en la figura 26-16. La lógica de los blindajes de campo es la misma que la de las placas de campo, que analizamos en capítulos previos. Además, el uso de blindajes de campo significaría que la película aislante no tendría que ser tan espesa.

El problema de conectar los circuitos de control de baja tensión a los dispositivos de potencia de alta tensión sin abandonar el chip todavía no se resuelve por completo. Para los circuitos discretos, describiremos métodos especiales, como los transformadores u optoacopladores, en el capítulo 28 para lograr esta interconexión. Los transformadores quedan excluidos si la interconexión se debe hacer en el chip o la oblea. En la actualidad no es factible fabricar circuitos de optoacopladores sobre el chip de silicio donde residen el dispositivo de potencia y el sistema de circuitos de control de tensión baja. La dificultad básica es que la parte de emisión de luz del optoacoplador debe ser de arseniuro de galio, GaAs, y la integración de arseniuro de galio en silicio está aún en una fase temprana de investigación.

El método más factible de conectar circuitos de baja tensión a dispositivos de alta tensión es con circuitos de cambio de niveles. Estos circuitos mantienen una caída de tensión relativamente fija entre dos nodos mientras permiten el flujo de cualquier corriente deseada. Un diodo Zener en ruptura es un ejemplo de un dispositivo que serviría para el cambio de niveles. Se conocen otros circuitos viables, como las llamadas *bombas de carga* (también denominados *multiplicadores de voltaje*). El problema de mantener la diferencia de tensión sin disipación de potencia excesiva es básico, y requerirá más investigación antes de que esté disponible un método de aceptación general de conexión eléctrica.

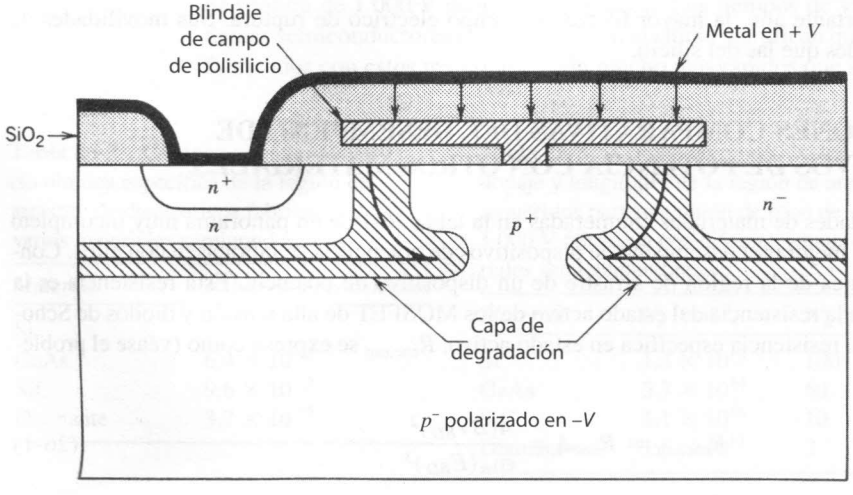


Figura 26-16 Blindaje de campo para reducir el apiñamiento de campos en caso de una interconexión a través de una zona de aislamiento.

Hace poco se probaron varios procesos de fabricación de prototipos que incluyen la gama completa de los dispositivos ya mencionados. Pero debido a los problemas que vimos en esta sección, ninguno de estos procesos aún se puede considerar "estándar". Las principales fuerzas motrices que al final determinarán qué proceso, si acaso habrá uno, se volverá "estándar", son rendimiento y costo. En vista de las pruebas realizadas hasta ahora, queda claro que los circuitos integrados de alta tensión tienen un futuro prometedor y tendrán aplicaciones amplias. Algunas aplicaciones previstas son la electrónica automotriz, telecomunicaciones, fuentes de alimentación, equipos de automatización de oficinas, motores eléctricos y balastros de iluminación fluorescente. Se prevé que los dispositivos y circuitos integrados de electrónica de potencia pueden desencadenar una segunda revolución electrónica que supere la llamada *revolución de circuitos integrales* de la actualidad.

26-7 NUEVOS MATERIALES SEMICONDUCTORES PARA DISPOSITIVOS DE POTENCIA

26-7-1 PROPIEDADES DE MATERIALES DE PRUEBA PARA LA SUSTITUCIÓN DE SILICIO

El silicio es hoy en día el único material semiconductor para la manufactura de dispositivos de potencia comerciales. Esto se debe a que el silicio se cultiva en forma de cristales individuales con diámetros mayores y se obtiene la pureza más grande de cualquier semiconductor disponible. Sin embargo, hay otros materiales con propiedades superiores a las del silicio para aplicaciones de dispositivos de potencia. Por desgracia, estos materiales no están disponibles con la pureza o tamaño lo bastante grandes para manufacturar dispositivos.

El arseniuro de galio es un material deseable para la fabricación de dispositivos. Tiene un salto de energía más grande que el silicio, lo que significa que los dispositivos de GaAs se pueden usar con temperaturas más altas que los de silicio (un salto de energía más grande se traduce en densidades intrínsecas de portadores más pequeñas en GaAs que en Si en la misma temperatura). Las movilidades de portadores en GaAs son más grandes que en el silicio, y esto significa que las resistencias en estado activo, en especial en dispositivos de portadores mayoritarios, serían más pequeñas en arseniuro de galio que en silicio. Además, tiene una fuerza de campo eléctrico de ruptura un poco mayor. La tabla 26-1 contiene una lista detallada de las propiedades importantes de GaAs.

El carburo de silicio es un material de gran interés para fabricar dispositivos de potencia. Tiene un salto de energía mucho mayor que el silicio, y esto lo hace más útil en temperaturas altas. Además, la conductividad de SiC es varias veces más grande que la del silicio. La ventaja más importante de SiC en comparación tanto con el silicio como con el GaAs es el orden de magnitud de la fuerza del campo eléctrico de ruptura más grande del carburo de silicio. Un resumen de las propiedades de SiC se da en la tabla 26-1.

El diamante es el material con el mayor potencial para dispositivos de potencia. Tiene el salto de banda más grande de todos los materiales enumerados en la tabla 26-1. También tiene la conductividad térmica más grande y, más importante aún, la mayor fuerza del campo eléctrico de ruptura. Sus movilidades de portadores son más grandes que las del silicio.

26-7-2 ESTIMACIONES COMPARATIVAS DEL DESEMPEÑO DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA CON OTROS MATERIALES

Una mirada a las propiedades de materiales enumeradas en la tabla 26-1 da un panorama muy incompleto del grado al que se puede mejorar el desempeño de dispositivos de potencia si se fabricasen con ellos. Considere la resistencia óhmica de la región de arrastre de un dispositivo de potencia. Esta resistencia es la contribución dominante a la resistencia del estado activo de los MOSFET de alta tensión y diodos de Schottky. Se comprueba que la resistencia específica en estado activo, $R_{enc,esp}$ se expresa como (véase el problema 26-7):

$$R_{enc,esp} = R_{enc}A = \frac{4(BV_{BD})^2}{\epsilon\mu_n(E_{BD})^3} \tag{26-1}$$

Tabla 26-1 Propiedades de materiales semiconductores con potencial para dispositivos de potencia

Propiedad	*Si*	*GaAs*	*3C-SiC*	*6H-SiC*	*Diamante*
Salto de banda a 300 K (eV)	1.12	1.43	2.2	2.9	5.5
Constante dieléctrica relativa	11.8	12.8	9.7	10	5.5
Velocidad de arrastre saturada (cm/s)	1×10^7	2×10^7	2.5×10^7	2.5×10^7	2.7×10^7
Conductividad térmica (W/cm°C)	1.5	0.5	5.0	5.0	20
Máxima temperatura operativa (K)	300	460	873	1 240	1 100
Temperatura de fusión (°C)	1 415	1 238	Sublime $\gg$1 800	Sublime $\gg$1 800	Cambio de fase
Movilidad de electrones a 300 K (cm^2/V-s)	1 400	8 500	1 000	600	2 200
Campo eléctrico de ruptura (V/cm)	3×10^5	4×10^5	4×10^6	4×10^6	1×10^7

donde A es el área transversal de la región de arrastre. Una manera conveniente de comparar los beneficios potenciales de otros materiales es calcular, con la ecuación 26-1, la resistencia de regiones de arrastre específicas de dispositivos con especificaciones de tensión de ruptura idénticas, pero de otros materiales. Si se comparan todos los dispositivos con el silicio, una relación normalizada de resistencia específica sería

$$\frac{R_{\text{enc}}(x)}{R_{\text{enc}}(\text{Si})} = \text{relación de resistencia} = \frac{\epsilon_{Si}\mu_{Si}}{\epsilon_x\mu_x}\left[\frac{E_{BD,\text{Si}}}{E_{BD,x}}\right]^3 \tag{26-2}$$

donde x es el material que se compara con el silicio. En la tabla 26-2 se muestra una comparación de esta relación de resistencia para todos los materiales enumerados en la tabla 26-1. Los valores de los parámetros de la ecuación 26-2 se tomaron de la tabla 26-1.

Otra forma ilustrativa de comparar los beneficios de estos materiales es calcular el nivel de dopaje de la región de arrastre y la longitud necesaria para soportar un valor específico de tensión de ruptura en un diodo de unión *pn*. Este tipo de comparación numérica se hace en la tabla 26-3 para una simple unión de paso con una tensión de ruptura de 1 000 V. Se usan la ecuación 20-1 para estimar el nivel de dopaje y la ecuación 20-3 para estimar la longitud de la región de deriva. Los valores numéricos de los parámetros de la ecuación se toman de la tabla 26-1. Las densidades de dopaje más grandes y las longitudes de la región de deriva más cortas que se requieren conforme se avanza del silicio al diamante indican con claridad la superioridad de las propiedades de estos materiales en comparación con el silicio.

Una comparación final útil es estimar el tiempo de vida de los portadores requerido en un diodo de unión *pn* fabricado con cada material. Esta comparación se muestra en la tabla 26-4; se compiló con la ecuación 20-28 para el tiempo de vida, y expresa la longitud de la región de deriva W_d en la ecuación 20-28 en términos de la ecuación 20-3. Recordará que la ecuación 20-28 se deduce a partir de que la longitud de difusión de portadores debe ser más o menos igual a la longitud de la región de arrastre. Se usó una tensión de ruptura de 1 000 V para la comparación. Los tiempos de vida mucho menores que se requieren en los demás semiconductores comparados con el silicio significan que los dispositivos de portadores minoritarios fabricados con estos materiales serán mucho más rápidos que sus contrapartes de silicio.

Tabla 26-2 Comparación de la resistencia óhmica específica de la región de arrastre de dispositivos fabricados con varios materiales semiconductores

Material	*Relación de resistencia*
Si	1
GaAs	6.4×10^{-2}
SiC	9.6×10^{-3}
Diamante	3.7×10^{-5}

Tabla 26-3 Comparación de niveles de dopaje y longitudes de la región de arrastre requeridos para una unión de paso de 1 000 V fabricada con diferentes materiales semiconductores

Material	$N_d\,(cm^{-3})$	$W_d\,(\mu m)$
Si	1.3×10^{14}	100
GaAs	5.7×10^{14}	50
SiC	1.1×10^{16}	10
Diamante	1.5×10^{17}	2

Tabla 26-4 Tiempo de vida de portadores requerido en la región de deriva de un diodo de unión *pn* de una tensión de ruptura especificada de 1 000 V fabricado con diferentes materiales.

Material	*Tiempo de vida*
Si	1.2 μseg
GaAs	0.11 μseg
SiC	40 nseg
Diamante	7 nseg

26-7-3 RETOS DE LOS NUEVOS MATERIALES SEMICONDUCTORES

Quedan por resolver muchos problemas antes de que los materiales enumerados en la tabla 26-1 sustituyan al silicio. Se han invertido grandes cantidades de tiempo (más de 40 años) y fondos (miles de millones de dólares) en la investigación y desarrollo de dispositivos de silicio. En comparación, los esfuerzos en los otros materiales han sido mínimos. Por tanto, no sorprende que el silicio tenga hoy en día una posición tan dominante en la fabricación de dispositivos de potencia.

Durante los últimos 15 a 20 años se hicieron importantes esfuerzos de investigación de GaAs, motivados por su potencial para circuitos lógicos de alta velocidad, así como también de dispositivos de microondas y su potencial para dispositivos de emisión de luz. Sin embargo, estas investigaciones sólo beneficiaron en forma indirecta a los dispositivos de potencia. Las obleas de cristales individuales de GaAs todavía son demasiado pequeñas (los tamaños más grandes disponibles son de tres pulgadas de diámetro) para dispositivos de corrientes más altas. El control de impurezas no deseadas (que afectan las capacidades de tensión de ruptura y los tiempos de vida de los portadores) es muy deficiente. Además, el GaAs se ve perjudicado por la falta de óxido nativo, que serviría fácilmente como capa de aislamiento o de enmascaramiento. En la actualidad, los tiempos de vida de portadores factibles son demasiado cortos para dispositivos de portadores minoritarios de alta tensión.

El estado de la tecnología de carburo de silicio quedó atrás del estado de GaAs. Las obleas más grandes de carburo de silicio sólo tienen un espesor de una pulgada, y el control de las impurezas no se iguala al control de GaAs. Se necesitan mejoras significativas de los contactos óhmicos y la calidad de la interconexión de SiO_2 – SiC antes de realizar la fabricación confiable de dispositivos de potencia. También se necesitan mejoras considerables de la selectividad de los métodos de grabado.

El estado de la tecnología de dispositivos de diamantes es primitivo en comparación con la de otros materiales, incluso el SiC. No hay métodos para fabricar obleas de cristales individuales de diamante. Los métodos para producir películas delgadas de diamante desarrollados en los últimos 10 años generan películas policristalinas. Las técnicas para realizar la difusión selectiva de impurezas son deficientes, y los contactos óhmicos con el diamante requieren mayores esfuerzos de investigación y desarrollo. Un campo principal de problemas son los métodos de grabado selectivo.

26-7-4 TENDENCIAS FUTURAS

En el futuro se pueden esperar mejoras significativas tanto en los materiales básicos como en la tecnología de fabricación de dispositivos de los tres materiales distintos del silicio. La gran inversión en investigación y desarrollo de GaAs durante los últimos 20 años ya empezó a producir resultados tangibles. Durante la primera mitad de 1994 Motorola, Inc., comercializó un diodo de Schottky de GaAs de 600 V. Sin embargo, sólo los dispositivos de GaAs próximos a la introducción comercial encontrarán con probabilidad aplicaciones importantes en la electrónica de potencia. Las comparaciones de la sección 26-7-2 indican con claridad que los dispositivos de GaAs sólo ofrecen mejoras incrementales sobre dispositivos implementados por Si en comparación con dispositivos de SiC y diamante.

Los rápidos avances de la tecnología SiC y el considerablemente mejor desempeño de dispositivos de SiC en comparación con GaAs, limitará el desarrollo de nuevos dispositivos de potencia de GaAs. Como ya señalamos, las obleas de cristales individuales de SiC con una pulgada de diámetros ya están disponibles (principios de 1994), y se esperan mayores diámetros en el futuro cercano (uno a tres años). Un diodo de Schottky de SiC de 1 100 V (a temperatura ambiente) ya se describe en la bibliografía, el cual opera a 400°C con una tensión de ruptura de 460 V. Este dispositivo tuvo una resistencia específica en estado activo con un orden de magnitud menor que el valor teórico de un diodo de Schottky comparable basado en silicio. Además, en forma experimental se han probado MOSFET y BJT de nivel lógico hechos de SiC. Es probable que haya dispositivos de potencia de SiC dentro de 5 a 10 años.

La perspectiva de los dispositivos de potencia de diamante presenta un plazo mucho más largo. Se necesita una cantidad significativa de investigación básica en la mejora de materiales y tecnología de fabricación. El primer referente que se debe alcanzar son métodos para producir obleas de cristales individuales de tamaño razonable (de una a tres pulgadas de diámetro). Los problemas secundarios de contactos óhmicos, dopantes, grabado y similares también requieren grandes esfuerzos de investigación. Es poco probable que haya algún dispositivo de potencia de diamante en el futuro inmediato (los próximos 10 a 20 años).

RESUMEN

En este capítulo investigamos la estructura y características de varios dispositivos y circuitos en estado temprano de desarrollo (por tanto, los clasificamos como dispositivos emergentes), pero que parecen tener propiedades en potencia útiles para aplicaciones de la electrónica de potencia. En esta clasificación se encuentran los transistores de potencia de unión de efecto de campo, a pesar de que estos dispositivos están disponibles, aún no se aceptan ampliamente. A continuación mencionamos las conclusiones principales:

1. Los transistores de unión de efecto de campo son dispositivos de portadores mayoritarios normalmente encendidos con una característica *i-v* parecida al triodo. Son similares a los MOSFET en sus características de conmutación y tienen pérdidas en estado activo un poco más altas.
2. Los tiristores controlados por el campo tienen la estructura de un JFET con una unión *pn* inyectora de drenaje-canal que produce una grave modulación de conductividad de la región de drenaje-arrastre y la zona del canal, y por tanto, menos pérdidas de estado activo.
3. El FCT tiene un encendido y apagado controlado por la compuerta y es por tanto un suplemento potencial para el GTO. Parece tener velocidades de conmutación más rápidas que el GTO.
4. Las características de estar normalmente encendidos del JFET y del FCT limitan su uso en aplicaciones de electrónica de potencia. Se puede trabajar con la característica de estar normalmente apagado, pero en la actualidad esto produce mayores pérdidas en estado activo.
5. El MCT es en esencia un GTO con compuertas integradas accionadas por MOS que controlan tanto el encendido como el apagado, y que en potencia simplificarán de manera considerable el diseño de circuitos que usan el GTO.
6. Los circuitos integrados de alta tensión prometen circuitos de accionamiento y circuitos de control de nivel lógico, e incluso quizás elementos sensores para la protección contra la sobrecorriente y la protección térmica, fabricados en el mismo chip que el dispositivo de potencia. Esto bajaría en forma considerable los costos e incrementaría la confiabilidad de dispositivos y sistemas de potencia.
7. Otros materiales semiconductores, como el arseniuro de galio, tienen propiedades como mayores movilidades de portadores que el silicio y son muy deseables para la fabricación de dispositivos de potencia. Sin embargo, la calidad y disponibilidad de estos materiales es hoy en día inferior a las del silicio, y por tanto no se pueden usar para productos comerciales de dispositivos de potencia.

PROBLEMAS

26-1 Construya un circuito equivalente para el JFET de potencia (SIT normalmente encendido) parecido al circuito equivalente del MOSFET que sirva para estimar los tiempos de conmutación en aplicaciones de circuitos. Suponga que el JFET trabaja en modo de triodo.

26-2 Diseñe un circuito de accionamiento simple para el FCT normalmente encendido. Considere el arreglo de un MOSFET en serie con el cátodo del FCT. Describa en forma cualitativa la operación del circuito y comente las características requeridas del MOSFET.

26-3 Considere un diodo de potencia como el de la figura 20-1. El diodo se va a fabricar de arseniuro de galio y silicio, y ambos diodos van a tener la misma caída de tensión en estado activo y capacidad de bloqueo inverso. ¿Qué material tiene el tiempo de vida de portadores más corto, y en qué medida?

26-4 ¿Qué espesor aproximado debe tener una capa aislante de dióxido de silicio en un circuito integrado de alta tensión para repeler 1 000 V?

26-5 Un N-MCT tiene 10^5 celdas. El OFF-FET conduce 15 mA antes de que el voltaje de drenaje-fuente iguale a 0.7 V. ¿Qué corriente de estado activo se apaga en este MCT?

26-6 Suponga que el MCT en el problema 26-5 es un P-MCT, pero que en lo demás es idéntico. ¿Cuál es la máxima corriente controlable del MCT?

26-7 Demuestre que la resistencia específica en estado activo de un diodo de Schottky está dada por

$$R_{\text{enc,esp}} = R_{\text{enc}} A = \frac{4(BV_{BD})^2}{\epsilon \mu_n (E_{BD})^3}$$

Suponga que la única resistencia significativa proviene de la región de arrastre del diodo.

26-8 Use los resultados del problema 26-7 para comparar la resistencia específica en estado activo de diodos de Schottky fabricados con Si, GaAs, SiC y diamante. Suponga que $BV_{BD} = 500$ V en todos los casos.

26-9 ¿Cuál de los materiales semiconductores enumerados en la tabla 26-1 es más adecuado para dispositivos que operan a temperaturas elevadas? Explique a partir de las propiedades físicas fundamentales y no de la tecnología actual de fabricación. En lo posible, sea específico y cuantitativo.

26-10 Evalúe las ecuaciones 20-1 y 20-3 numéricamente para GaAs, SiC y diamante.

26-11 Se van a fabricar diodos con tensiones de ruptura de 200 V con GaAs, SiC y diamante. Enumere en forma tabular el nivel de dopaje y la región de arrastre de los diodos fabricados con cada material.

26-12 Se fabrican diodos con áreas transversales idénticas de Si, GaAs, SiC y diamante. Cuando se usan en el mismo circuito, cada diodo disipa 200 vatios. En el diodo de Si, la unión alcanza los 150°C. ¿Cuál es la temperatura de la unión en los diodos de SiC, GaAs y diamante? Se puede suponer que todos los diodos están montados del mismo modo y que la temperatura de la carcasa en cada diodo es de 50°C.

26-13 Considere el JFET de la figura 26-1. Las dimensiones marcadas en la figura tienen los siguientes valores

$$W = 10\ \mu m;\ l_c = 15\ \mu m;\ l_{gd} = 35\ \mu m;\ l_{gs} = 10\ \mu m$$

Los niveles de dopaje son $N^- = 2 \times 10^{14}\ cm^{-3}$ y $P^+ = N^+ = 10^{19}\ cm^{-3}$. Estime el voltaje de estrangulación, V_p, requerido para estrangular el canal.

26-14 Para el JFET que se describe en el problema 26-13, suponga que hay 28 zonas de compuerta P^+ con una profundidad $W = 700\ \mu m$ (dimensión perpendicular al plano del dibujo). Además suponga que las zonas P^+ tienen un ancho de 10 μm c/u (paralelo a la dimensión del ancho del canal W en la figura 26-7*a*). Estime la resistencia en estado activo del JFET ($V_{GS} = 0$ V).

26-15 Estime de manera aproximada la capacidad de tensión de bloqueo del JFET que se describe en el problema 26-13.

REFERENCIAS

1. B. Jayant Baliga, *Modern Power Devices*, Wiley, Nueva York, 1987, capítulos 7-9.
2. J. Nishizawa, "Junction Field-Effect Devices", *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Roland Sittig y P. Roggwiller (comps.), Plenum, Nueva York, 1982, pp. 241-270.
3. V. A. K. Temple, "MOS-Controlled Thyristors – A New Class of Power Devices", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-33, núm. 10, octubre de 1986, pp. 1609-1618.
4. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. Jayant Baliga y R. A. Kokosa, "The Evolution of Power Device Technology", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-31, núm. 11, noviembre de 1984, pp. 1570-1591.
5. B. R. Pelly, "Power Semiconductor Devices – A Status Review", *1982 International Power Semiconductor Converter Conference Proceedings*, IEEE, Nueva York, 1982.
6. B. Jayant Baliga y Dan Y. Chen (comps.), *Power Transistors: Device Design and Applications*, IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers, Nueva York, 1984, Parte IV, *Emerging Transistors Technology*, pp. 291-374.
7. T. M. Jahns, R. W. A. A. De Dancker, J. W. A. Wilson, V. A. K. Temple y D. L. Watrous, "Circuit Utilization Characteristics of MOS-controlled Thyristors", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 27, núm. 3, mayo/junio de 1991, pp. 589-597.
8. David L. Blackburn, "Status and Trends in Semiconductor Power Devices", *EPE '93, 5th European Conference on Power Electronics and Applications*, Conference Record, vol. 2, pp. 619-625.
9. Tsunenobu Kimoto, Tatsuo Urushidani, Sota Kobayashi e Hiroyuki Matsunami, "High-Voltage (> 1 kV) SiC Schottky Barrier Diodes with Low On-Resistances", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 14, núm. 12, diciembre de 1993, pp. 548-550.
10. Mohit Bhatnager y B. Jayant Baliga, "Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC, and Si for Power Devices", *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 40, núm. 3, marzo de 1993, pp. 645-655.

PARTE 7

CONSIDERACIONES PRÁCTICAS DEL DISEÑO DE CONVERTIDORES

CAPÍTULO 27

CIRCUITOS AMORTIGUADORES

Si un convertidor de electrónica de potencia fuerza un dispositivo semiconductor de potencia más allá de sus especificaciones, hay dos formas básicas de resolver el problema. Se reemplaza el dispositivo por uno cuyas especificaciones sean mayores a los esfuerzos o se agregan circuitos amortiguadores al convertidor básico para reducir el esfuerzo a niveles seguros. La opción final es un compromiso entre el costo y disponibilidad de dispositivos semiconductores con las especificaciones eléctricas requeridas en comparación con el costo y la complejidad adicional de usar circuitos amortiguadores. El diseñador de circuitos electrónicos de potencia debe conocer el diseño y operación de circuitos amortiguadores básicos a fin de compensar entre esta comparación. En este capítulo analizaremos los principios básicos de los circuitos amortiguadores comunes en la electrónica de potencia para reducir los esfuerzos eléctricos de los dispositivos semiconductores de potencia.

27-1 FUNCIÓN Y TIPOS DE CIRCUITOS DE AMORTIGUADORES

La función de un circuito amortiguador es reducir los esfuerzos eléctricos que se aplican a un dispositivo durante la conmutación por un convertidor de potencia a niveles dentro de las especificaciones eléctricas del dispositivo. En forma más explícita, un circuito amortiguador reduce los esfuerzos de conmutación a niveles seguros de las siguientes formas:

1. Al limitar los voltajes aplicados a dispositivos durante los transitorios de apagado.
2. Al limitar las corrientes del dispositivo durante los transitorios de encendido.
3. Al limitar la velocidad de subida (di/dt) de corrientes a través de dispositivos en el encendido del dispositivo.
4. Al limitar la velocidad de subida (dv/dt) de tensiones a través de dispositivos durante el apagado del dispositivo o durante voltajes de bloqueo directo aplicados de nuevo (por ejemplo, los SCR durante el estado de bloqueo directo).
5. Al modelar la trayectoria de conmutación del dispositivo cuando se enciende y apaga.

Desde la perspectiva de la topología del circuito existen tres clases amplias de circuitos amortiguadores. Estas clases incluyen lo siguiente:

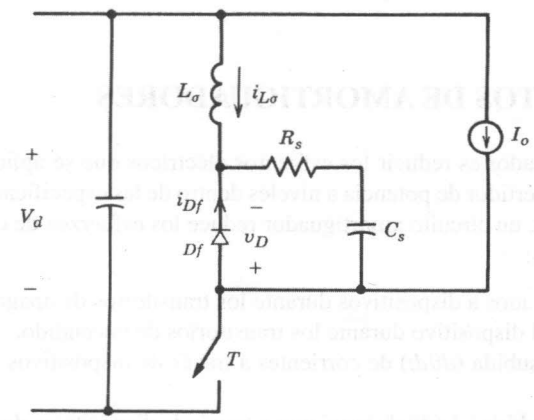
1. Amortiguadores *R*-C no polarizados en serie con que se protegen los diodos y tiristores mediante la limitación del máximo voltaje y dv/dt en la recuperación inversa.
2. Amortiguadores *R-C* polarizados. Con estos amortiguadores se modela la parte de apagado de la trayectoria de conmutación de interruptores controlables para enclavar voltajes aplicados a los dispositivos a niveles seguros o para limitar dv/dt durante la desconexión del dispositivo.
3. Amortiguadores *L-R* polarizados. Con estos amortiguadores se modela la trayectoria de conmutación de encendido de interruptores controlables y/o se limita di/dt durante el encendido del dispositivo.

Los esfuerzos de conmutación también se controlan mediante la utilización de una clase amplia de circuitos de convertidores de electrónica de potencia que se llaman convertidores *resonantes* o *cuasirresonantes*. Describimos algunos de estos convertidores en el capítulo 9 de este libro.

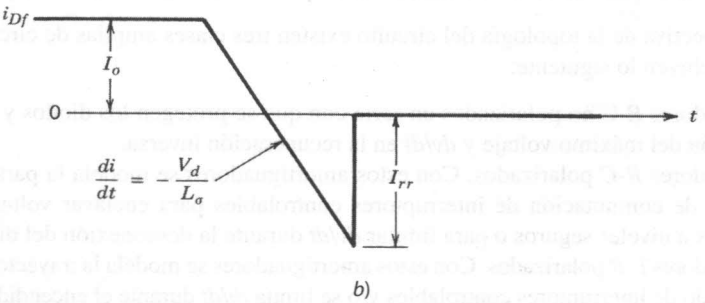
Cabe hacer hincapié en que los amortiguadores no forman parte fundamental del circuito de un convertidor de electrónica de potencia. El circuito amortiguador es una incorporación en el convertidor básico para reducir los esfuerzos de un componente eléctrico, por lo general un dispositivo semiconductor. Los amortiguadores sirven individualmente o en combinación, según los requerimientos. Como mencionamos en la introducción de este capítulo, se deben ponderar la complejidad y el costo que se suman al circuito del convertidor por la presencia del amortiguador respecto de los beneficios de limitar los esfuerzos eléctricos para los componentes críticos del circuito.

27-2 AMORTIGUADORES DE DIODOS

Los amortiguadores se necesitan en circuitos de diodos para reducir sobretensiones. Estas sobretensiones ocurren en circuitos como el convertidor reductor de la figura 27-1*a* debido a la inductancia parásita o de dispersión en serie con el diodo y al bloqueo rápido de la corriente de recuperación inversa del diodo en el encendido del interruptor T. El análisis del circuito amortiguador que protege al diodo se basa en este circuito de un convertidor reductor, donde L_σ es la inductancia parásita. Más adelante demostraremos que, con la finalidad de analizar el amortiguador, este circuito es un circuito equivalente para casi todos los convertidores donde se usan diodos. Por lo común se usa un amortiguador R_s-C_s a través del diodo para la protección contra sobretensiones, como se muestra en la figura 27-1*a*. Para simplificar el análisis, suponemos que la corriente de recuperación inversa del diodo se bloquea en forma instantánea, como se ve en la figura 27-1*b*. La carga es inductiva y se supone que la corriente de carga I_0 es constante durante el transitorio de conmutación.



a)



b)

Figura 27-1 *a*) Circuito de un convertidor reductor con inductancia parásita y circuito amortiguador para el diodo de libre circulación. *b*) Corriente de recuperación inversa del diodo.

27-2-1 AMORTIGUADOR CAPACITIVO

Aunque el amortiguador capacitivo ($R_s = 0$) no se usa en la práctica (por razones que veremos más adelante), sí proporciona un buen punto de partida para analizar los conceptos básicos. Para obtener un circuito equitativo, suponemos que el interruptor de la figura 27-2*a* es ideal, lo que produce un análisis del peor caso de este circuito. Cuando se trata el instante del bloqueo instantáneo del diodo en la corriente pico de recuperación inversa I_{rr} como $t = 0$, la corriente inicial del inductor en el circuito equivalente de la figura 27-2 es I_{rr} y el voltaje inicial del condensador del amortiguador es cero. Para establecer un circuito de línea de base, suponemos que la resistencia del amortiguador R_s es cero, como se muestra en la figura 27-2*b*. El voltaje del condensador (que es el negativo del voltaje del diodo en este circuito de línea de base) se obtiene a partir de los resultados del capítulo 9 como

$$v_{Cs} = V_d - V_d\cos(\omega_0 t) + I_{rr}\sqrt{\frac{L_\sigma}{C_s}}\operatorname{sen}(\omega_0 t) \tag{27-1}$$

donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma C_s}} \tag{27-2}$$

Si se introduce una capacitancia de línea de base C_{base} dada por

$$C_{\text{base}} = L_\sigma\left[\frac{I_{rr}}{V_d}\right]^2 \tag{27-3}$$

es posible expresar la ecuación 27-1 como

$$v_{Cs} = V_d\left[1 - \cos(\omega_0 t) + \sqrt{\frac{C_{\text{base}}}{C_s}}\operatorname{sen}(\omega_0 t)\right] \tag{27-4}$$

Ya sea por un derivado de tiempo o por un planteamiento de vector giratorio, el máximo valor de v_{Cs} en la ecuación 27-4 se estima como

$$V_{Cs,\text{máx}} = V_d\left[1 + \sqrt{1 + \frac{C_{\text{base}}}{C_s}}\right] \tag{27-5}$$

Las formas de onda de v_{Cs} y la corriente del inductor $i_{L\sigma}$ se muestran en la figura 27-2*c* para $C_s = C_{\text{base}}$. En este caso, el máximo voltaje del diodo inverso es el mismo que $V_{Cs,\text{máx}}$ calculado según la ecuación 27-5. Para valores pequeños de C_s, el máximo voltaje del diodo se vuelve excesivo.

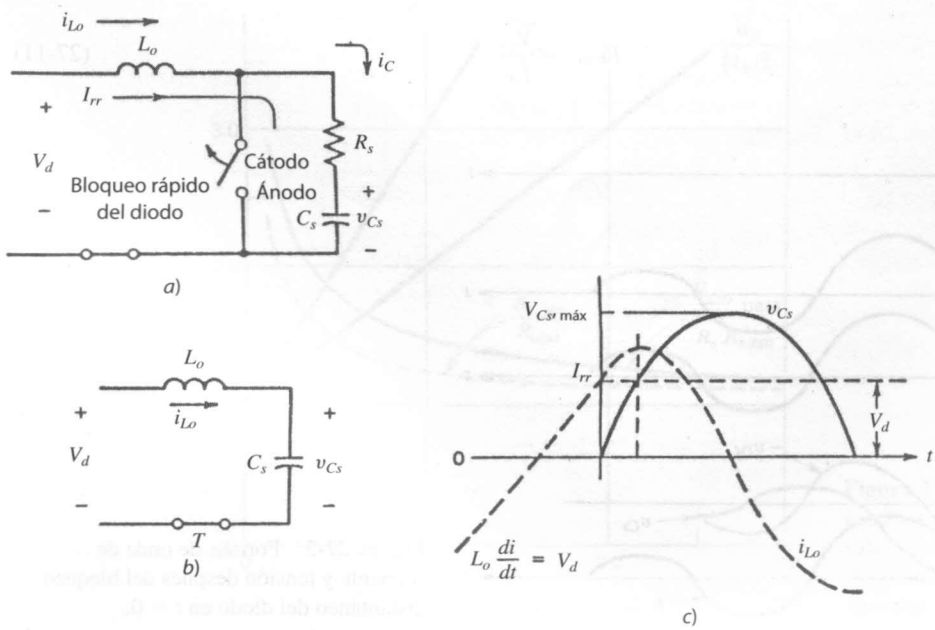


Figura 27-2 *a*) Circuito equivalente del convertidor reductor en el instante del bloqueo rápido de la corriente de recuperación inversa, y *b*) la simplificación que resulta de que la resistencia del amortiguador sea cero. *c*) Las formas de onda de tensión y corriente para $R_s = 0$ y $C_s = C_{\text{base}}$.

27-2-2 EFECTO DE AGREGAR UNA RESISTENCIA DEL AMORTIGUADOR

Cuando se incluyen la resistencia del amortiguador del diodo R_s, el circuito equivalente para el amortiguador se vuelve como se muestra en la figura 27-2*a*. En el análisis de este circuito modificado, el instante del bloqueo instantáneo del diodo se trata como $t = 0$, la corriente inicial del conductor es I_{rr} y el voltaje inicial del capacitor es cero. La ecuación diferencial que rige el comportamiento del voltaje del diodo es

$$L_\sigma C_s \frac{d^2 v_{Df}}{dt^2} + R_s C_s \frac{dv_{Df}}{dt} + v_{Df} = -V_d \tag{27-6}$$

Las condiciones de límite son $v_{Df}(0^+) = -I_{rr}R_s$ y

$$\frac{dv_{Df}(0^+)}{dt} = -\frac{I_{rr}}{C_s} - \frac{R_s V_d}{L_\sigma} - \frac{I_{rr}R_s^2}{L_\sigma}$$

La solución de la ecuación 27-6 está dada por

$$v_{Df}(t) = -V_d - \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_s}} \frac{I_{rr}}{\cos(\phi)} e^{-\alpha t} \cos(\omega_a t - \phi - \gamma) \tag{27-7}$$

donde

$$\omega_a = \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{\omega_0^2}} \quad \alpha = \frac{R_s}{2\omega_a} \quad \phi = \tan^{-1}\left(\frac{V_d - I_{rr}R_s/2}{\omega_a L_\sigma I_{rr}}\right) \quad \text{y} \quad \gamma = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_a}{\alpha}\right) \tag{27-8}$$

El tiempo $t = t_m$ en el que el voltaje dado por la ecuación 27-7 es un máximo se determina al poner el derivado dv_{Df}/dt igual a cero y despejar el tiempo. Tras hacer esto tenemos

$$t_m = \frac{\phi + \gamma - \pi/2}{\omega_a} \geq 0 \tag{27-9}$$

La sustitución de $t = t_m$ en la ecuación 27-7 genera el máximo voltaje inverso a través del diodo como

$$\frac{V_{\text{máx}}}{V_d} = 1 + \left\{\sqrt{1 + \frac{C_{\text{base}}}{C_s} + \frac{R_s}{R_{\text{base}}} - 0.75\left(\frac{R_s}{R_{\text{base}}}\right)^2}\right\} \exp(-\alpha t_m) \tag{27-10}$$

En la ecuación 27-10, la capacitancia de línea de base C_{base} está dada por la ecuación 27-3, y la resistencia R_{base}, por

$$R_{\text{base}} = \frac{V_d}{I_{rr}} \tag{27-11}$$

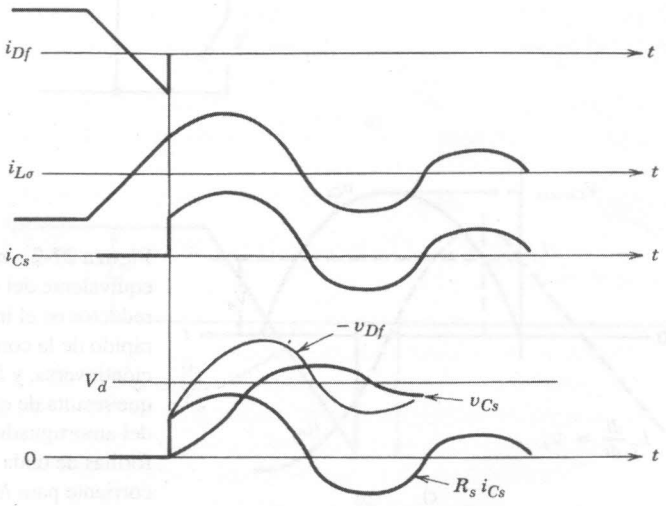


Figura 27-3 Formas de onda de corriente y tensión después del bloqueo instantáneo del diodo en $t = 0$.

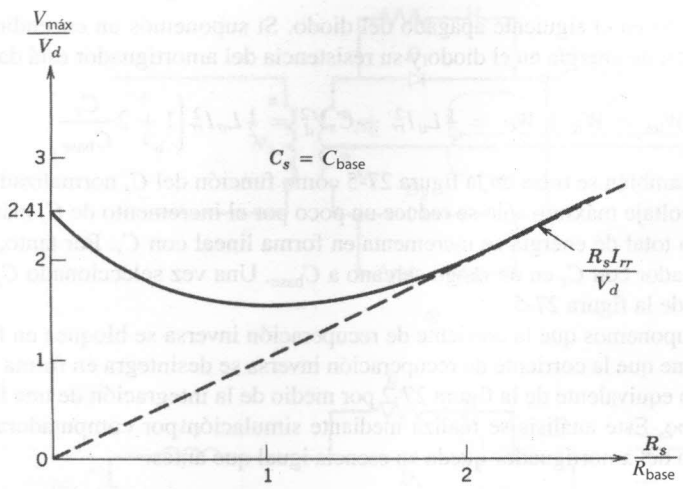


Figura 27-4 Sobretensión máxima a través del diodo como función de resistencia del amortiguador para un valor fijo de capacitancia del amortiguador.

Las formas de onda habituales del circuito para $t > 0$ se muestran en la figura 27-3 para $C_s = C_{base}$. En estas formas de onda, las oscilaciones son amortiguadas por R_s, y el máximo voltaje del diodo depende de los valores de R_s y C_s que se usen. Para un valor seleccionado de C_s, el máximo voltaje del diodo varía según R_s. Como ejemplo, para $C_s = C_{base}$, el máximo voltaje normalizado del diodo se traza en la figura 27-4 como función de R_s/R_{base}. Se ve que para este valor de C_s hay un valor óptimo de $R_s = R_{opt} = 1.3R_{base}$ que reduce $V_{máx}$. En la figura 27-5 se muestra un nomograma de diseño del amortiguador donde la óptima resistencia del amortiguador y el $V_{máx}$ correspondiente se trazan como función de C_s. En este nomograma, todas las cantidades están normalizadas.

La pérdida de energía en el reóstato R_s está dada por [1]

$$W_R = \tfrac{1}{2}L_\sigma I_{rr}^2 + \tfrac{1}{2}C_s V_d^2 \tag{27-12}$$

W_R, normalizado respecto de $(\frac{1}{2}L_\sigma I_{rr}^2)$, la energía pico almacenada en la inductancia de dispersión cuando se bloquea el diodo, también se traza en la figura 27-5. Al final de las oscilaciones de la corriente, la energía almacenada en C_s es igual a

$$W_{Cs} = \tfrac{1}{2}C_s V_d^2 \tag{27-13}$$

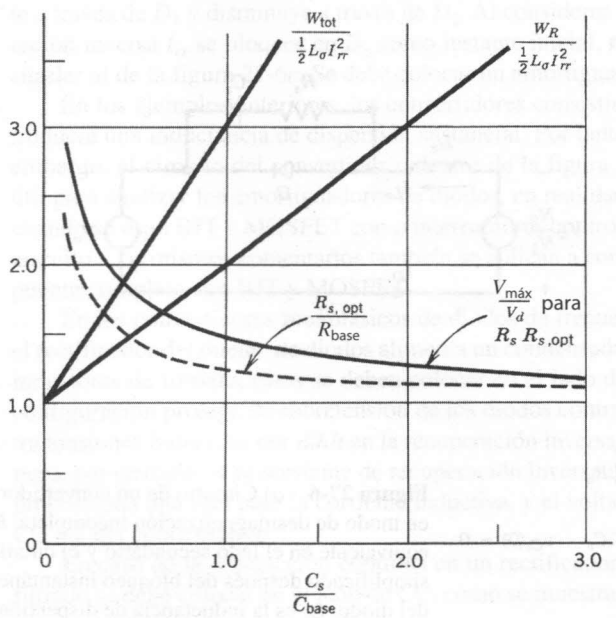


Figura 27-5 Pérdida de energía del amortiguador y el máximo voltaje del diodo para el valor óptimo de la resistencia del amortiguador R_s como función de la capacitancia del amortiguador C_s.

que se disipa en el diodo en el siguiente apagado del diodo. Si suponemos un encendido instantáneo del diodo, la disipación total de energía en el diodo y su resistencia del amortiguador está dada por

$$W_{\text{tot}} = W_R + W_{C_s} = \tfrac{1}{2}L_\sigma I_{rr}^2 + C_s V_d^2 = \tfrac{1}{2}L_\sigma I_{rr}^2\left(1 + 2\frac{C_s}{C_{\text{base}}}\right) \tag{27-14}$$

y el W_{tot} normalizado también se traza en la figura 27-5 como función del C_s normalizado. Se observa, por la figura 27-5, que el voltaje máximo sólo se reduce un poco por el incremento de C_s más allá de C_{base}. Sin embargo, la disipación total de energía se incrementa en forma lineal con C_s. Por tanto, se usaría un condensador del amortiguador con C_s en un rango cercano a C_{base}. Una vez seleccionado C_s, $R_s = R_{\text{opt}}$ se obtiene directamente desde la figura 27-5.

En este análisis suponemos que la corriente de recuperación inversa se bloquea en forma instantánea. En la práctica, se supone que la corriente de recuperación inversa se desintegra en forma exponencial. Esto se adapta en el circuito equivalente de la figura 27-2 por medio de la integración de una fuente de corriente de variación del tiempo. Este análisis se realiza mediante simulación por computadora, y los resultados muestran que el diseño del amortiguador queda en esencia igual que antes.

27-2-3 APLICACIÓN

El circuito de la figura 27-2*a* se ha usado para el análisis detallado del amortiguador del diodo. En los siguientes párrafos consideraremos cómo deducir circuitos equivalentes parecidos para el análisis de amortiguadores de diodos en algunos convertidores de uso común. En el convertidor flyback de la figura 27-6*a* que opera en un modo de desmagnetización incompleta, cuando el interruptor está apagado, el diodo conduce. Cuando se enciende el interruptor, el lado secundario del circuito se representa por el circuito de la figura 27-6*b*, donde se reduce la corriente en la inductancia de dispersión y en el diodo. Al considerar el instante en que la corriente del diodo I_{rr} se desbloquea como origen del tiempo, se obtiene el circuito equivalente de la figura 27-6*c*, idéntico a la figura 27-2*a*, que obtuvimos para el circuito del convertidor reductor de la figura 27-1*a*.

Otro ejemplo es el de una toma central secundaria en el circuito de un convertidor de contrafase, semipuente o puente completo que se muestra en la figura 27-7*a*. Si suponemos que el convertidor opera en modo de corriente continua cuando todos los interruptores principales están apagados, la mitad de la corriente de salida fluye a través de cada diodo. En el encendido, si se aplica un voltaje positivo a través del principal, el lado secundario del circuito es representado por la figura 27-7*b*, donde se incrementa la corrien-

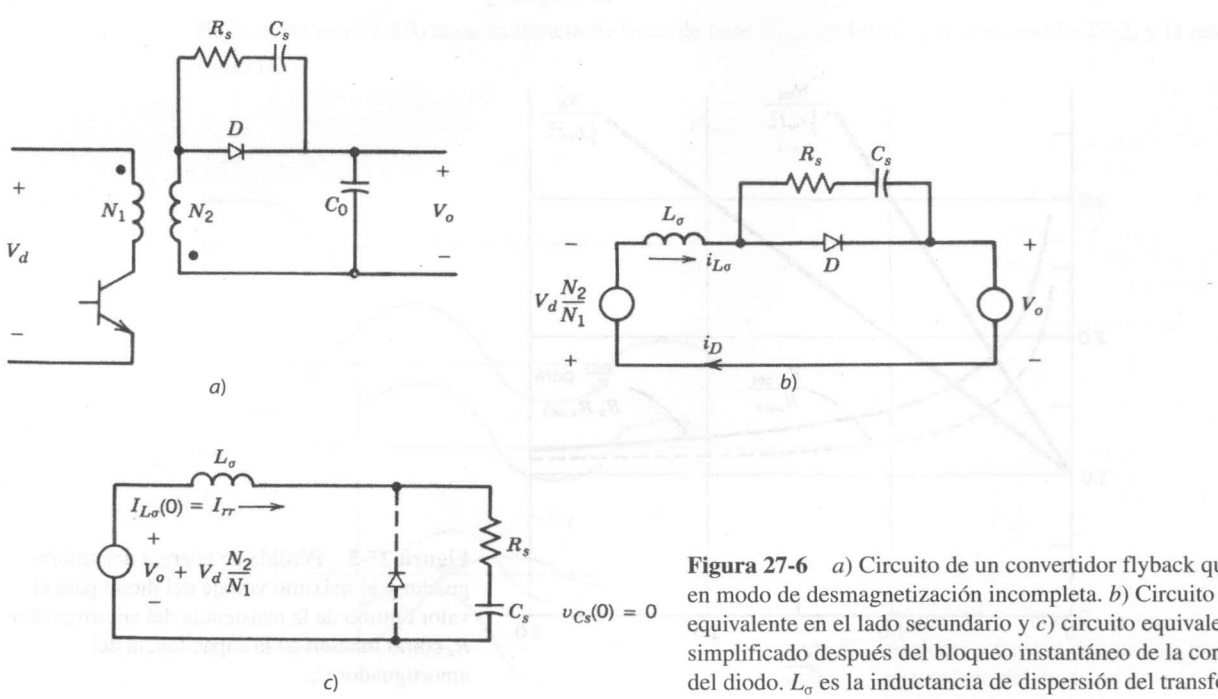


Figura 27-6 *a*) Circuito de un convertidor flyback que opera en modo de desmagnetización incompleta. *b*) Circuito equivalente en el lado secundario y *c*) circuito equivalente simplificado después del bloqueo instantáneo de la corriente del diodo. L_σ es la inductancia de dispersión del transformador.

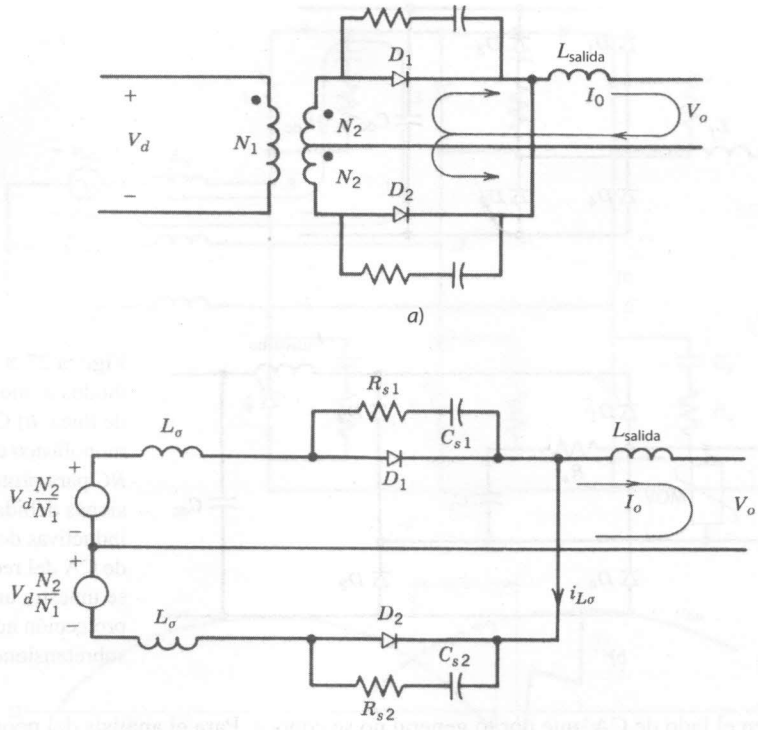


Figura 27-7 *a*) Rectificador de onda completa con un transformador con toma central secundaria. *b*) Circuito equivalente en el lado secundario y *c*) circuito equivalente en el instante del bloqueo instantáneo del diodo D_2.

te a través de D_1 y disminuye a través de D_2. Al considerar el instante en el cual la corriente pico de recuperación inversa I_{rr} se bloquea en D_2 como instante inicial, resulta el circuito equivalente de la figura 27-7*c*, similar al de la figura 27-6*c*. Se debe colocar un amortiguador a través de cada diodo en este circuito.

En los ejemplos anteriores, los convertidores consistieron en un transformador de aislamiento que introducía una inductancia de dispersión sustancial. Por tanto, se necesitaban amortiguadores de diodos. Sin embargo, el circuito del convertidor reductor de la figura 27-1*a*, que sólo presentó el circuito equivalente útil para analizar los amortiguadores de diodos, en realidad puede no necesitar un amortiguador de diodos cuando se usan BJT y MOSFET como interruptores controlados y L_σ se reduce por un arreglo adecuado del circuito. Los mismos comentarios también se aplican a convertidores de modo conmutado de semipuente y puente completo con BJT y MOSFET.

En los convertidores monofásicos de diodos de frecuencia de línea que analizamos en el capítulo 5, si el rectificador del puente de diodos alimenta un condensador de CC y opera en modo discontinuo, si se usan inductores de filtrado, éstos se deben colocar en el lado de CA, como se muestra en la figura 27-8*a*. Esta configuración protege de sobretensión de los diodos contra transitorios entrantes de tensión de línea y contra tensiones inducidas por *di/dt* en la recuperación inversa. No hay necesidad de amortiguadores de diodos pues, por ejemplo, si la corriente de recuperación inversa del diodo D_1 se bloquea en forma instantánea, D_4 proporciona una ruta para la corriente inductiva, y el voltaje inverso a través de D_1 se enclava al voltaje de CC V_{dc} del condensador.

En caso de la conducción continua en un rectificador monofásico de puente completo, el inductor de filtrado se debe colocar en el lado de CC, como se muestra en la figura 27-8*b*. En la práctica hay una induc-

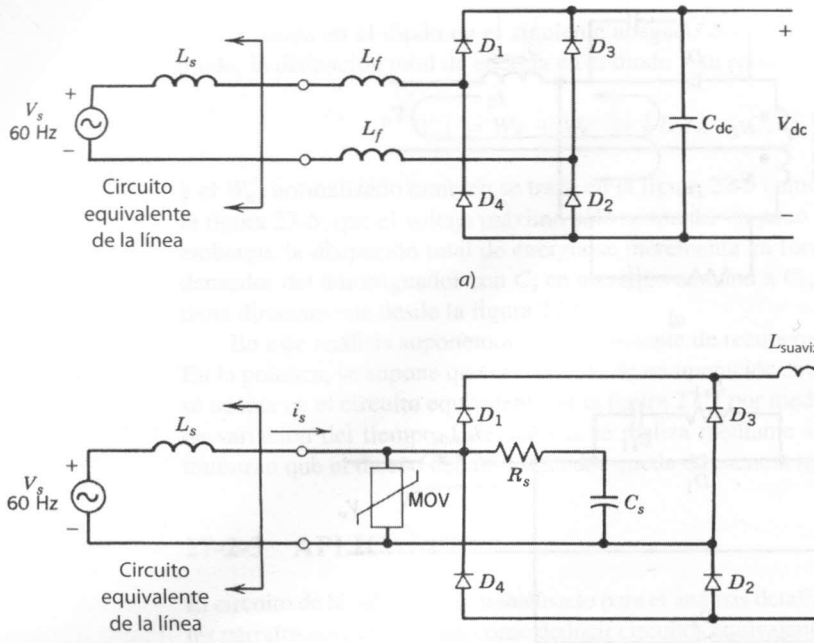


Figura 27-8 *a*) Rectificador de diodos monofásico de frecuencia de línea. *b*) Convertidor de diodos monofásico con un amortiguador *RC* para proteger contra sobretensiones debidas a reactancias inductivas desconocidas en el lado de CA del rectificador. También se muestra un MOV para la protección adicional contra sobretensiones.

tancia finita en el lado de CA, que por lo general no se conoce. Para el análisis del peor caso se supone que la reactancia del lado de CA $X_s(=\omega L_s)$ es de 5%, lo que implica que

$$X_s = \omega L_s = 0.05\frac{V_s}{I_{s1}} \tag{27-15}$$

donde V_s es el voltaje de línea rms el I_{S1} es el valor rms del componente de frecuencia fundamental de la corriente con carga completa. En el circuito de la figura 27-8*b* se puede usar un amortiguador *RC* para proteger a todos los diodos. En la figura 27-8*b*, las formas de onda debidas al bloqueo instantáneo de recuperación inversa del diodo son mucho más rápidas que las variaciones en la entrada de voltaje v_s de la línea de 60 Hz. Por tanto, el valor de v_s en el instante del bloqueo rápido del diodo se trata como una CC constante, y así se permite de nuevo el uso del circuito equivalente de la figura 27-2*a*. El análisis detallado de amortiguadores para este tipo de circuitos se da a continuación para un rectificador de tiristores donde el puente de diodos se trata como un caso especial. El análisis para rectificadores monofásicos también se aplica a rectificadores de puente de diodos trifásicos.

Se debe notar que, en los convertidores conectados a la línea, los amortiguadores de diodos también deben proveer protección de sobretensiones contra transitorios entrantes de voltaje de línea. Esta consideración puede en efecto superar el diseño de amortiguadores basado en el bloqueo instantáneo de recuperación inversa. Con frecuencia se usan además varistores de óxido metálico (MOV) para esta protección contra sobretensión de transitorios.

27-3 CIRCUITOS AMORTIGUADORES PARA TIRISTORES

Las corrientes de recuperación inversa generadas en tiristores cuando están en polarización inversa pueden generar sobretensiones de tamaño inaceptable debido a la inductancia de serie si no se usan amortiguadores. En la sección anterior demostramos que se puede usar un circuito equivalente en un convertidor reductor de CC-CC para analizar el amortiguador de sobretensión de diodos en cualquier convertidor. Este circuito equivalente se usa aquí para un convertidor trifásico de tiristores de frecuencia de línea del tipo que analizamos en el capítulo 6. Las inductancias del lado de CA de la figura 27-9*a* se deben a reactancias de línea más cualquier inductancia de dispersión del transformador. El lado de CC se representa por una fuente de corriente donde se supone que i_d fluye en forma continua.

Se supone que los tiristores T_1 y T_2 conducen y que el tiristor T_3 está conectado con un ángulo de retraso α, como se muestra en la figura 27-9*b*. La corriente i_d se conmutará desde el tiristor T_1 (conectado a la fase *a*) al tiristor T_3 (conectado a la fase *b*). El voltaje v_{ba} es responsable de la conmutación de la corrien-

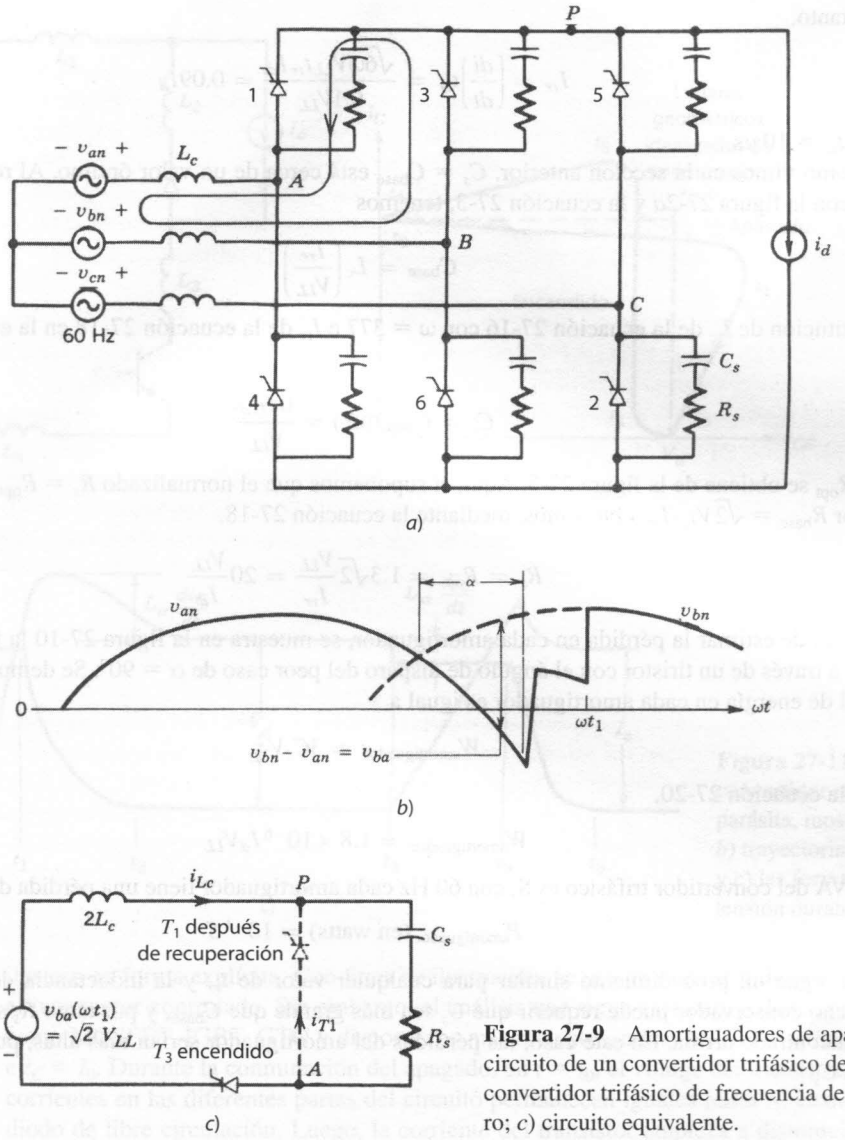


Figura 27-9 Amortiguadores de apagado para tiristores en el circuito de un convertidor trifásico de frecuencia de línea: *a*) convertidor trifásico de frecuencia de línea; *b*) tiempos de disparo; *c*) circuito equivalente.

te. El subcircuito que consiste en T_1 y T_3 se muestra en la figura 27-9*c* con T_3 encendido y T_1 apagado, así como en su recuperación inversa en ωt_1, con $i_\sigma = I_{rr}$. Se supone que la fuente de tensión en el circuito de la figura 27-9*c* es una constante de voltaje con un valor de v_{ba} en ωt_1 debido a la variación lenta de voltajes de 60 Hz en comparación con los transitorios rápidos de tensión y corriente en este circuito. Las formas de onda de las tensiones y corrientes de amortiguadores son idénticas a las que describimos en la figura 27-3.

Para analizar el diseño del amortiguador, se usa una impedancia del peor caso de 5%, como explicamos en la sección anterior, y la ecuación 27-15 se convierte en

$$x_c = \omega L_c = \frac{0.05 V_{LL}}{\sqrt{3} I_d} \tag{27-16}$$

donde V_{LL} es el voltaje rms de línea a línea e I_d es la corriente de la carga. Para un diseño del peor caso, la fuente de voltaje en la figura 27-9*c* tiene su máximo valor de $\sqrt{2}V_{LL}$, que corresponde a $\alpha = 90°$. Aquí suponemos que el tiempo de recuperación inversa es de 10 μs. De este modo, durante la conmutación de corriente, si suponemos que el voltaje de conmutación tiene un valor constante de $\sqrt{2}V_{LL}$, el *di/dt* a través del tiristor T_1 es

$$\frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{2L_c} \tag{27-17}$$

y, por tanto,

$$I_{rr} = \left(\frac{di}{dt}\right) t_{rr} = \frac{\sqrt{6}\omega V_{LL} t_{rr} I_d}{0.1 V_{LL}} = 0.09 I_d \tag{27-18}$$

donde $t_{rr} = 10\ \mu s$.

Como vimos en la sección anterior, $C_s = C_{base}$ está cerca de un valor óptimo. Al relacionar la figura 27-9*c* con la figura 27-2*a* y la ecuación 27-3, tenemos

$$C_{base} = L_c \left(\frac{I_{rr}}{V_{LL}}\right)^2 \tag{27-19}$$

La sustitución de L_c de la ecuación 27-16 con $\omega = 377$ e I_{rr} de la ecuación 27-18 en la ecuación 27-19, tenemos

$$C_s = C_{base}(\mu F) = \frac{0.6 I_d}{V_{LL}} \tag{27-20}$$

$R_s = R_{opt}$ se obtiene de la figura 27-5. Aquí, si suponemos que el normalizado $R_s = R_{opt} = 1.3 R_{base}$, y con el valor $R_{base} = \sqrt{2} V_{LL}/I_{rr}$, obtenemos, mediante la ecuación 27-18,

$$R_s = R_{opt} = 1.3\sqrt{2}\frac{V_{LL}}{I_{rr}} = 20\frac{V_{LL}}{I_d} \tag{27-21}$$

A fin de estimar la pérdida en cada amortiguador, se muestra en la figura 27-10 la forma de onda del voltaje a través de un tiristor con el ángulo de disparo del peor caso de $\alpha = 90°$. Se demuestra que la pérdida total de energía en cada amortiguador es igual a

$$W_{amortiguador} = 3 C_s V_{LL}^2 \tag{27-22}$$

o, con la ecuación 27-20,

$$W_{amortiguador} = 1.8 \times 10^{-6} I_d V_{LL} \tag{27-23}$$

Si el kVA del convertidor trifásico es S, con 60 Hz cada amortiguador tiene una pérdida de potencia igual a

$$P_{amortiguador}(\text{en watts}) = 10^{-4} S \tag{27-24}$$

Se sigue un procedimiento similar para cualquier valor de t_{rr} y la inductancia de la línea de CA. Un diseño conservador puede requerir que C_s sea más grande que C_{base}, y por tanto R_s sería menor que el valor encontrado arriba. En este caso, las pérdidas del amortiguador serían más altas, pues son proporcionales a C_s.

27-4 NECESIDAD DE AMORTIGUADORES CON TRANSISTORES

Los circuitos amortiguadores sirven para proteger a los transistores mediante la mejora de su trayectoria de conmutación. Hay tres tipos básicos de amortiguadores:

1. Amortiguadores de apagado.
2. Amortiguadores de encendido.
3. Amortiguadores de sobretensión.

Para explicar la necesidad de estos amortiguadores se muestra un convertidor reductor sin ningún amortiguador en la figura 27-11*a*, donde las inductancias parásitas en las diferentes partes del circuito se

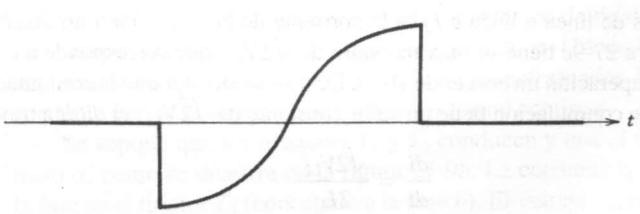


Figura 27-10 Forma de onda del voltaje a través de un tiristor disparado con un ángulo de 90°.

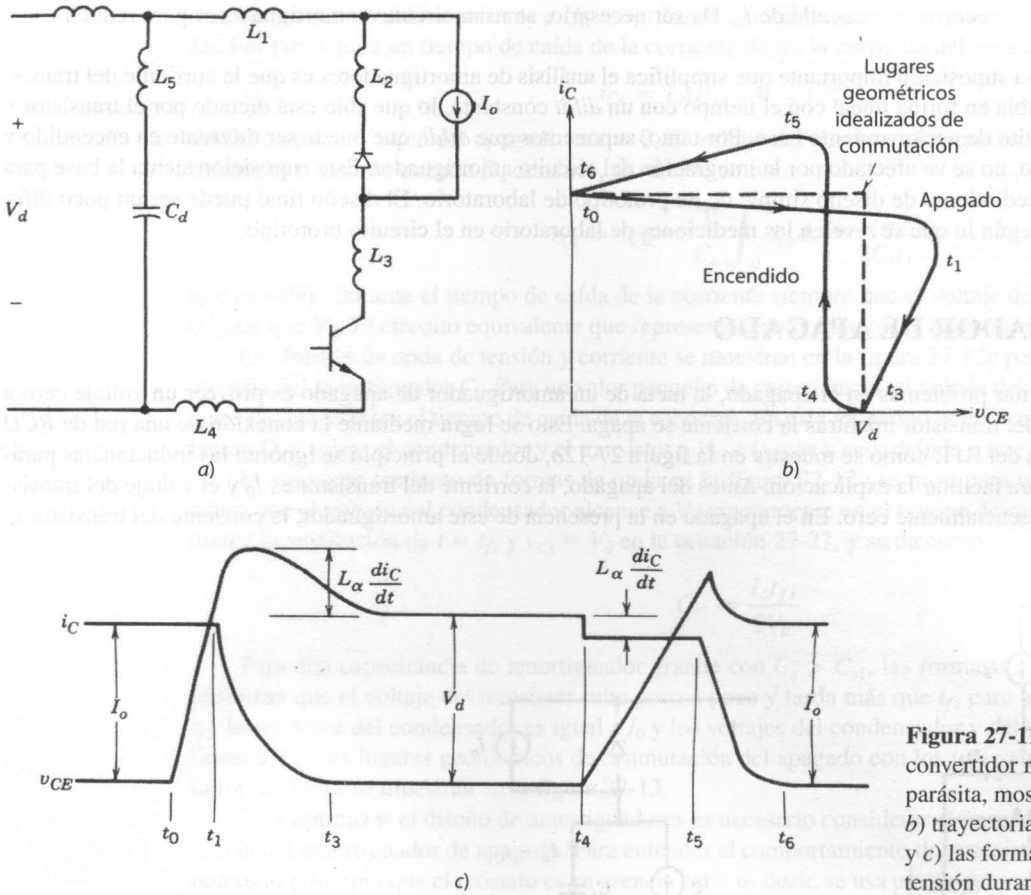


Figura 27-11 *a*) Circuito de un convertidor reductor con inductancia parásita, mostrado explícitamente con *b*) trayectoria de conmutación asociada y *c*) las formas de onda de corriente y tensión durante el encendido y apagado.

ilustran en forma explícita. Con fines de ilustración, se usa un transistor de potencia bipolar de unión para el interruptor controlado. Sin embargo, el análisis que sigue vale para todos los interruptores controlados, como MOSFET, IGBT, GTO y dispositivos más recientes, como MCT. Al principio, el transistor conduce e $i_C = I_0$. Durante la conmutación del apagado, en $t = t_0$, el voltaje del transistor empieza a subir, pero las corrientes en las diferentes partes del circuito permanecen iguales hasta t_1, cuando empieza a conducir el diodo de libre circulación. Luego, la corriente del transistor empieza a disminuir, y la velocidad con que disminuye se determina por las propiedades del transistor y su accionamiento base. El voltaje del transistor se expresa como

$$v_{CE} = V_d - L_\sigma di_c/dt \tag{27-25}$$

donde $L_\sigma = L_1 + L_2 + \ldots$ La presencia de inductancias parásitas produce una sobretensión, pues di_c/dt es negativo. En t_3, al final del tiempo de caída de la corriente, el voltaje baja a V_d y permanece en este valor.

Durante la transición del encendido, la corriente del transistor empieza a subir en t_4 con una velocidad dictada por las propiedades del transistor y el circuito de accionamiento base. La ecuación 27-25 aún es válida, pero, debido a un di_c/dt positivo, el voltaje del transistor v_{CE} es un poco menor que V_d. Debido a la corriente de recuperación inversa del diodo de libre circulación, i_C excede a I_σ. El diodo de libre circulación se recupera en t_5 y el voltaje a través del BJT disminuye a cero en t_6 con una velocidad impuesta por las propiedades del dispositivo.

Estas formas de onda de conmutación se representan por lugares geométricos de conmutación como los que se muestran en la figura 27-11*b*. Las líneas punteadas representan lugares geométricos de conmutación idealizados tanto para el encendido como para el apagado, a partir de la suposición de cero inductancias parásitas y de que no hay ninguna corriente de recuperación inversa a través del diodo. Ellas muestran que el transistor sufre grandes esfuerzos en el encendido y apagado cuando tanto su voltaje como su corriente están altos al mismo tiempo, lo que causa una alta disipación instantánea de potencia. Además, las inductancias parásitas generan una sobretensión más allá de V_d, y la corriente de recuperación inversa cau-

sa una sobrecorriente más allá de I_0. De ser necesario, se usan circuitos amortiguadores para reducir estos esfuerzos.

Una suposición importante que simplifica el análisis de amortiguadores es que la corriente del transistor cambia en forma lineal con el tiempo con un *di/dt* constante, lo que sólo está dictado por el transistor y su circuito de accionamiento base. Por tanto, suponemos que *di/dt*, que puede ser diferente en encendido y apagado, no se ve afectado por la integración del circuito amortiguador. Esta suposición sienta la base para un procedimiento de diseño simple de un prototipo de laboratorio. El diseño final puede ser un poco diferente, según lo que se revelen las mediciones de laboratorio en el circuito prototipo.

27-5 AMORTIGUADOR DE APAGADO

Para evitar problemas en el apagado, la meta de un amortiguador de apagado es proveer un voltaje cero a través del transistor mientras la corriente se apaga. Esto se logra mediante la conexión de una red de *RCD* a través del BJT, como se muestra en la figura 27-12*a*, donde al principio se ignoran las inductancias parásitas para facilitar la explicación. Antes del apagado, la corriente del transistor es I_0 y el voltaje del transistor es esencialmente cero. En el apagado en la presencia de este amortiguador, la corriente del transistor i_C

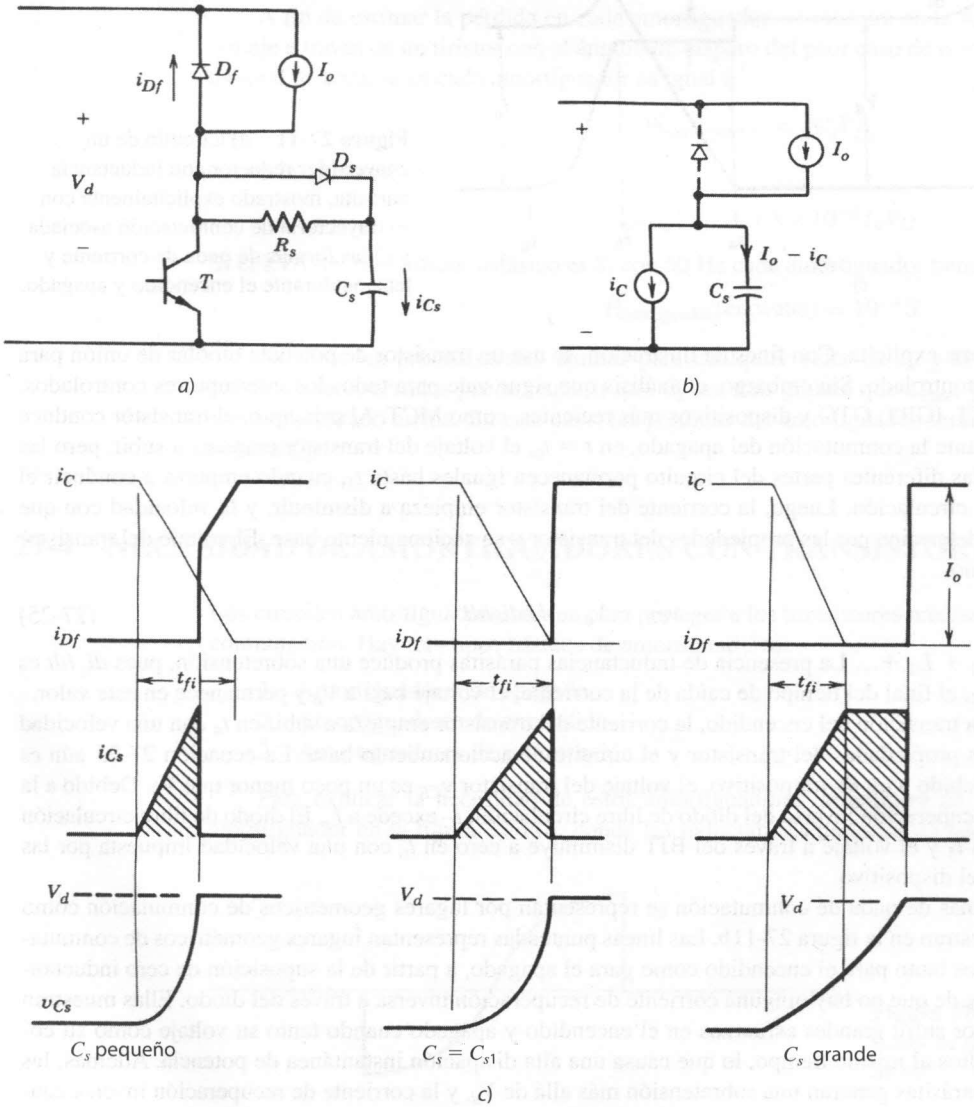


Figura 27-12 *a*) Circuito de amortiguador de apagado, *b*) su circuito equivalente durante el transitorio y *c*) formas de onda de corriente y tensión durante el transitorio de apagado. Las áreas sombreadas representan la carga sobre la capacitancia del amortiguador durante el apagado que se disipa en el BJT en el siguiente encendido.

disminuye con un di/dt constante e $(I_0 - i_C)$ fluye en el condensador a través del diodo del amortiguador D_s. Por tanto, para un tiempo de caída de la corriente de t_{fi}, la corriente del condensador se escribe como

$$i_{Cs} = I_o t/t_{fi} \quad 0 < t < t_{fi} \tag{27-26}$$

donde i_{Cs} es cero antes del apagado en $t = 0$. El voltaje del condensador, que es el mismo que el voltaje a través del transistor cuando D_s conduce, se escribe como

$$v_{Cs} = v_{CE} = \frac{1}{C_s}\int_0^t i_{Cs}dt = \frac{I_o t^2}{2C_s t_{fi}} \tag{27-27}$$

que es válido durante el tiempo de caída de la corriente siempre que el voltaje del condensador sea menor o igual que V_d. El circuito equivalente que representa esta condición se muestra en la figura 27-12*b*.

Las formas de onda de tensión y corriente se muestran en la figura 27-12*c* para tres valores de la capacitancia del amortiguador C_s. Para un valor pequeño de capacitancia, el voltaje del condensador alcanza a V_d antes de que termine el tiempo de caída de la corriente. En este momento se enciende el diodo de libre circulación D_f y sujeta el condensador y el transistor a V_d, e i_{Cs} cae a cero debido a que dv_{Cs}/dt es igual a cero.

El siguiente conjunto de formas de onda en la figura 27-12*c* se traza para un valor de $C_s = C_{s1}$, que causa que el voltaje del condensador alcance a V_d exactamente en el tiempo de caída t_{fi}; C_{s1} se calcula mediante la sustitución de $t = t_{fi}$ y $v_{Cs} = V_d$ en la ecuación 27-27, y se da como

$$C_{s1} = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \tag{27-28}$$

Para una capacitancia de amortiguador grande con $C_s > C_{s1}$, las formas de onda en la figura 27-12*c* muestran que el voltaje del transistor sube poco a poco y tarda más que t_{fi} para alcanzar a V_d. Más allá de t_{fi}, la corriente del condensador es igual a I_0 y los voltajes del condensador y del transistor suben en forma lineal a V_d. Los lugares geométricos de conmutación del apagado con los tres valores de C_s que se usan en la figura 27-12 se muestran en la figura 27-13.

Para optimizar el diseño de amortiguadores es necesario considerar el encendido del transistor en presencia del amortiguador de apagado. Para entender el comportamiento del transistor en el encendido, suponemos al principio que el reóstato es en esencia cero, es decir, se usa un condensador puro sin R_s y D_s como amortiguador de apagado, como se muestra en la figura 27-14*a*. La presencia de C_s causa que la corriente de encendido se incremente más allá de I_o y la corriente de recuperación inversa del diodo de libre circulación. Aún suponemos un di_c/dt constante durante el encendido. El área sombreada en la figura 27-14*a* representa la carga sobre el condensador que se descarga al transistor. Esta carga es igual a la superficie de una de las áreas sombreadas de la figura 27-12*c* según el valor de C_s que se use. En ausencia del condensador del amortiguador C_s, el voltaje del transistor habría caído en forma instantánea (pues el tiempo de caída del voltaje suele ser muy corto), como lo muestra la línea punteada en la figura 27-14*a*, y por tanto la energía disipada en el transistor durante el encendido del voltaje habría sido pequeña. La presencia de C_s alarga

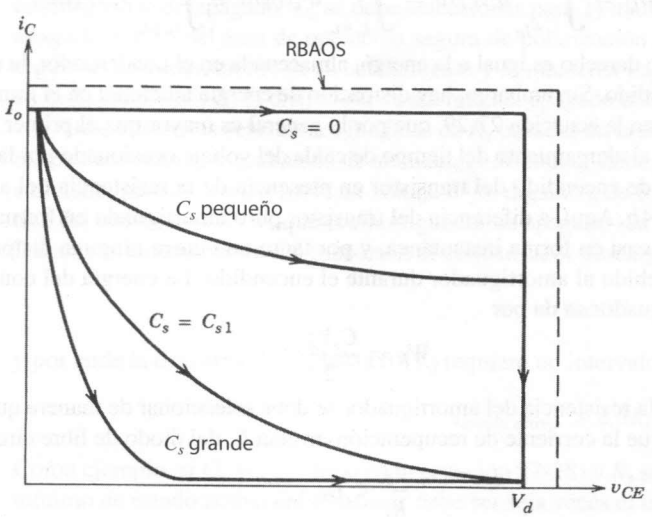


Figura 27-13 Trayectoria de conmutación durante el apagado con varios valores de la capacitancia del amortiguador C_s.

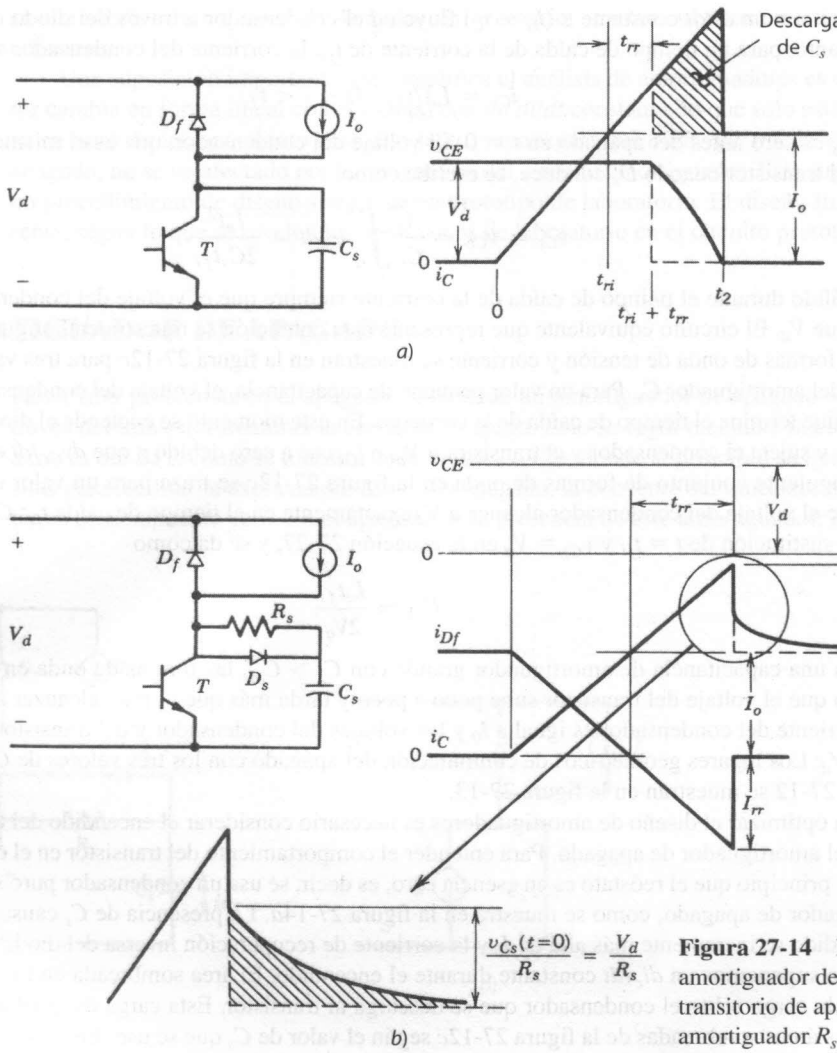


Figura 27-14 Efecto de la capacitancia del amortiguador de apagado C_s en *a*) el transitorio de apagado sin resistencia de amortiguador R_s y *b*) con la resistencia.

el tiempo de caída del voltaje, por lo que la energía adicional se disipa en el transistor. La energía adicional disipada en el transistor durante el tiempo de descarga del condensador se expresa como

$$\Delta W_Q = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_C v_{CE} dt = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_{Cs} v_{CE} dt + \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} I_o v_{CE} dt \tag{27-29}$$

El primer término del lado derecho es igual a la energía almacenada en el condensador, la cual se disipa en el transistor durante el encendido. Sin embargo, hay disipación de energía adicional en el transistor, como lo expresa el segundo término en la ecuación 27-29, que por lo general es mayor que el primer término. Esta disipación de energía se debe al alargamiento del tiempo de caída del voltaje ocasionado por la presencia de C_s.

Las formas de onda de encendido del transistor en presencia de la resistencia del amortiguador R_s se muestra en la figura 27-14*b*. Aquí, a diferencia del transistor puro amortiguado en forma capacitiva, suponemos que el voltaje cae casi en forma instantánea, y por tanto no ocurre ninguna disipación adicional de energía en el transistor debido al amortiguador durante el encendido. La energía del condensador disipada en el reóstato del amortiguador se da por

$$W_R = \frac{C_s V_d^2}{2} \tag{27-30}$$

En la figura 27-14*b*, la resistencia del amortiguador se debe seleccionar de manera que la corriente pico a través de él sea menor que la corriente de recuperación inversa I_{rr} del diodo de libre circulación, es decir,

$$\frac{V_d}{R_s} < I_{rr} \tag{27-31}$$

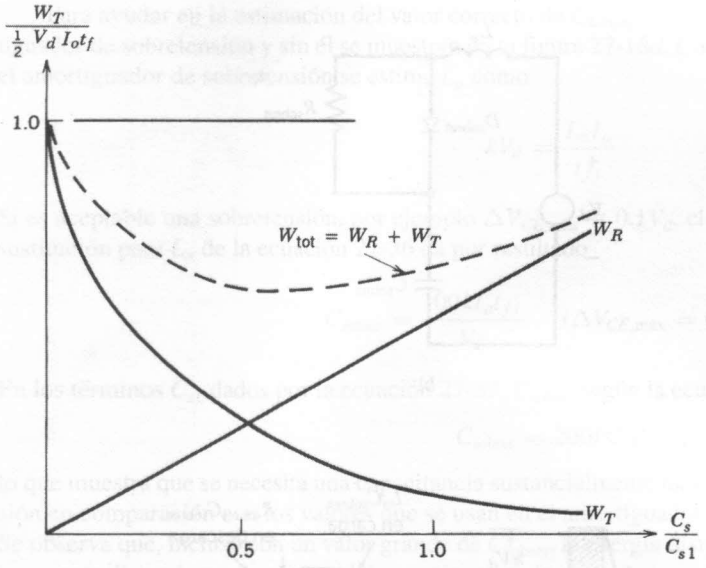


Figura 27-15 Disipación de energía de apagado en el BJT y resistencia del amortiguador como función de la capacitancia del amortiguador C_s.

El diseñador de circuitos suele limitar I_{rr} a $0.2I_o$ o menos, de modo que la ecuación 27-31 se vuelve aproximadamente

$$\frac{V_d}{R_s} = 0.2I_o \tag{27-32}$$

Con base en las suposiciones anteriores, las comparaciones de la figura 27-14*a* y 27-14*b* indican que la inclusión de la resistencia R_s tiene los siguientes efectos benéficos durante el encendido del transistor:

1. Toda la energía del condensador se disipa en el reóstato, el cual es más fácil de enfriar que el transistor.
2. Ninguna disipación de energía adicional ocurre en el transistor debido al amortiguador de apagado.
3. La corriente pico que el transistor debe conducir no se incrementa debido al amortiguador de apagado.

Como una ayuda en la selección del valor apropiado de C_s, la energía disipada en el transistor durante el apagado y la energía disipada en la resistencia del amortiguador R_s durante el encendido se trazan como funciones de C_s en la figura 27-15. A partir de las premisas anteriores, estos esquemas son independientes de R_s, y no hay disipación adicional de energía en el transistor durante el encendido debido a la presencia del amortiguador de apagado. C_s se debe seleccionar para 1) mantener el lugar geométrico de conmutación de apagado dentro del área de operación segura de polarización inversa, 2) reducir las pérdidas del transistor según las consideraciones de su enfriamiento y 3) mantener baja la suma (representada por la línea punteada en la figura 27-15) de la disipación de energía del apagado del transistor y la resistencia del amortiguador.

Después de las selecciones iniciales de R_s basadas en la ecuación 27-32, y de las de C_s, en los compromisos de diseño que acabamos de analizar, el diseñador debe asegurar que el condensador tenga el tiempo suficiente para descargar hasta un voltaje bajo, digamos, de $0.1V_d$, durante el tiempo mínimo de estado activo del transistor a fin de que el amortiguador de apagado sea efectivo en el siguiente intervalo de apagado. Durante el estado activo del transistor, el condensador descarga con una constante de tiempo $\tau_c = R_sC_s$ y

$$v_{Cs} = V_d e^{-t/\tau_c} \tag{27-33}$$

y por ende la descarga de v_{Cs} hasta $0.1V_d$ requiere un intervalo de 2.3 τ_c, y, por tanto,

$$t_{\text{estado activo}} > 2.3R_sC_s \tag{27-34}$$

Como ejemplo, si $C_s = C_{s1}$ (dado en la ecuación 27-28) y R_s se selecciona con la ecuación 27-32, el tiempo mínimo de estado activo del transistor debe ser seis veces el tiempo de caída de la corriente t_{fi}.

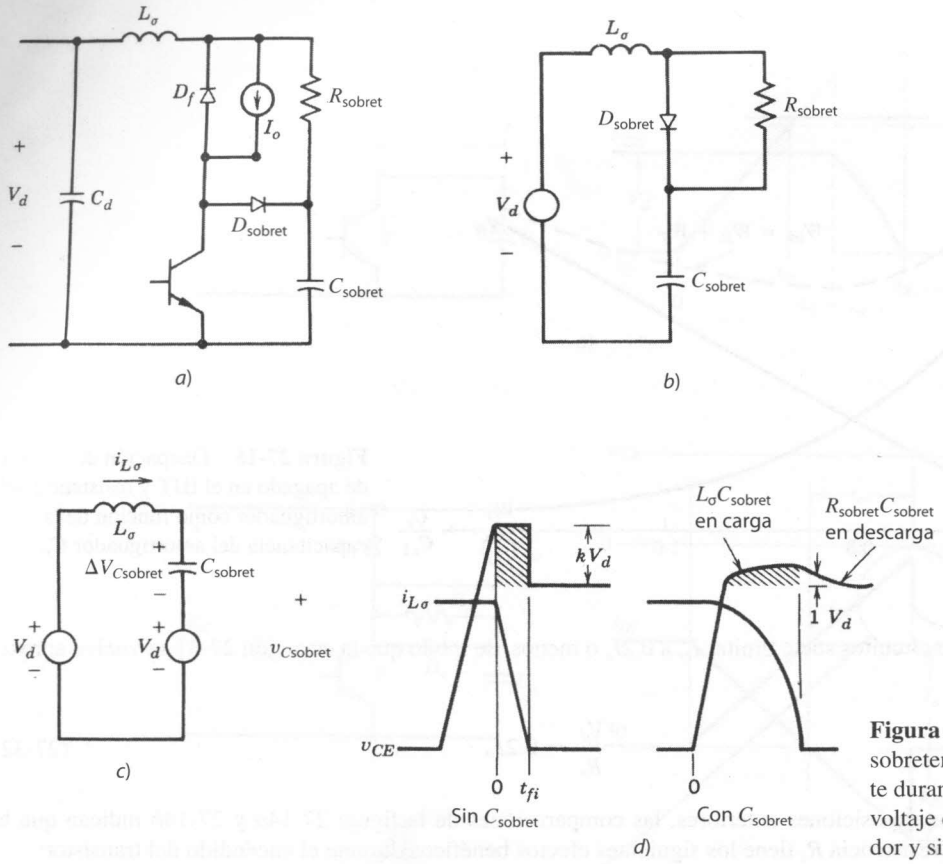


Figura 27-16 *a*) Amortiguador de sobretensión y *b*), *c*) su circuito equivalente durante el apagado del transistor. *d*) El voltaje de colector-emisor con amortiguador y sin él.

27-6 AMORTIGUADOR DE SOBRETENSIÓN

En la descripción del amortiguador de apagado ignoramos las inductancias parásitas, y por tanto no hubo sobretensión. Las sobretensiones en el apagado debido a inductancias parásitas, como se ve en la figura 27-11*a*, se reducen por medio del circuito amortiguador de sobretensión de la figura 27-16, si suponemos que es posible agrupar todas las inductancias parásitas, como se indica en la ecuación 27-25. La operación del amortiguador de sobretensión se describe como sigue.

Al principio, el transistor conduce y el voltaje $v_{C,\text{sobret}}$ a través del condensador del amortiguador de sobretensión es igual a V_d. Durante el apagado, si suponemos que el tiempo de caída de la corriente del BJT es breve, la corriente a través de L_σ es en esencia I_o cuando la corriente del transistor se reduce a cero, y la corriente de salida se mueve entonces en circulación libre a través del diodo de circulación libre D_f. En esta fase, el circuito equivalente es el que se muestra en la figura 27-16*b*, donde la combinación de D_f, I_o aparece como cortocircuito y el transistor es un circuito abierto. Ahora la energía almacenada en las inductancias parásitas se transfiere al condensador de sobretensión a través del diodo D_{sobret}, y la sobretensión ΔV_{CE} a través del transistor (observe que en esta fase el condensador C_{sobret} y el transistor tienen el mismo voltaje), se obtiene mediante la sustitución del condensador precargado por su circuito equivalente, como se muestra en la figura 27-14*c*. A partir de consideraciones de energía y al notar que $\Delta V_{C,\text{sobret}} = \Delta V_{CE}$, obtenemos

$$\frac{C_{\text{sobret}}\Delta V_{CE,\text{máx}}^2}{2} = \frac{L_\sigma I_o^2}{2} \tag{27-35}$$

Esta ecuación demuestra que un valor grande de C_{sobret} reduce la sobretensión $\Delta V_{CE,\text{máx}}$. Una vez que la corriente a través de L_σ disminuye a cero, puede invertir su sentido debido al reóstato R_{sobret}, y la sobretensión en el condensador se reduce a V_d a través del reóstato R_{sobret}. La constante de tiempo de descarga del condensador $R_{\text{sobret}}C_{\text{sobret}}$ debe ser lo bastante pequeña para que el voltaje del condensador disminuya aproximadamente a V_d antes del siguiente apagado del transistor.

Para ayudar en la estimación del valor correcto de C_{sobret}, las formas de onda del circuito con el amortiguador de sobretensión y sin él se muestran en la figura 27-16*d*. Con la sobretensión observada de kV_d sin el amortiguador de sobretensión se estima L_σ como

$$kV_d = \frac{L_\sigma I_o}{t_{fi}} \tag{27-36}$$

Si es aceptable una sobretensión, por ejemplo $\Delta V_{CE,\text{máx}} = 0.1V_d$, el uso de esto en la ecuación 27-35 y la sustitución para L_σ de la ecuación 27-36 da por resultado

$$C_{\text{sobret}} = \frac{100kI_o t_{fi}}{V_d} \qquad (\Delta V_{CE,\text{máx}} = 0.1V_d) \tag{27-37}$$

En los términos C_{s1} dados por la ecuación 27-37, C_{sobret} según la ecuación 27-37 se reescribe como

$$C_{\text{sobret}} = 200kC_{s1} \tag{27-38}$$

lo que muestra que se necesita una capacitancia sustancialmente más grande para la protección de sobretensión en comparación con los valores que se usan en el amortiguador de apagado, que son del orden de C_{s1}. Se observa que, incluso con un valor grande de C_{sobret}, la energía disipada en R_{sobret} es del mismo orden que la energía disipada en el reóstato del amortiguador de apagado.

Tanto los amortiguadores de apagado como los de protección de sobretensión se deben usar en forma simultánea.

27-7 AMORTIGUADOR DE ENCENDIDO

Debido al FBAOS de la mayoría de los interruptores controlables, como BJT, MOSFET, GTO e IGBT, se usan los amortiguadores de encendido sólo para reducir pérdidas por conmutación con altas frecuencias de conmutación y para limitar la máxima corriente de recuperación inversa del diodo. Los amortiguadores de encendido trabajan mediante la reducción del voltaje a través del interruptor (transistor) conforme se acumula la corriente. Un amortiguador de encendido está en serie con el transistor, como en la figura 27-17*a*, o en serie con el diodo de libre circulación, como en la 27-17*b*. En ambos circuitos, las formas de onda de conmutación del encendido y apagado a través del transistor y el diodo de libre circulación son idénticas. La reducción del voltaje a través del transistor durante el encendido se debe a la caída de voltaje a través de L_s. Esta reducción está dada por

$$\Delta V_{CE} = \frac{L_s I_o}{t_{ri}} \tag{27-39}$$

donde t_{ri} es el tiempo de subida de la corriente, como se ve en la figura 27-17*c*, para valores pequeños de L_s. Para valores tan pequeños, di/dt se dicta sólo por el transistor y su circuito de accionamiento base, y suponemos que es el mismo que sin el amortiguador de encendido. Por tanto, la corriente pico de recuperación inversa del diodo es también la misma que sin el amortiguador de encendido.

Si es importante reducir la corriente pico de recuperación inversa del diodo, se logra con un valor grande de L_s, como se demuestra por las formas de onda de la figura 27-17*d*. Aquí, la corriente especificada de subida es $di/dt = V_d/L_s$ y el voltaje a través del transistor es casi cero durante el tiempo de subida de la corriente. Si sustituimos este valor de di/dt en la ecuación 20-27 por I_{rr}, tenemos

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{2\tau I_F V_d}{L_s}} \tag{27-40}$$

Durante el estado activo del transistor, L_s conduce I_o. Cuando el transistor se apaga, la energía almacenada en el inductor del amortiguador, $L_s I_o^2/2$, se disipa en el reóstato del amortiguador R_{Ls}. La constante del tiempo del amortiguador es $\tau_L = L_s/R_{Ls}$. Para la selección de R_{Ls} debemos considerar dos factores. Primero, durante el apagado del transistor, este amortiguador de encendido genera una sobretensión a través del transistor dado por

$$\Delta V_{CE,\text{máx}} = R_{Ls} I_o \tag{27-41}$$

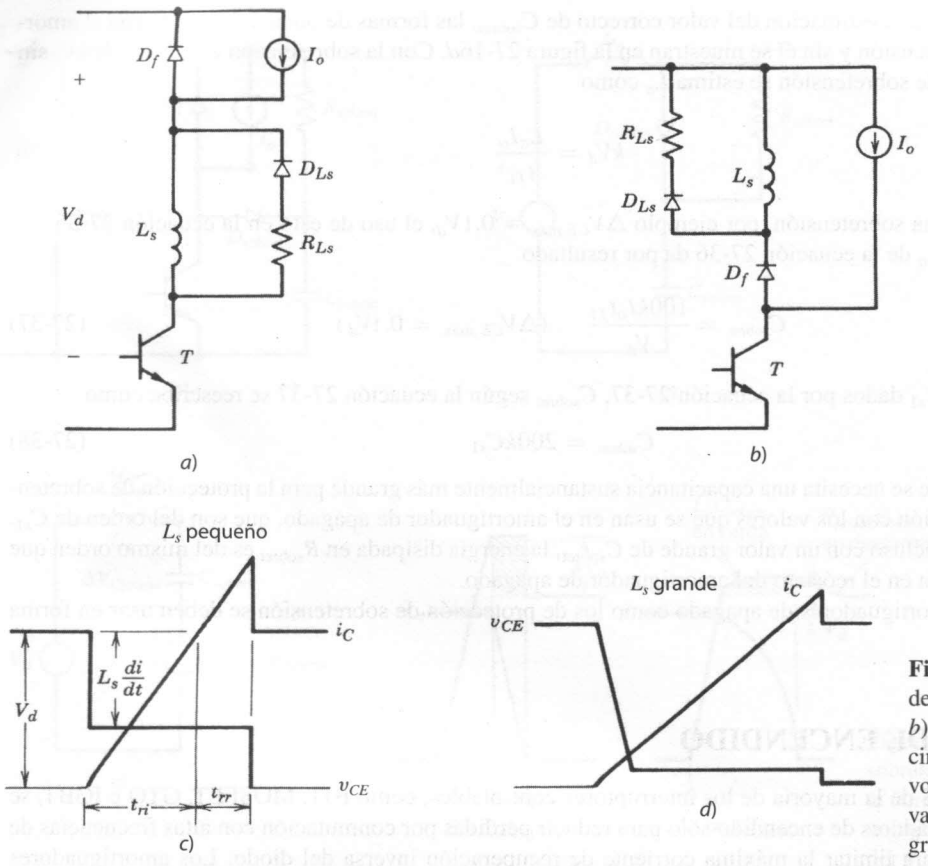


Figura 27-17 Circuito amortiguador de encendido *a*) en serie con el BJT o *b*) en serie con el diodo de libre circulación. *c*) Formas de onda de voltaje y corriente del transistor para valores pequeños de L_σ y *d*) para valores grandes de L_σ.

En segundo término, durante el estado inactivo, la corriente del inductor debe desintegrarse a un valor bajo, por ejemplo, $0.1I_o$, por lo que el amortiguador puede ser efectivo durante el siguiente encendido. Por tanto, el intervalo mínimo para el estado inactivo del BJT debe ser

$$t_{\text{estado inactivo}} > 2.3\frac{L_s}{R_{Ls}} \tag{27-42}$$

De este modo, una inductancia grande produce voltajes de encendido más bajos y pérdidas por encendido también más bajas. Pero esto causa sobretensiones durante el apagado, alarga el intervalo mínimo requerido en estado inactivo y provoca pérdidas más grandes en el amortiguador. Por tanto, L_s y R_s se deben seleccionar conforme a las soluciones negociadas que acabamos de mencionar, según un procedimiento parecido al que describimos para el amortiguador de apagado. Como la inductancia del amortiguador de encendido debe llevar la corriente de carga, lo que encarece este amortiguador, muy pocas veces se usa solo. Sin embargo, como veremos en la siguiente sección, si se van a usar amortiguadores de apagado en configuraciones de puentes de transistores, se deben usar amortiguadores de encendido.

Es posible usar los tres amortiguadores en forma simultánea o en cualquier otra combinación. Una configuración de circuito que incluye los tres amortiguadores pero con un número reducido de componentes (el amortiguador de Undeland) se muestra en la figura 27-18.

27-8 AMORTIGUADORES PARA CONFIGURACIONES DE CIRCUITOS DE PUENTES

Como vimos en el capítulo 8, en convertidores de modo conmutado modulados por el ancho de impulso con configuraciones de semipuente o puente completo, como en accionamientos motrices y fuentes de alimentación ininterrumpidas, la corriente de carga se trata como una constante I_o a lo largo del ciclo de conmutación. En la figura 27-19 se ve que I_o entra en la pata del convertidor, aunque también puede ser en el senti-

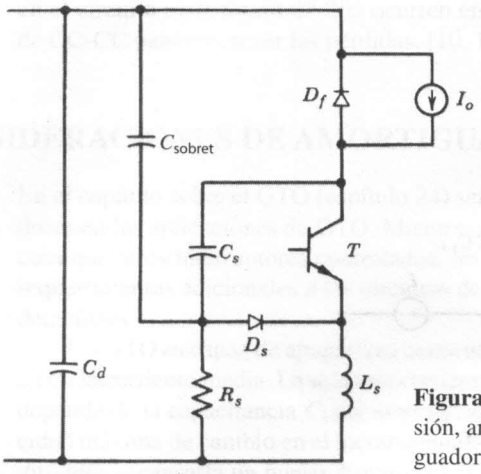


Figura 27-18 Circuito modificado con un amortiguador de sobretensión, amortiguador de encendido y amortiguador de apagado; amortiguador de Undeland para convertidores reductores.

do opuesto. El amortiguador de apagado de la figura 27-19*a*, que había probado su eficacia en el circuito del convertidor reductor, *no* se debe usar sin un amortiguador de apagado. Con el sentido de I_o indicado, el diodo D_{F+} se conduce durante el estado inactivo de T_- y el voltaje a través de C_{s+} es cero. Cuando T_- está encendido, hay una corriente capacitiva de carga a través de T_- en la recuperación de D_{F+}, como se muestra por el bucle de corriente en la figura 27-19*a*. Esto produce pérdidas adicionales en T_-, como explicamos en el análisis del circuito del convertidor reductor de la figura 27-14*a* con un amortiguador de apagado que consiste únicamente en C_s. T_+ sufre un problema idéntico en el encendido. Además, C_{s+} no contribuye a la reducción de los esfuerzos de conmutación del apagado de T_-.

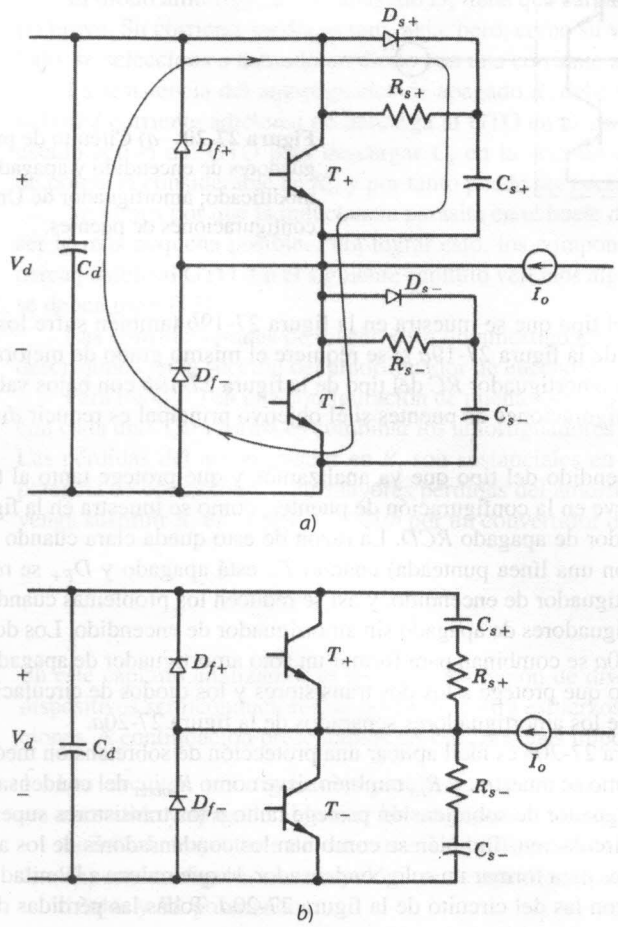


Figura 27-19 *a*) Circuito de amortiguador de apagado incorrecto para BJT usado en circuitos de semipuente y de puente completo. *b*) El circuito del amortiguador de apagado es satisfactorio si la meta es reducir *dv/dt* en el apagado para reducir problemas de EMI.

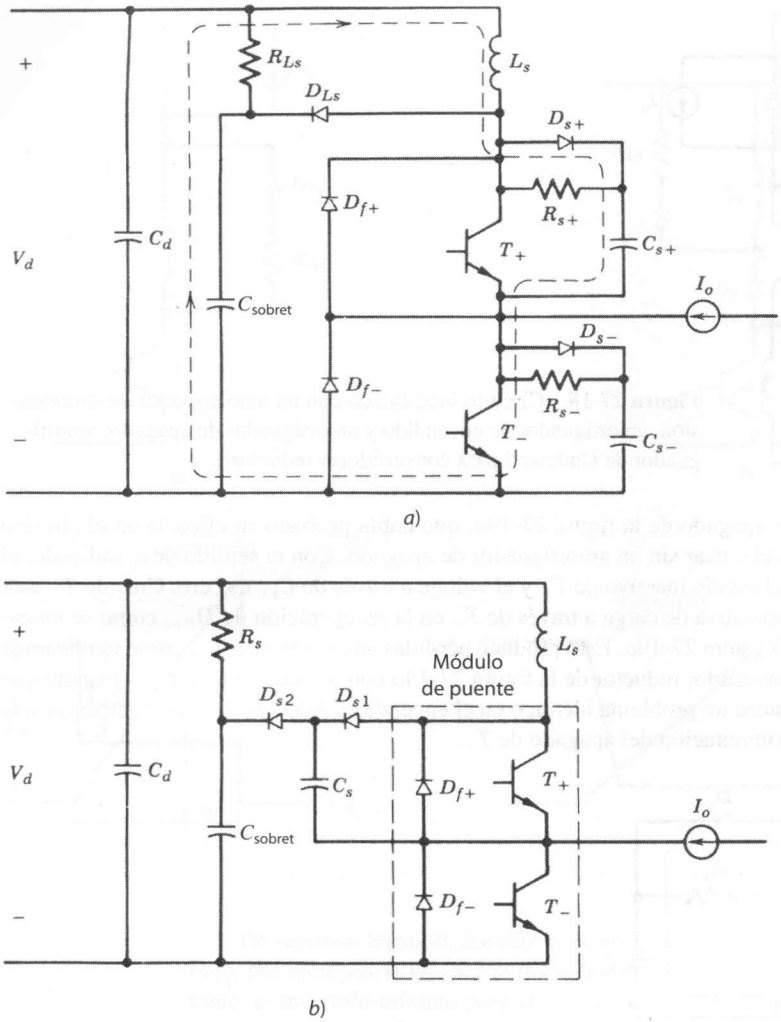


Figura 27-20 *a*) Circuito de puente con amortiguadores de encendido y apagado. *b*) Arreglo modificado; amortiguador de Undeland para configuraciones de puentes.

Un amortiguador *RC* del tipo que se muestra en la figura 27-19*b* también sufre los mismos inconvenientes que el amortiguador de la figura 27-19*a* si se requiere el mismo grado de mejora en el desempeño del apagado. Sin embargo, el amortiguador *RC* del tipo de la figura 27-19*b* con bajos valores de capacitancia se usa hoy en día en configuraciones de puentes si el objetivo principal es reducir *dv/dt* para disminuir problemas de EMI.

El amortiguador de encendido del tipo que ya analizamos y que protege tanto al transistor como al diodo de libre circulación sirve en la configuración de puentes, como se muestra en la figura 27-20*a*. Aquí también se usa el amortiguador de apagado *RCD*. La razón de esto queda clara cuando se mira la ruta de corriente (que se muestra con una línea punteada) cuando T_- está apagado y D_{F+} se recupera. Esta ruta incluye al inductor del amortiguador de encendido, y así se reducen los problemas cuando se compara con el uso de uno de estos amortiguadores de apagado sin amortiguador de encendido. Los dos amortiguadores de apagado de la figura 27-20*a* se combinan para formar un solo amortiguador de apagado, como se muestra en la figura 27-20*b* [9], lo que protege a los dos transistores y los diodos de circulación libre en el encendido del mismo modo que los amortiguadores separados de la figura 27-20*a*.

En el circuito de la figura 27-20*b* es fácil aplicar una protección de sobretensión mediante la conexión de un condensador C_{sobret} como se muestra, y R_{Ls} también sirve como R_{sobret} del condensador de protección de sobretensión. Este amortiguador de sobretensión protege tanto a los transistores superiores e inferiores como a los diodos de libre circulación. También se combinan los condensadores de los amortiguadores de apagado de ambos transistores para formar un solo condensador, lo que reduce a la mitad las pérdidas en el encendido en comparación con las del circuito de la figura 27-20*a*. Todas las pérdidas de amortiguadores

en el circuito de la figura 27-20*b* ocurren en un solo reóstato, que puede reemplazarse por un convertidor de CC-CC para recuperar las pérdidas. [10, 11]

27-9 CONSIDERACIONES DE AMORTIGUADORES GTO

En el capítulo sobre el GTO (capítulo 24) señalamos que casi siempre se requieren circuitos de amortiguadores en las aplicaciones de GTO. Mientras que los amortiguadores para GTO tienen la misma configuración que otros interruptores controlados, las grandes tensiones y corrientes en circuitos de GTO imponen requerimientos adicionales a los circuitos de amortiguadores. A continuación analizaremos algunas consideraciones.

Un GTO es capaz de apagar una corriente mucho más grande en comparación con su capacidad de rms o con la corriente media. La máxima corriente controlable para un GTO dado en el circuito de la figura 24-3 depende de la capacitancia C_s del amortiguador de apagado. Esta dependencia surge porque hay una velocidad máxima de cambio en el incremento del voltaje de ánodo-cátodo en el apagado. Exceder este máximo $dv_{AK}/dt|_{máx}$ causaría un nuevo disparo del GTO de regreso al estado activo debido a las grandes corrientes de desplazamiento. Ahora dv_{AK}/dt es inversamente proporcional a C_s de acuerdo con la ecuación 24-6, de modo que, para un dv_{AK}/dt dado, entre más grande sea C_s, más grande será I_o. Esto supone desde luego que no se exceda la máxima corriente anódica controlable de la hoja de especificaciones del GTO. Un C_s grande, sin embargo, provoca pérdidas globales por conmutación más altas y una corriente más grande a través del GTO en el encendido. Por tanto, la capacitancia C_s debe ser apenas suficiente para apagar la máxima corriente dictada por la aplicación particular.

El condensador C_s debe tener una especificación de inductancia interna baja y de corriente pico grande. [12] En la práctica, esto puede requerir la conexión en paralelo de muchos condensadores para lograr estas propiedades requeridas para C_s.

El diodo amortiguador de apagado D_s tiene que cargar la corriente de carga completa durante un tiempo breve. Su corriente media es muy baja, pero, como su voltaje dinámico directo en el encendido debe ser bajo, se selecciona a menudo un diodo con una corriente media especificada más grande.

La resistencia del amortiguador de apagado R_s debe seleccionarse con base en compromisos entre la máxima corriente adicional de descarga al GTO en el encendido y el requisito para el mínimo tiempo de estado activo del GTO para descargar C_s en la sección del amortiguador de apagado. Hay una pérdida de potencia considerable en R_s, y por tanto puede ser necesario montarlo sobre un disipador de calor.

Ya vimos por qué la inductancia parásita en el bucle de la corriente del amortiguador de apagado debe ser lo más pequeña posible. Para lograr esto, los componentes del amortiguador se deben montar lo más cerca posible al GTO. En el siguiente capítulo veremos algunas técnicas de disposición e interconexión que se deben usar. [12]

Las consideraciones de diseño para un amortiguador de encendido para el GTO se parecen a las que describimos en la sección del amortiguador de encendido.

Para los GTO en una configuración de puentes se usan amortiguadores similares a los de la figura 24-3 con cada uno. Otra forma es combinar los amortiguadores de encendido, como lo muestra la figura 27-20*b*. Las pérdidas del amortiguador en R_s son sustanciales en aplicaciones de GTO debido al mayor nivel de potencia de operación y a las mayores pérdidas del amortiguador debido a un C_s más grande. Tal vez convenga sustituir R_s en la figura 27-20*b* por un convertidor de recuperación de pérdidas. [10, 11]

RESUMEN

En este capítulo analizamos el diseño y operación de diversos circuitos de amortiguadores para proteger dispositivos semiconductores de potencia contra esfuerzos eléctricos excesivos respecto de sus especificaciones. A continuación presentamos las conclusiones importantes:

1. Los circuitos amortiguadores protegen a los dispositivos semiconductores durante los transitorios de encendido y apagado al limitar las magnitudes de tensión y corriente y las velocidades de subida, y por modelar la trayectoria de conmutación del dispositivo cuando se enciende y apaga.
2. Hay tres configuraciones topológicas de amortiguadores: amortiguadores *RC* no polarizados, *RC* polarizados y *RL* polarizados.

3. Los amortiguadores *RC* no polarizados protegen a los diodos y tiristores contra sobretensiones generadas por la estrangulación de la corriente de recuperación inversa en presencia de inductancia parásita en serie. Existen valores óptimos de resistencia y capacitancia de amortiguadores que reducen las sobretensiones.
4. Un circuito polarizado de *RC* funciona como amortiguador de apagado para proteger a todos los tipos de interruptores controlables (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MSCT, etc.), mediante la provisión de una tensión baja a través del interruptor mientras se apaga la corriente. La trayectoria de conmutación de apagado atraviesa una parte de disipación de baja potencia del plano de salida *I-V*, y se controla la velocidad de subida (*dv/dt*) de la tensión a través del dispositivo durante el apagado.
5. Un circuito polarizado de *RC* con una topología diferente de la de un amortiguador de apagado sirve como amortiguador de sobretensión para limitar la sobretensión que sufre un interruptor controlado cuando se apaga en presencia de una inductancia de serie.
6. Un amortiguador polarizado de *RL* protege a los interruptores controlados mediante la reducción de la tensión a través de un dispositivo cuando la corriente a través de él se acumula durante el transitorio de encendido. Estos amortiguadores de encendido también se diseñan para limitar sobretensiones en el dispositivo durante el transitorio de encendido debido a la recuperación inversa del diodo.
7. Los arreglos de amortiguadores para circuitos de puentes se distinguen en detalle de las configuraciones de amortiguadores con que se protegen los dispositivos individuales.
8. Las altas tensiones y corrientes que por lo regular hay en circuitos de GTO imponen consideraciones adicionales en el diseño de circuitos amortiguadores para la protección del GTO.

PROBLEMAS

27-1 Considere el circuito del convertidor reductor de la figura 24-3 sin el amortiguador de encendido. El voltaje CC de entrada V_d es 500 V, la corriente de carga I_o = 500 A y la frecuencia de conmutación es 1 kHz. El diodo de libre circulación tiene un tiempo de recuperación inversa t_{rr} = 10 μs. El GTO tiene un tiempo de caída de la corriente t_{fi} = 1 μs, un voltaje especificado máximo reaplicado dv/dt = 50 V/μs y una corriente anódica controlable máxima I_{AM} = 1 000 A.

a) Busque los valores correspondientes para la resistencia R_s y la capacitancia C_s para el circuito del amortiguador de apagado.

b) Estime la potencia disipada en la resistencia del amortiguador.

27-2 El GTO del circuito del problema 27-1 se va a proteger por medio de un circuito amortiguador de encendido, como se muestra en la figura 24-3. La máxima velocidad de subida de la corriente anódica, di_A/dt, es 300 A/μs. Busque los valores correspondientes para la inductancia y la resistencia.

27-3 Deduzca la ecuación (ecuación 27-5) de la máxima sobretensión a través de un amortiguador puramente capacitivo.

27-4 Considere el circuito del convertidor flyback de la figura 27-6. El voltaje de entrada es 100 V, como el voltaje de salida de CC. El transformador tiene una relación de giro de 1:1 y una inductancia de dispersión de 10 μH. El transistor, que se considera un interruptor ideal, se acciona por una onda cuadrada con un ciclo de trabajo de 50%. La resistencia del amortiguador es cero. El diodo tiene un tiempo de recuperación inversa t_{rr} de 0.3 μs.

a) Trace un circuito equivalente apropiado para cálculos de diseño de amortiguadores.

b) Busque el valor de la capacitancia del amortiguador C_s que limite la sobretensión pico a 2.5 veces del voltaje de salida de CC.

27-5 Repita el problema 27-4 con una resistencia R_s incluida en el circuito amortiguador. Busque tanto el valor de la capacitancia del amortiguador como el valor óptimo de la resistencia del amortiguador.

27-6 Estime la potencia disipada en la resistencia del amortiguador encontrada en el problema 27-4 si la frecuencia de conmutación de onda cuadrada es 20 kHz.

27-7 Considere el circuito del convertidor reductor de la figura 27-14 con un amortiguador puramente capacitivo con $C_s = C_{s1}$. Suponga que I_o = 25 A, un voltaje de entrada V_d = 200 V y un tiempo de recuperación inversa t_{rr} = 0.2 μs para el diodo de libre circulación.

a) Calcule la reducción de las pérdidas de apagado en el BJT debido al condensador amortiguador. Suponga una frecuencia de conmutación de 20 kHz y un tiempo de caída de la corriente t_{fi} de 0.4 μs.

b) Calcule el incremento de pérdidas del BJT durante el encendido debido a C_s. Suponga que durante el encendido di_C/dt = 50 A/μs.

27-8 Repita el problema 27-7, pero ahora con un amortiguador polarizado $R_s - C_s$, como el de la figura 27-12.

27-9 Modifique el rectificador de diodos monofásico de frecuencia de línea de la figura 27-8*a* mediante la sustitución de los diodos por tiristores, de C_{CC} por una fuente de corriente CC del valor I_o, y considere los tres inductores en serie con la fuente de 60 Hz V_s como inductancia parásita individual del valor L_σ. Suponga que el voltaje de línea es de 230 V rms, 60 Hz y que la inductancia parásita de línea L_σ tiene una magnitud dada por $\omega L_\sigma = 0.05(V_s/I_{a1})$, donde V_s es el voltaje de fase rms e I_{a1} es el valor rms del armónico fundamental de la corriente de fase. Los tiristores tienen un tiempo de recuperación inversa de 10 μs e $I_{a1} = 100$ A.

a) Explique cómo un circuito *RC* de serie individual conectado a través de la línea servirá como amortiguador de apagado para los cuatro tiristores.

b) Deduzca ecuaciones para los valores correctos de la capacitancia del amortiguador C_s y la resistencia del amortiguador R_s como funciones de V_s, I_{a1}, t_{rr} y los demás parámetros de circuito que se dan arriba.

c) Busque los valores de C_s y R_s que limiten la sobretensión a 1.3 veces del voltaje pico de línea.

27-10 El amortiguador de apagado para un tiristor no incluye un diodo como para el BJT y el MOSFET. Explique por qué.

27-11 Se fabricó un módulo de circuito de un IGBT completo con su propio sistema de circuitos de accionamiento con las siguientes especificaciones de desempeño: $V_{DSM} = 800$ V, $I_{DM} = 150$ A, $dV_{DS}/dt < 800$ V/μs, $t_{enc} = t_{d(enc)} + t_{fv} + t_{ri} = 0.3$ μs, $t_{apag} = t_{d(apag)} + t_{fi} + t_{rv} = 0.75$ μs, $R_{\theta ja} = 0.5°C/W$, $T_{jmáx} = 150°C$. Este módulo se va a usar en el circuito de un convertidor reductor. En este circuito, el diodo de libre circulación es ideal, el voltaje de alimentación de CC $V_d = 700$ V, la corriente de carga $I_o = 100$ A y la frecuencia de conmutación es 50 kHz con un ciclo de trabajo de 50%.

a) Demuestre que se necesita un amortiguador de apagado para el IGBT.

b) Diseñe un amortiguador de apagado que provea un factor de seguridad de 2 a dv_{DS}/dt.

REFERENCIAS

1. W. McMurray, "Optimum Snubbers for Power Semiconductors", IEEE IAS 1971 Annual Meeting.
2. *SCR Manual*, 6a. ed., General Electric Company, Syracuse, Nueva York, 1979.
3. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1988.
4. B. M. Bird y K. G. King, *An Introduction to Power Electronics*, Wiley, Nueva York, 1983.
5. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987.
6. T. M. Undeland, A. Petterteic, G. Hauknes, A. K. Adnanes y S. Garberg, "Diode and Thyristor Turn-off Snubber Simulation by KREAN and an Easy-to-Use Design Algorithm", IEEE IAS Proc., 1988, pp. 674-654.
7. E. S. Oxner, *Power FETs and Their Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1982.
8. Thyristor Application Notes, "Applying International Rectifier's Gate Turn-Off Thyristors", AN-315A, International Rectifier, El Segundo, California, 1984.
9. T. M. Undeland, F. Jenset, A. Steinbakk, T. Rogne y M. Hernes, "A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Converters", *Proc. of 1984 Power Electronics Specialists Conference*, pp. 42-53.
10. Tore M. Undeland, "Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters", *1976 IEEE Industrial Applications Society Conference Proceedings*, pp. 383-392.
11. "Loss Recovery", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1994.
12. H. Veffer, "High Current, Low Inductance GTO and IGBT Snubber Capacitors", Siemens Components, junio de 1990, pp. 81-85.

CAPÍTULO 28

CIRCUITOS EXCITADORES DE PUERTA Y BASE

28-1 CONSIDERACIONES PRELIMINARES DE DISEÑO

La función principal de un circuito excitador es la conmutación de un dispositivo semiconductor de potencia del estado activo al estado inactivo y viceversa. En la mayoría de las situaciones, el diseñador busca un circuito excitador de bajo costo que reduzca los tiempos de encendido y apagado de modo que el dispositivo de potencia dedique poco tiempo a atravesar la zona activa donde la disipación de potencia instantánea es grande. En estado activo, el circuito excitador debe suministrar la potencia de excitación adecuada (por ejemplo, corriente de base a un BJT o tensión de fuente de compuerta a un MOSFET) para mantener el interruptor de energía en estado activo, donde las pérdidas por conducción son bajas. En muchas ocasiones, el circuito excitador debe proporcionar polarización inversa a las terminales de control del interruptor de energía para disminuir los tiempos de apagado y para asegurar que el dispositivo permanezca en estado inactivo y no se encienda por señales de transitorias parásitas generadas por las conmutaciones de otros dispositivos de potencia.

Los circuitos de procesamiento y control de señales que generan las señales de control de nivel lógico con que se enciende y apaga el interruptor de energía no se consideran partes del circuito excitador. El circuito excitador es la interconexión entre el circuito de control y el interruptor de energía. El circuito excitador amplifica las señales de control a los niveles requeridos para excitar el interruptor de energía y proveer el aislamiento eléctrico cuando se requiera entre el interruptor de energía y los circuitos de procesamiento/control de señales de nivel lógico. A menudo, el circuito excitador tiene capacidades de potencia significativas en comparación con los circuitos de procesamiento/control de señales de nivel lógico. Por ejemplo, los BJT de potencia tienen bajos valores de beta, normalmente de 5 a 10, por lo que la corriente base suministrada por el circuito excitador suele ser una fracción significativa de la corriente total de carga.

La topología básica del circuito excitador se rige por tres consideraciones funcionales. En primer término, ¿la señal de salida proviene del circuito excitador unipolar o bipolar? Las señales unipolares permiten circuitos excitadores más sencillos, pero se necesitan señales bipolares para el encendido y apagado rápido del interruptor de energía. En segundo término, ¿pueden las señales de excitación acoplarse directamente al interruptor de energía o se requiere aislamiento eléctrico entre los circuitos de control de nivel lógico y el dispositivo de potencia? La mayoría de los circuitos excitadores con aislamiento eléctrico requieren fuentes de alimentación de CC aisladas. En tercer lugar, ¿la salida del circuito excitador está conectada en paralelo con el interruptor de energía (situación usual) o en serie con el interruptor (conexión de dos etapas)?

Tal vez se requiera una funcionalidad adicional del circuito excitador que influya todavía más en los detalles topológicos del circuito. Se pueden incluir previsiones en el diseño del circuito excitador para proteger el interruptor de energía contra sobretensiones. En este caso se necesita comunicación entre el circuito excitador y el circuito de control. En circuitos de puentes, el circuito excitador a menudo debe proporcionar tiempos de supresión para el interruptor de energía. La incorporación de estos tipos de funcionalidad requiere aportes de diseño tanto al circuito excitador como al circuito de control de nivel lógico. El modulado de ondas de la salida del circuito excitador también puede estar incluido para mejorar el desempeño del interruptor de energía.

Los detalles específicos de los valores de componentes en un circuito excitador varían en función de las características del interruptor de energía por excitar. Por ejemplo, los circuitos excitadores de BJT deben suministrar corrientes de salida relativamente grandes (la corriente de base del BJT de potencia) para la duración del intervalo de estado activo del BJT, mientras que los circuitos excitadores del MOSFET sólo necesitan suministrar una corriente grande inicial cuando el dispositivo se enciende, y para el resto del intervalo de estado activo solamente suministran una tensión de compuerta-fuente grande con niveles bajos de corriente.

Es buena idea considerar cómo configurar el circuito excitador en una tarjeta de circuito desde las primeras fases del diseño. La colocación de componentes para reducir la inductancia parásita y la propensión al ruido de conmutación puede afectar la selección de la topología para el circuito excitador.

28-2 CIRCUITOS EXCITADORES CON ACOPLAMIENTO DE CC

28-2-1 CIRCUITOS EXCITADORES CON ACOPLAMIENTO DE CC CON SALIDA UNIPOLAR

En la figura 28-1 se muestra un circuito excitador de base muy simple para convertidores con una topología de un solo interruptor. En el encendido, se enciende el transistor excitador *pnp* mediante la saturación de uno de los transistores internos en el comparador (tipo 311, por ejemplo). Esto da una corriente de base para el BJT de potencia principal que se calcula al anotar en el circuito de la figura 28-1*a*

$$V_{BB} = V_{CE(\text{sat})}(T_B) + R_1 I_1 + V_{BE(\text{enc})} \tag{28-1}$$

y

$$I_{B(\text{enc})} = I_1 - \frac{V_{BE(\text{enc})}}{R_2} \tag{28-2}$$

Para la máxima corriente del colector especificada I_C que la aplicación exige del transistor, la corriente de base necesaria $I_{B(\text{enc})}$ y el correspondiente $V_{BE(\text{enc})}$ se encuentra en las hojas de datos del transistor de potencia. De forma similar, el $V_{CE(\text{sat})}$ para el transistor *pnp* en el circuito excitador de base se obtiene de sus hojas de datos. Para la selección de R_1, R_2 y V_{BB} se debe reconocer que una R_2 pequeña permite un apagado más rápido, pero también causa que la disipación de potencia en el circuito excitador sea grande. Las formas de onda aproximadas del apagado se muestran en la figura 28-1*b*, donde v_{BE} se muestra más grande durante el estado activo en comparación con el intervalo de almacenamiento.

A continuación se muestra un procedimiento de diseño paso a paso.

1. Con base en la velocidad requerida de apagado, se estima la corriente de base negativa $I_{B,\text{almacén}}$ durante el tiempo de almacenamiento. A partir de esto se calcula R_2 en la figura 28-1*a* como

$$R_2 = \frac{V_{BE,\text{almacén}}}{I_{B,\text{almacén}}} \tag{28-3}$$

2. Cuando se conoce la corriente de base en estado activo $I_{B,\text{enc}}$ requerida y el correspondiente $V_{BE(\text{enc})}$ y R_2 del paso anterior, I_1 se vuelve

$$I_1 = I_{B(\text{enc})} + \frac{V_{BE(\text{enc})}}{R_2} \tag{28-4}$$

3. Dos incógnitas quedan en la ecuación 28-1, V_{BB} y R_1. Las pérdidas en estado activo en el circuito excitador son aproximadamente iguales a $V_{BB}I_1$, lo que sugiere que V_{BB} debe ser pequeño. Por otro lado, para reducir la influencia de variaciones de $V_{BE(\text{enc})}$, V_{BB} debe ser grande. En la práctica, un V_{BB} de aproximadamente 8 V es óptimo. Con $V_{BB} = 8$ V, R_1 se estima con la ecuación 28-1.

Este circuito excitador de base no se debe usar en circuitos de convertidores de puente modulados por el ancho de pulsos, por razones que explicaremos en breve.

Un circuito excitador de compuerta simple de MOSFET con sólo un interruptor para controlar la corriente de compuerta se muestra en la figura 28-2, donde el transistor de salida de un comparador (por ejemplo, LM311) controla el MOSFET. Cuando el transistor de salida está apagado, el MOSFET está en-

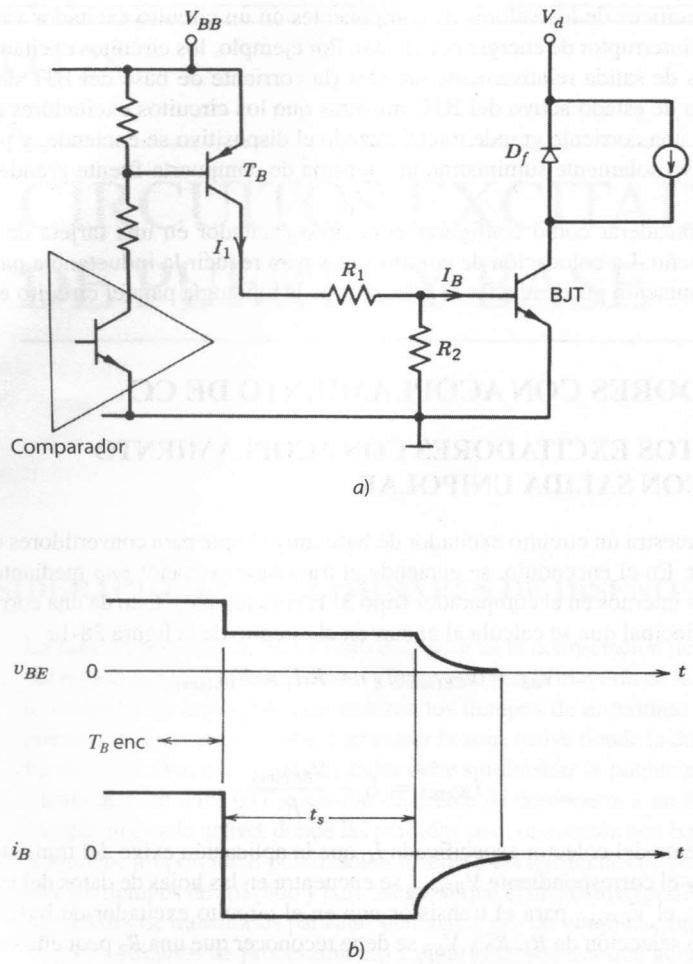


Figura 28-1 *a*) Circuito excitador de base simple para un BJT de potencia y *b*) formas de onda asociadas de corriente y tensión en el apagado.

cendido, y viceversa. Cuando el comparador está encendido, debe disipar una corriente V_{GG}/R_1, y para evitar grandes pérdidas en el circuito excitador, R_1 debe ser grande. Esto desacelerará el tiempo de encendido del MOSFET. Esto significa que el circuito excitador sólo es apropiado para aplicaciones de velocidades bajas de conmutación.

La insuficiencia de este circuito se supera por el circuito excitador de compuerta que se muestra en la figura 28-3, donde se usan dos interruptores en un arreglo de tótem-*pole* con el comparador (tipo 311) controlando el apilamiento en tótem-*pole npn*−*pnp*. En esta configuración, para encender el MOSFET, el transistor de salida del comparador se apaga, lo que de este modo enciende el BJT *npn* y suministra un voltaje de compuerta positivo al MOSFET. En el apagado del MOSFET, la compuerta se pone en corto circuito con la fuente a través de R_G y el transistor *pnp*. Como ninguna corriente de estado activo fluye a través de R_G, a diferencia de R_1, que describimos en el párrafo anterior, R_G se selecciona con un valor mucho menor, lo que permite tiempos de encendido y apagado mucho más rápidos. Es muy frecuente que, en lugar de usar componentes discretos, se obtenga un desempeño parecido, como se muestra en la figura 28-3*b*, con IC compensadores, como CMOS 4049 o 4050, si se necesita una corriente de compuerta baja, o un DS0026 o UC 1707, que suprimen o disipan corrientes que excedan de 1 A.

28-2-2 CIRCUITOS EXCITADORES DE ACOPLAMIENTO CC CON SALIDA BIPOLAR

A fin de operar dispositivos semiconductores de potencia con frecuencias de conmutación altas, los circuitos excitadores se deben diseñar para apagar los dispositivos tan rápido como se encienden. Las ilustraciones de las características de conmutación de BJT, MOSFET, IGBT y otros dispositivos ilustran con claridad

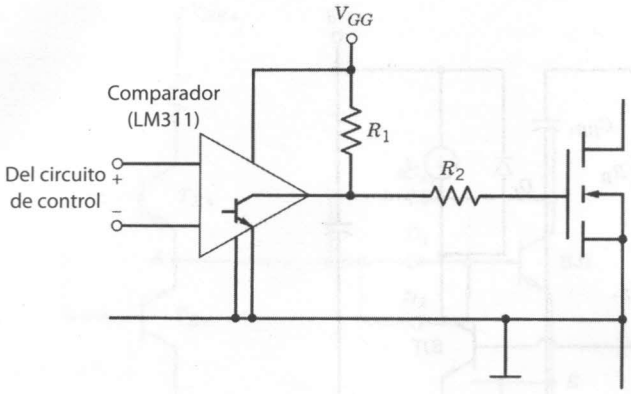


Figura 28-2 Circuito excitador de compuerta simple MOSFET apropiado para aplicaciones de baja velocidad y frecuencia de conmutación baja.

la necesidad de aplicar una polaridad inversa a las terminales de control del interruptor de energía a fin de afectar el apagado rápido. Los circuitos excitadores con salidas unipolares son incapaces de proveer la polaridad inversa necesaria y, por ende, de proporcionar el apagado rápido de dispositivos de potencia. A fin de proporcionar una polaridad inversa a las terminales de control del dispositivo de potencia, el circuito excitador debe tener una salida bipolar (positiva o negativa). Esto a su vez requiere que el circuito excitador se polarice por una fuente de alimentación tanto negativa como una positiva.

El circuito excitador de base del BJT de la figura 28-4, donde se usa una fuente de alimentación positiva y una negativa respecto del emisor, proporciona un apagado rápido. Para el intervalo de encendido, el transistor de salida del comparador se apaga y de este modo enciende el transistor T_{B+}. La corriente de base en estado activo es

$$I_{B(\text{enc})} = \frac{V_{BB+} - V_{CE(\text{sat})}(T_{B+}) - V_{BE(\text{enc})}}{R_B} \tag{28-5}$$

Son válidos los argumentos parecidos a los del paso 3 del diseño anterior del circuito excitador de un BJT para la selección de V_{BB+} y R_B. El capacitor opcional C_{enc}, que se muestra con líneas punteadas, actúa como

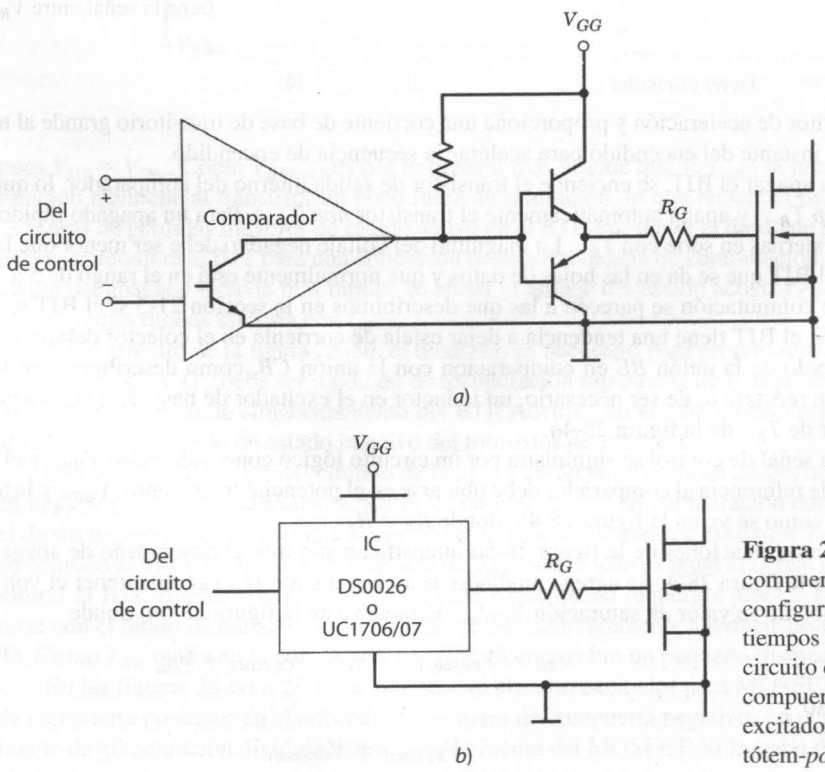


Figura 28-3 Circuito excitador de compuerta MOSFET con una configuración de tótem-*pole* para tiempos de apagado más rápidos: *a*) circuito excitador discreto de compuerta en tótem-*pole*; *b*) circuito excitador integrado de compuerta en tótem-*pole*.

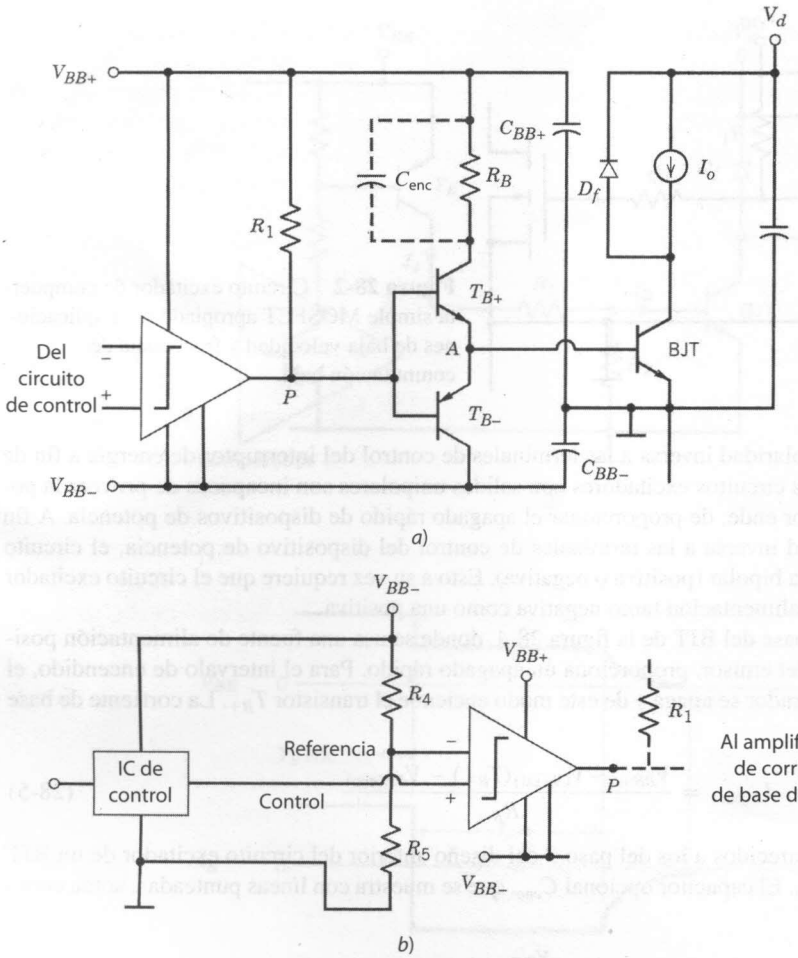


Figura 28-4 *a*) Circuito excitador de corriente de base de un BJT con voltajes tanto positivos como negativos respecto del emisor del BJT para el apagado más rápido del dispositivo de potencia. *b*) Se debe usar un circuito preconvertidor si la entrada desde el circuito de control sólo tiene la señal entre V_{BB+} y tierra física.

un capacitor de aceleración y proporciona una corriente de base de transitorio grande al transistor de potencia en el instante del encendido para acelerar la secuencia de encendido.

Para apagar el BJT, se enciende el transistor de salida interno del comparador, lo que enciende el transistor *pnp* T_{B-} (y apaga automáticamente el transistor *npn* T_{B+}). Para un apagado rápido, no se usan resistencias externas en serie con T_{B-}. La magnitud del voltaje negativo debe ser menor que la tensión de ruptura *BE* del BJT que se da en las hojas de datos y que normalmente está en el rango de 5 a 7 V. Las formas de ondas de conmutación se parecen a las que describimos en la sección 21-5 si el BJT se usa en un circuito similar. Si el BJT tiene una tendencia a dejar estela de corriente en el colector debido a un apagado demasiado rápido de la unión *BE* en comparación con la unión *CB*, como describimos en la sección 21-5, se agrega un reóstato o, de ser necesario, un inductor en el excitador de base de apagado entre los puntos *A* y el emisor de T_{B-} de la figura 28-4*a*.

Si la señal de control se suministra por un circuito lógico conectado entre V_{BB+} y el emisor del BJT, la entrada de referencia al comparador debe ubicarse en el potencial medio entre V_{BB+} y la terminal del emisor del BJT, como se ve en la figura 28-4*b*, donde $R_4 = R_5$.

Las modificaciones de la figura 28-5*a* intensifican aún más el desempeño de apagado del circuito excitador de la figura 28-4. Se agrega un diodo de antisaturación D_{as} para mantener el voltaje del BJT v_{CE} un poco arriba de su valor de saturación $V_{CE(\text{sat})}$. Esto se ve en la figura 28-5*a*, donde

$$v_{AE} = V_{BE(\text{enc})} + V_{D1} = V_{CE(\text{enc})} + V_{D_{as}} \tag{28-6}$$

y por tanto

$$V_{BE(\text{enc})} = V_{CE(\text{enc})} \tag{28-7}$$

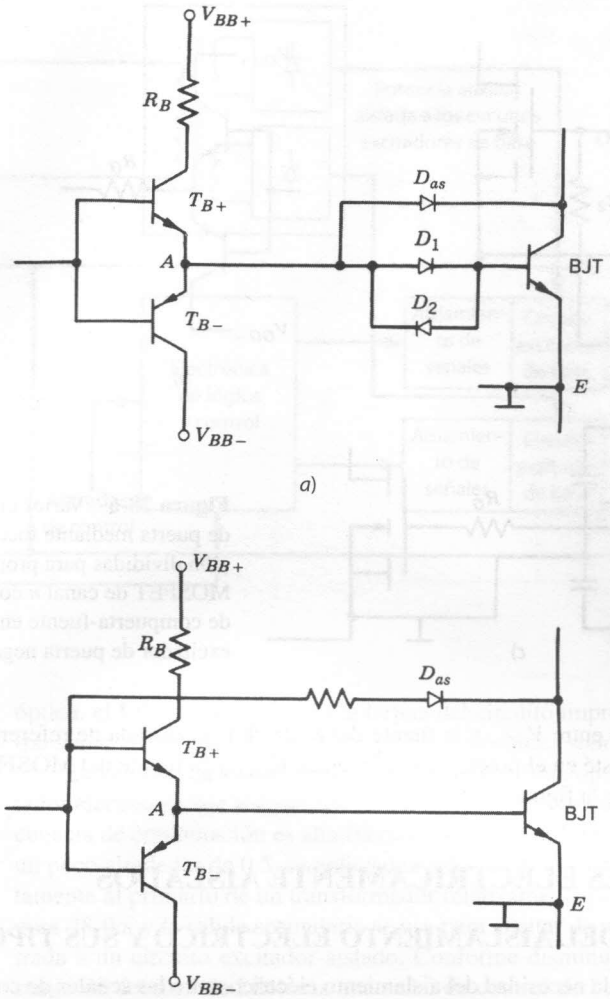


Figura 28-5 *a*) Circuito excitador de base con antisaturación para reducir el tiempo de almacenamiento del BJT y, por ende, el tiempo de apagado. Las modificaciones en *b*) permiten que el diodo de antisaturación tenga una corriente especificada más baja en comparación con la situación en *a*).

pues $V_{D1} = V_{Das}$. Como $V_{BE(enc)}$ es por lo general más grande que $V_{CE(sat)}$, la presencia del diodo de antisaturación mantiene al transistor un poco fuera de saturación, lo que reduce el tiempo de almacenamiento a expensas de pérdidas mayores de estado activo en el BJT. Por tanto, el diodo de antisaturación sólo se debe usar si se requiere el BJT para una aplicación de alta frecuencia de conmutación. Si se necesita una conmutación del apagado todavía más rápida, se ajusta el voltaje del estado activo $V_{CE(sat)}$ mediante la colocación de uno o más diodos en serie con D_1.

En el circuito de la figura 28-5*a*, el diodo D_2 es necesario para proporcionar una ruta para la corriente de base negativa. D_{as} debe ser un diodo de recuperación rápida con un tiempo de recuperación inversa más corto que el tiempo de almacenamiento del BJT. Además, su voltaje inverso especificado debe ser similar al voltaje especificado de estado inactivo del transistor de potencia.

Una versión mejorada del circuito de la figura 28-5*a* se muestra en 28-5*b*, donde la pérdida de potencia en la parte positiva del circuito excitador de base se reduce en comparación con el circuito original. Aquí, el diodo de antisaturación adapta la corriente de base del transistor excitador T_{B+} de modo que T_{B+} opera en el modo activo y la corriente consumida de V_{BB+} ahora sólo es igual al I_B real que se necesita para apenas saturar al BJT. Además, se reduce la corriente especificada requerida de D_{as}. Una pequeña resistencia en serie con el diodo de antisaturación contribuye considerablemente a reducir las oscilaciones en el encendido. Como T_{B+} opera en la zona activa, se debe montar sobre un pequeño disipador de calor.

En las figuras 28-6*a* a 28-6*c* se muestra un circuito excitador para MOSFET que proporciona voltajes de compuerta positivos en el encendido y voltajes de compuerta negativos en el apagado, por medio de una fuente de alimentación dividida respecto de la fuente del MOSFET. Si la señal de control se suministra por

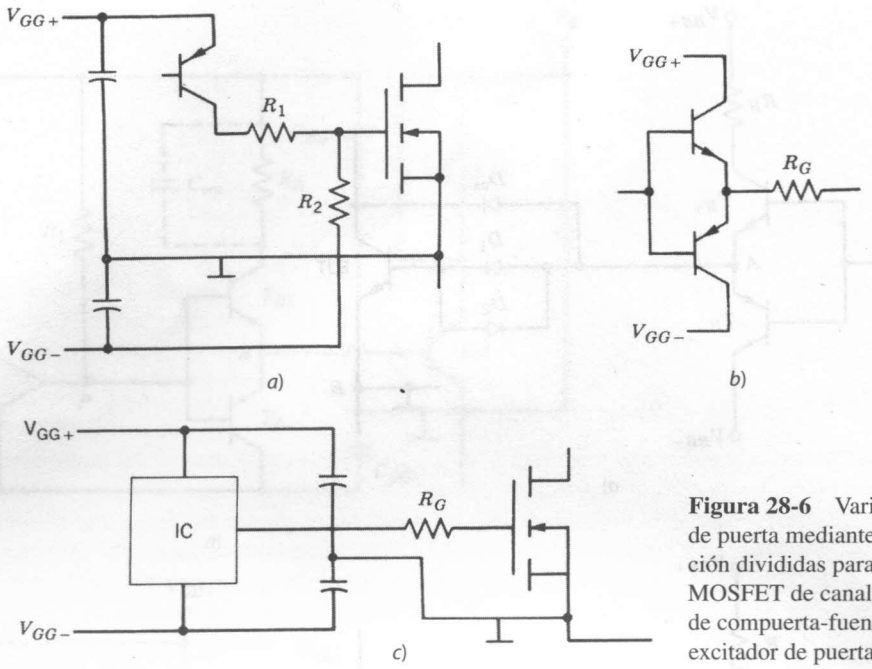


Figura 28-6 Varios circuitos excitadores de puerta mediante fuentes de alimentación divididas para proporcionar un MOSFET de canal *n* con voltajes positivos de compuerta-fuente en el encendido y un excitador de puerta negativo en el apagado.

un circuito lógico conectado entre V_{GG+} y la fuente del MOSFET, la entrada de referencia al comparador se debe desplazar para que esté en el potencial medio entre V_{GG+} y la fuente del MOSFET con un circuito preconvertidor parecido al de la figura 28-4*b*.

28-3 CIRCUITOS EXCITADORES ELÉCTRICAMENTE AISLADOS

28-3-1 NECESIDAD DEL AISLAMIENTO ELÉCTRICO Y SUS TIPOS

Con mucha frecuencia existe la necesidad del aislamiento eléctrico entre las señales de control de nivel lógico y los circuitos excitadores. Esto se ilustra en la figura 28-7 para el caso de un convertidor de semipuente BJT de potencia con una fuente de alimentación monofásica de CA como entrada, donde una de las terminales de potencia es un hilo neutral conectado a tierra. Ahora, el bus de CC positiva está cerca del potencial de tierra durante el semiciclo negativo de v_s, y el bus de CC negativa está cerca del potencial de tierra durante el semiciclo positivo de v_s. En estas condiciones, las terminales de los emisores de ambos BJT se deben tratar como "un punto caliente o activo" respecto del neutro de potencia. Las señales de control de nivel lógico suelen determinarse en función de la tierra lógica, que está en el mismo potencial que el neutro de potencia, pues los circuitos lógicos están conectados al neutro por medio de un hilo de tierra de seguridad.

Las maneras básicas para proporcionar el aislamiento eléctrico son por medio de optoacoplador, fibra óptica o transformadores. El optoacoplador de la figura 28-8 consiste en un diodo emisor de luz (LED), un transistor de salida y un disparador de Schmitt integrado. Una señal positiva de la lógica de control causa que el LED emita luz enfocada a la zona de base ópticamente sensible de un transistor fotosensible. La luz que cae en la zona de base genera un número sustancial de pares de electrones/huecos en la zona de base que causan que se encienda el transistor fotosensible. La caída de tensión resultante en el colector del transistor fotosensible hace que el disparador de Schmitt cambie su estado. La salida del disparador de Schmitt es la salida del optoacoplador y sirve como entrada de control al circuito excitador aislado. La capacitancia entre el LED y la base del transistor receptor dentro del optoacoplador, debe ser lo más pequeña posible para evitar un disparo adicional tanto en el encendido como en el apagado del transistor de potencia debido al salto en el potencial entre el punto de referencia del emisor del transistor de potencia y la tierra de los elementos electrónicos de control. Para reducir este problema se deben usar optoacopladores con blindajes eléctricos entre el LED y el transistor receptor.

Otra opción son los cables de fibra óptica a fin de eliminar de tajo este problema de disparos adicionales y de proporcionar un aislamiento eléctrico y distancia de fuga muy altos. Cuando se usan cables de fibra

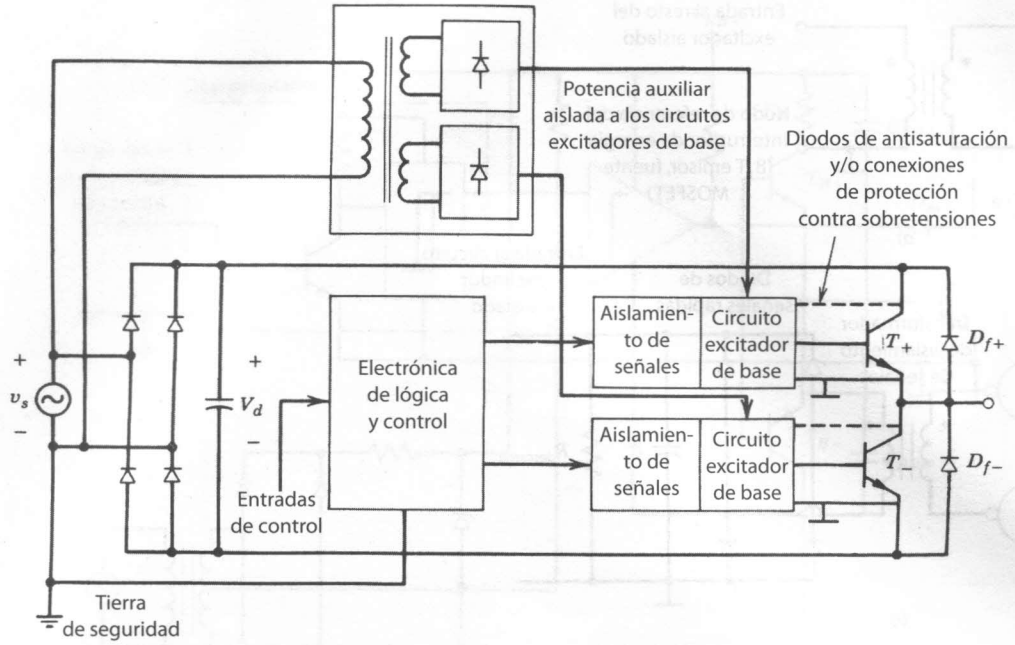


Figura 28-7 Sistema excitador de base de un BJT de potencia que muestra la necesidad del aislamiento eléctrico entre el conjunto de circuitos excitadores y el conjunto de circuitos de control de nivel lógico.

óptica, el LED se mantiene en la tarjeta del circuito impreso de la electrónica de control, y la fibra óptica transmite la señal al transistor receptor que se coloca sobre la tarjeta impresa del circuito excitador.

En vez de usar optoacopladores o cables de fibra óptica, la señal de control se acopla al circuito excitador eléctricamente aislado por medio de un transformador, como se muestra en la figura 28-9*a*. Si la frecuencia de conmutación es alta (varias decenas de kilohertzios o más) y la relación de trabajo D varía sólo un poco alrededor de 0.5, se aplica una señal de control de banda base de magnitud correspondiente directamente al primario de un transformador relativamente pequeño y de peso ligero, como se implica en la figura 28-9*a*, y la salida secundaria se usa para excitar de modo directo al interruptor de energía o como entrada a un circuito excitador aislado. Conforme disminuye la frecuencia de conmutación por debajo del rango de decenas de kilohertz una señal de control de banda base aplicada al primario del transformador deja de ser práctica porque el tamaño y peso del transformador aumentan cada vez más.

La modulación de un portador de alta frecuencia por medio de una señal de control de baja frecuencia permite el uso de un pequeño transformador de pulsos de alta frecuencia incluso para señales de control de baja frecuencia. En la figura 28-9*b*, la señal de control modula la salida de un oscilador de alta frecuencia (por ejemplo, de 1 MHz) antes de que se aplique al primario de un transformador de señales de alta frecuencia. Como un transformador de alta frecuencia se puede fabricar de tamaño muy pequeño, es fácil evitar capacitancias parásitas entre los bobinados de entrada y salida, y el transformador es económico. La salida secundaria del transformador se rectifica y filtra, y luego se aplica al comparador y al resto del circuito excitador aislado. Las formas de onda de este método de modulación se muestran en la figura 28-9*c*.

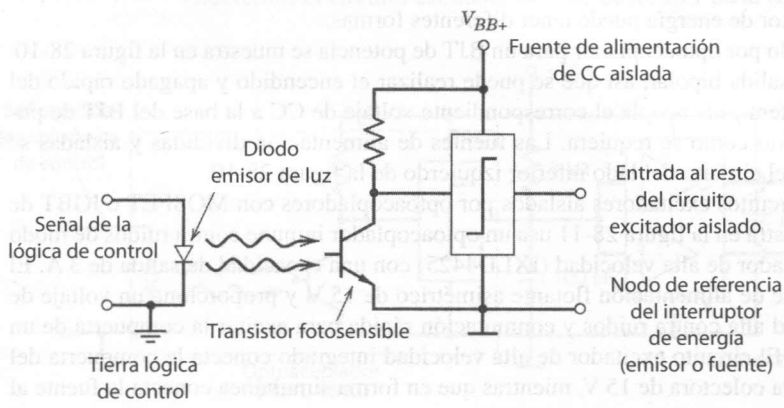


Figura 28-8 Esquema de un optoacoplador para acoplar señales a un circuito excitador flotante (eléctricamente aislado) desde un circuito de control referenciado respecto de la tierra de la lógica de control (y el neutro del sistema de potencia).

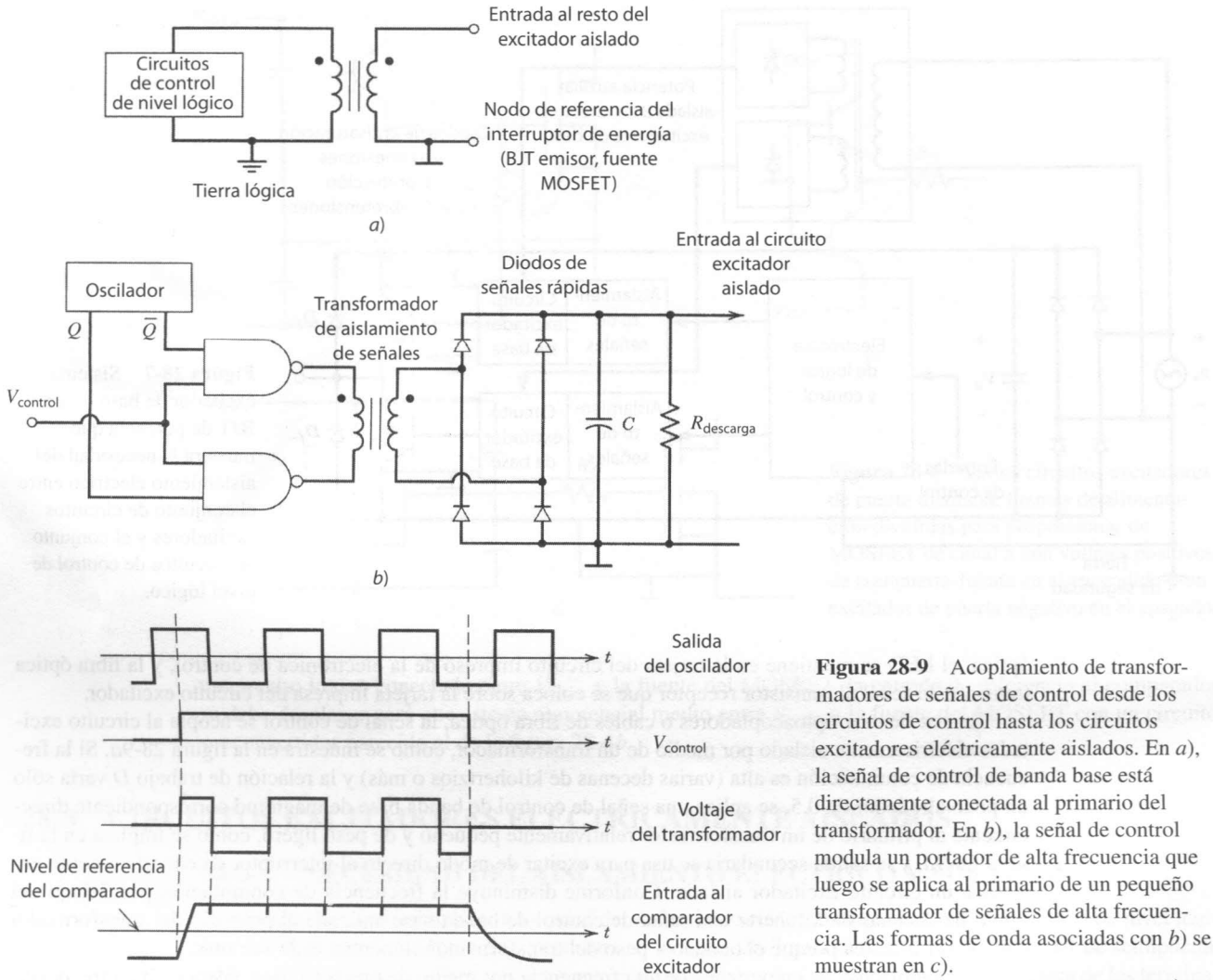


Figura 28-9 Acoplamiento de transformadores de señales de control desde los circuitos de control hasta los circuitos excitadores eléctricamente aislados. En *a*), la señal de control de banda base está directamente conectada al primario del transformador. En *b*), la señal de control modula un portador de alta frecuencia que luego se aplica al primario de un pequeño transformador de señales de alta frecuencia. Las formas de onda asociadas con *b*) se muestran en *c*).

28-3-2 CIRCUITOS EXCITADORES AISLADOS POR OPTOACOPLADORES

En circuitos excitadores aislados por optoacopladores, el propio optoacoplador es la interconexión entre la salida del circuito de control y la entrada del circuito excitador aislado. El lado de entrada del optoacoplador se acopla directamente al circuito de control y el lado de salida del optoacoplador se acopla directamente al circuito excitador aislado. La topología del circuito excitador aislado entre la salida del optoacoplador y la terminal de control del interruptor de energía puede tener diferentes formas.

Un circuito excitador aislado por optoacoplador para un BJT de potencia se muestra en la figura 28-10. El circuito excitador tiene una salida bipolar, así que se puede realizar el encendido y apagado rápido del BJT. Un circuito *npn-pnp* en tótem-*pole* acopla el correspondiente voltaje de CC a la base del BJT de potencia para encenderlo o apagarlo como se requiera. Las fuentes de alimentación divididas y aisladas se implementan por el segmento del circuito del lado inferior izquierdo de la figura 28-10.

También se pueden usar circuitos excitadores aislados por optoacopladores con MOSFET e IGBT de potencia. El circuito que se muestra en la figura 28-11 usa un optoacoplador inmune contra ruidos de modo común (HPCL-4503) y un excitador de alta velocidad (IXLD4425) con una capacidad de salida de 3 A. El circuito excitador usa una fuente de alimentación flotante asimétrico de 15 V y proporciona un voltaje de salida de ± 15 V para inmunidad alta contra ruidos y conmutación rápida para excitar la compuerta de un MOSFET o IGBT de potencia. El circuito excitador de alta velocidad integrado conecta la compuerta del dispositivo de potencia a la barra colectora de 15 V, mientras que en forma simultánea conecta la fuente al

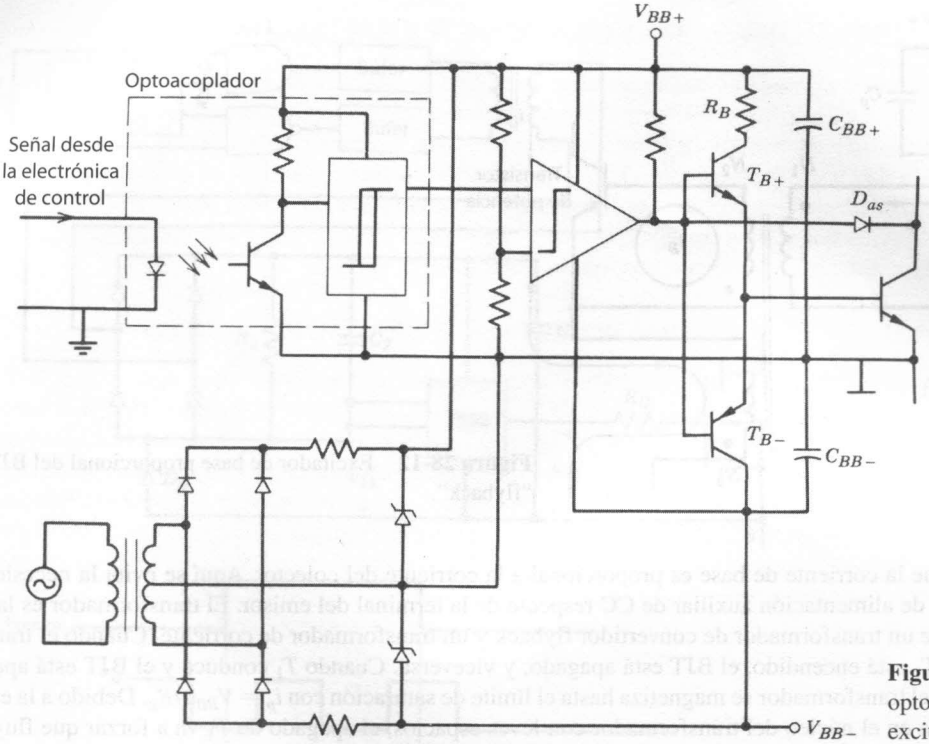


Figura 28-10 Aislamiento por optoacoplador de circuitos excitadores de base.

lado negativo de la fuente de alimentación polarizada a fin de encender el dispositivo de potencia. Para apagar el dispositivo de potencia, el circuito excitador conecta la compuerta al lado negativo de la fuente de alimentación asimétrica mientras conecta la fuente a la barra colectora de 15 V.

28-3-3 CIRCUITOS EXCITADORES AISLADOS POR TRANSFORMADORES QUE PROPORCIONAN TANTO SEÑALES COMO ENERGÍA

El uso de transformadores para aislar el circuito excitador eléctricamente del circuito de control permite mucha flexibilidad al diseño del circuito excitador. Si se dispone de fuentes de alimentación de CC flotantes, el método de acoplamiento de transformadores con un portador modulado de la figura 28-9*b* sirve como sustituto para el optoacoplador en los circuitos de las figuras 28-10 y 28-11.

Sin embargo, el mismo transformador con que se transfiere la señal de control desde los circuitos de control al circuito excitador aislado también sirve para proporcionar al mismo tiempo la energía polarizada de CC aislada y suprimir el transformador separado para las fuentes de alimentación de CC aisladas. Consideremos el circuito excitador de base de un BJT de la figura 28-12. Se trata de un excitador de base aisla-

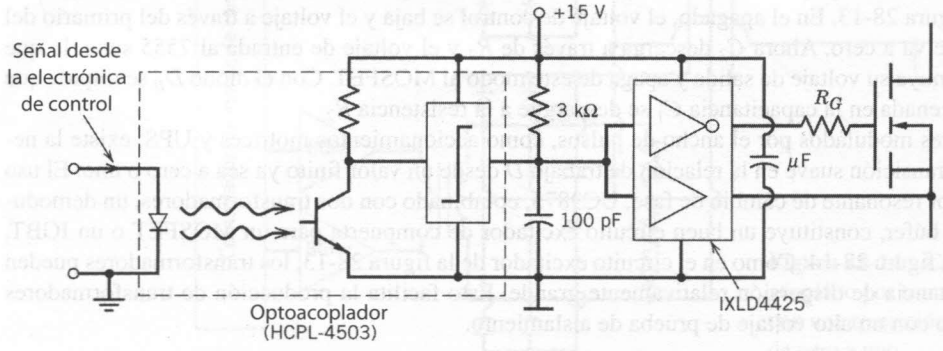


Figura 28-11 Circuito excitador aislado por optoacoplador adecuado para excitar a MOSFET e IGBT. Para simplificar el esquema, no se muestra el circuito que proporciona la alimentación polarizada aislada y asimétrica de 15 V.

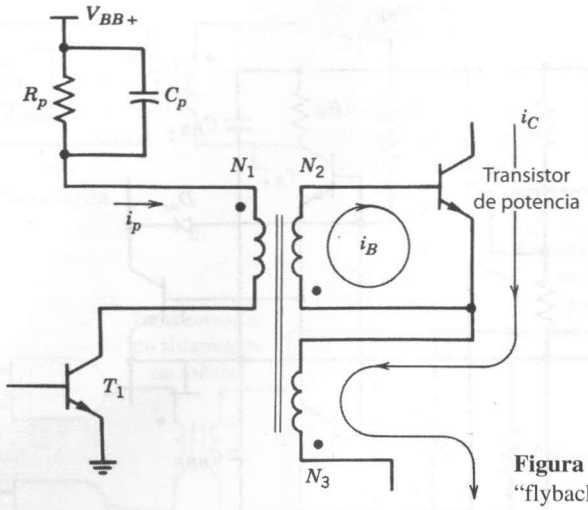


Figura 28-12 Excitador de base proporcional del BJT "flyback".

do en el que la corriente de base es proporcional a la corriente del colector. Aquí se evita la necesidad de una fuente de alimentación auxiliar de CC respecto de la terminal del emisor. El transformador es la combinación de un transformador de convertidor flyback y un transformador de corriente. Cuando el transistor excitador T_1 está encendido, el BJT está apagado, y viceversa. Cuando T_1 conduce y el BJT está apagado, el núcleo del transformador se magnetiza hasta el límite de saturación con $i_p = V_{BB+}/R_p$. Debido a la energía almacenada en el núcleo del transformador con leves espacios, el apagado de T_1 va a forzar que fluya una corriente en el segundo bobinado como en un convertidor flyback, lo que produce una corriente de base positiva hacia el BJT. Esto causa que el BJT empiece a conducir, y su corriente de base proviene básicamente de la acción del transformador entre los bobinados 2 y 3, lo que causa que $i_B = N_3 i_C/N_2$. Durante el intervalo de apagado de T_1, el voltaje a través del capacitor C_p descarga a cero debido a la resistencia R_p. Por tanto, cuando T_1 se enciende a fin de apagar el BJT, se aplica un voltaje esencialmente igual a V_{BB+} a través del bobinado 1, lo que causa que i_p sea grande.

Durante el apagado del BJT, su corriente base se da como

$$i_B = N_3 i_C / N_2 - N_1 i_p N_2 \tag{28-8}$$

El circuito excitador debe diseñarse de forma que la corriente de base durante el apagado sea negativa, y de magnitud y duración adecuadas. Esta configuración del excitador es lo mejor para aplicaciones de alta frecuencia cuyas variaciones en el ciclo de trabajo estén limitadas.

Si en determinada aplicación el MOSFET por controlar debe estar encendido durante un tiempo prolongado, se usa el circuito de la figura 28-13. En este circuito, el voltaje de control se modula por la salida de un oscilador de alta frecuencia antes de aplicarse a los circuitos búfer. Ahora aparece una señal de CA de alta frecuencia a través del primario del transformador cuando el voltaje de control es alto, lo que carga la capacitancia de almacenamiento de energía C_1 y la capacitancia C_2 en la entrada al CI 7555, que se usa aquí como búfer y un disparador de Schmitt debido a su bajo consumo de energía. Como la entrada al 7555 es baja, proporciona un voltaje positivo a la compuerta del MOSFET y lo enciende de esta manera, como se muestra en la figura 28-13. En el apagado, el voltaje de control se baja y el voltaje a través del primario del transformador se va a cero. Ahora C_2 descarga a través de R_2 y el voltaje de entrada al 7555 sube, lo que causa que disminuya su voltaje de salida y apaga de este modo al MOSFET. Con el diodo D_B se impide que la energía almacenada en la capacitancia C_1 se descargue a la resistencia R_2.

En inversores modulados por el ancho de pulsos, como accionamientos motrices y UPS, existe la necesidad de una transición suave en la relación de trabajo D desde un valor finito ya sea a cero o uno. El uso de un controlador resonante de cambio de fase, UC3875, combinado con dos transformadores, un demodulador y algunos búfer, constituye un buen circuito excitador de compuerta para un MOSFET o un IGBT, como se ve en la figura 28-14. Como en el circuito excitador de la figura 28-13, los transformadores pueden tener una inductancia de dispersión relativamente grande. Esto facilita la producción de transformadores inmunes al ruido con un alto voltaje de prueba de aislamiento.

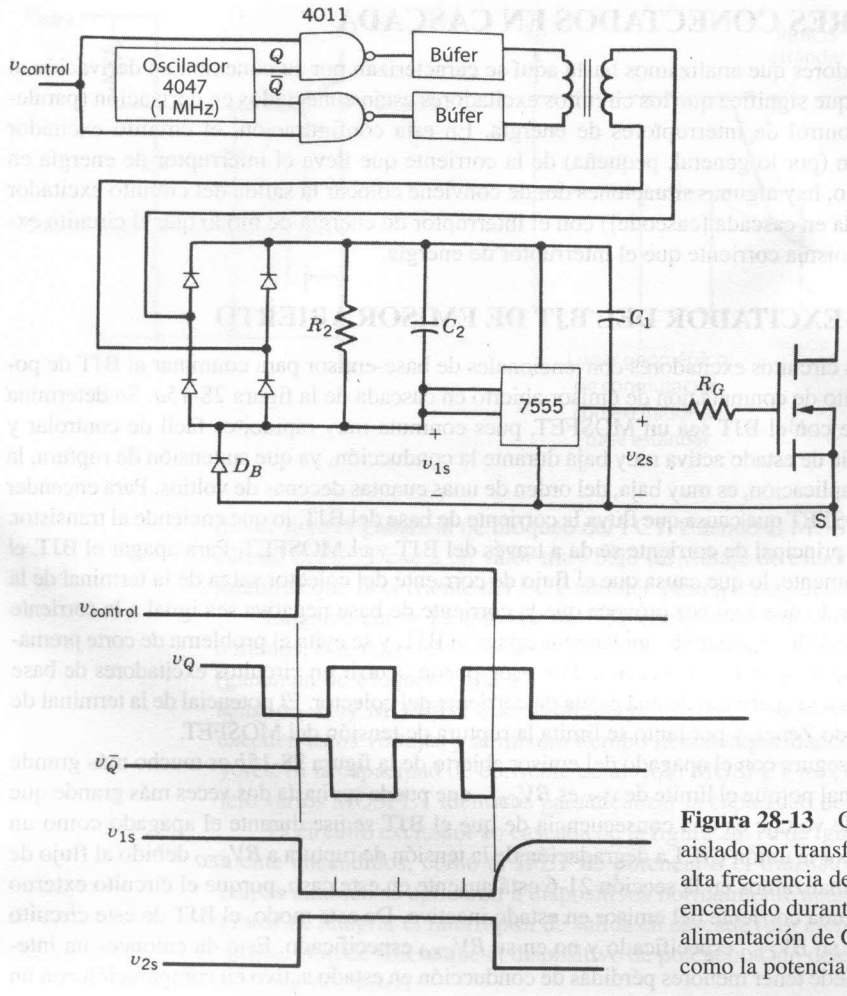


Figura 28-13 Circuito excitador de puerta de un MOSFET aislado por transformador mediante un portador modulado por alta frecuencia de forma que el MOSFET se mantenga encendido durante periodos largos. No se necesitan fuentes de alimentación de CC auxiliares porque tanto la señal de control como la potencia polarizada vienen a través del transformador.

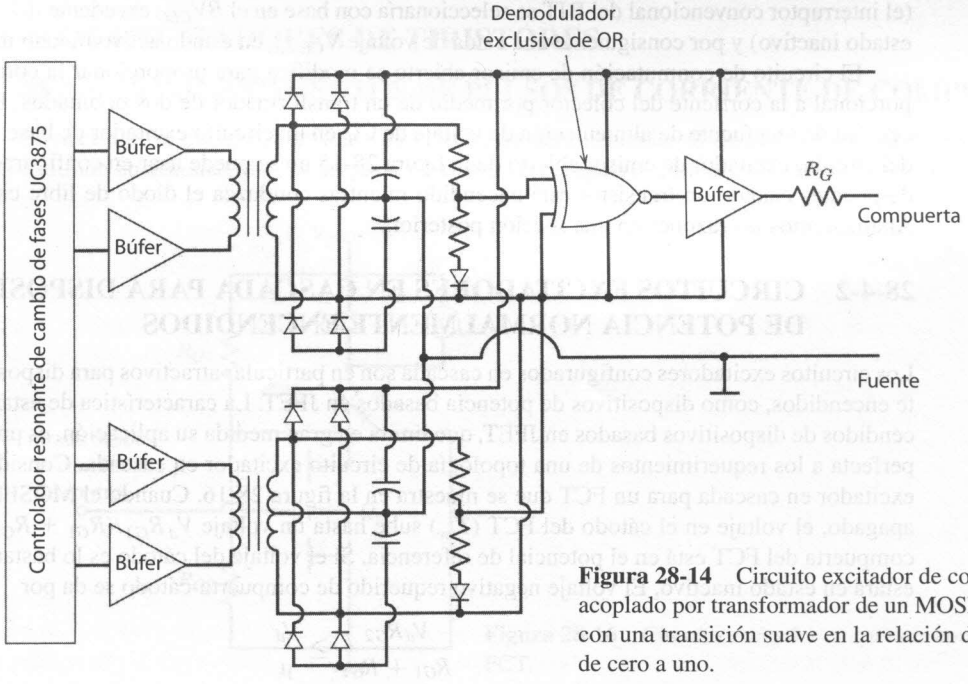


Figura 28-14 Circuito excitador de compuerta acoplado por transformador de un MOSFET o IGBT con una transición suave en la relación de trabajo D de cero a uno.

28-4 CIRCUITOS EXCITADORES CONECTADOS EN CASCADA

Todos los circuitos excitadores que analizamos hasta aquí se caracterizan por su conexión en derivación al interruptor de energía, lo que significa que los circuitos excitadores están conectados en derivación (paralelos) con terminales de control de interruptores de energía. En esta configuración, el circuito excitador conduce sólo una fracción (por lo general, pequeña) de la corriente que lleva el interruptor de energía en estado activo. Sin embargo, hay algunas situaciones donde conviene colocar la salida del circuito excitador en serie (conexión llamada en cascada [cascode]) con el interruptor de energía de modo que el circuito excitador deba conducir la misma corriente que el interruptor de energía.

28-4-1 CIRCUITO EXCITADOR DEL BJT DE EMISOR ABIERTO

Una opción atractiva a los circuitos excitadores convencionales de base-emisor para conmutar al BJT de potencia es el llamado circuito de conmutación de emisor abierto en cascada de la figura 28-15*a*. Se determina que el interruptor en serie con el BJT sea un MOSFET, pues conmuta muy rápido, es fácil de controlar y proporciona una resistencia de estado activa muy baja durante la conducción, ya que su tensión de ruptura, la cual se requiere para esta aplicación, es muy baja, del orden de unas cuantas decenas de voltios. Para encender el BJT, se enciende el MOSFET que causa que fluya la corriente de base del BJT, lo que enciende al transistor. Cuando conduce, el flujo principal de corriente se da a través del BJT y el MOSFET. Para apagar el BJT, el MOSFET se apaga rápidamente, lo que causa que el flujo de corriente del colector salga de la terminal de la base a través del capacitor, lo que a su vez provoca que la corriente de base negativa sea igual a la corriente del colector. Esta corriente de base negativa rápidamente apaga al BJT, y se evita el problema de corte prematuro de la unión *BE,* que analizamos en la sección 21-4, que puede ocurrir en circuitos excitadores de base convencionales y que lleva a la aparición de una estela de corriente del colector. El potencial de la terminal de base se bloquea por el diodo Zener, y por tanto se limita la ruptura de tensión del MOSFET.

El área de operación segura con el apagado del emisor abierto de la figura 28-15*b* es mucho más grande que el RBAOS convencional porque el límite de v_{CE} es BV_{CBO}, que puede ser hasta dos veces más grande que BV_{CEO}. El mayor límite de voltaje es una consecuencia de que el BJT se use durante el apagado como un diodo simple compuesto por la unión *CB*. La degradación de la tensión de ruptura a BV_{CEO} debido al flujo de corriente del emisor que analizamos en la sección 21-6 está ausente en este caso, porque el circuito externo no permite que fluya ninguna corriente del emisor en estado inactivo. De este modo, el BJT de este circuito se selecciona con base en su BV_{CBO} especificado y no en su BV_{CEO} especificado. Esto da entonces un interruptor combinado que puede tener menores pérdidas de conducción en estado activo en comparación con un interruptor de BJT convencional, pues el interruptor convencional tendría una mayor ruptura especificada (el interruptor convencional del BJT se seleccionaría con base en el BV_{CEO} excedente del voltaje aplicado en estado inactivo) y por consiguiente una caída de voltaje $V_{CE(sat)}$ en estado activo mucho más grande.

El circuito de conmutación de emisor abierto se modifica para proporcionar la corriente de base proporcional a la corriente del colector por medio de un transformador de dos bobinados. Esto elimina la necesidad de una fuente de alimentación de voltaje de CC en un circuito excitador de base. La versión simple del circuito excitador de emisor abierto de la figura 28-15 no se puede usar en configuraciones de circuitos de puentes cuando un transistor está encendido mientras conduzca el diodo de libre circulación opuesto. Analizaremos las razones en una sección posterior.

28-4-2 CIRCUITOS EXCITADORES EN CASCADA PARA DISPOSITIVOS DE POTENCIA NORMALMENTE ENCENDIDOS

Los circuitos excitadores configurados en cascada son en particular atractivos para dispositivos normalmente encendidos, como dispositivos de potencia basados en JFET. La característica de estar normalmente encendidos de dispositivos basados en JFET, que limita en gran medida su aplicación, es una correspondencia perfecta a los requerimientos de una topología de circuito excitador en cascada. Consideremos el circuito excitador en cascada para un FCT que se muestra en la figura 28-16. Cuando el MOSFET Q_s se mantiene apagado, el voltaje en el cátodo del FCT (T_{sw}) sube hasta un voltaje $V_d R_{G2}/(R_{G1} + R_{G2})$, mientras que la compuerta del FCT está en el potencial de referencia. Si el voltaje del cátodo es lo bastante grande, el FCT estará en estado inactivo. El voltaje negativo requerido de compuerta-cátodo se da por

$$\frac{V_d R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \geq \frac{V_d}{\mu} \tag{28-9}$$

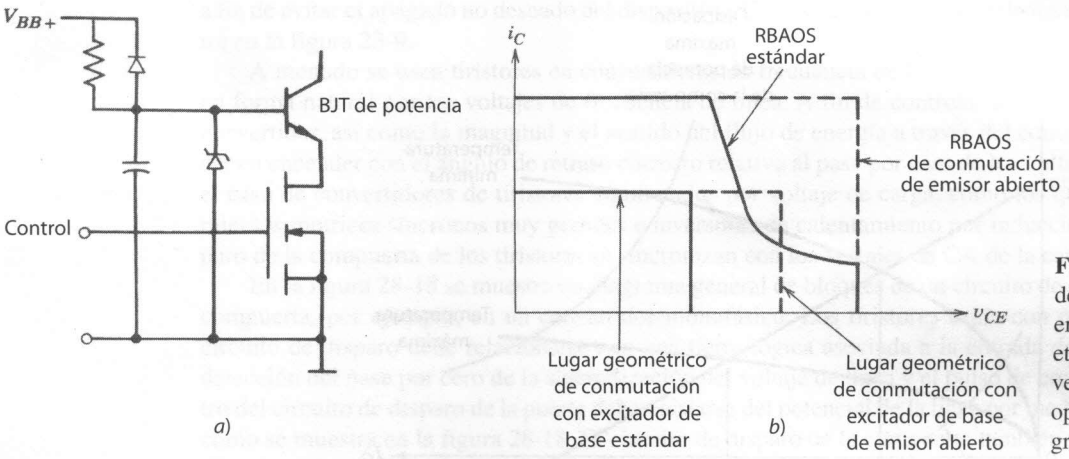


Figura 28-15 Circuito de conmutación de emisor abierto o de dos etapas *a*) que toma ventaja de un área de operación segura más grande *b*).

donde μ es la ganancia de bloqueo del FCT. Cuando el MOSFET está conectado, el voltaje de compuerta-cátodo del FCT cae a un valor muy bajo (el voltaje de estado activo del MOSFET), y el FCT se enciende mientras que la corriente del FCT también pasa a través del MOSFET.

La ganancia de bloqueo de un FCT comprende normalmente de 10 a 100. Para valores V_d de 2 000 V o menos, este rango de ganancia de bloqueo requeriría voltajes negativos de compuerta-cátodo desde 200 V (ganancia de bloqueo igual a 10) hasta 20 V (ganancia de bloqueo igual a 100) a fin de mantener el FCT apagado. Hay MOSFET que se obtienen fácilmente y que tienen capacidades de voltajes de bloqueo que exceden estos voltajes y al mismo tiempo tienen capacidades de corriente en estado activo de 100 A o mayores. Si la capacidad de corriente de un solo MOSFET no concuerda con la del FCT, se conectan en paralelo varios MOSFET idénticos para alcanzar la capacidad de corriente deseada.

El circuito excitador en cascada de la figura 28-16 de igual forma se aplica a otros dispositivos normalmente encendidos, como el JFET de potencia o el transistor de inducción estática. Los circuitos de dos etapas también se aplicaron a dispositivos normalmente apagados, como los GTO. Se hicieron algunos intentos de integrar el interruptor de salida en cascada (por ejemplo, el Q_s del MOSFET en la figura 28-16) al mismo chip de silicio que el dispositivo de potencia. Uno de estos dispositivos es el llamado tiristor conmutado por el emisor.

28-5 CIRCUITOS EXCITADORES DE TIRISTORES

28-5-1 REQUERIMIENTOS DE PULSOS DE CORRIENTE DE COMPUERTA

Se necesita un pulso de corriente de compuerta para encender el tiristor, y una vez disparado, el tiristor continúa su conducción sin ninguna corriente de compuerta continua debido a la acción regenerativa del

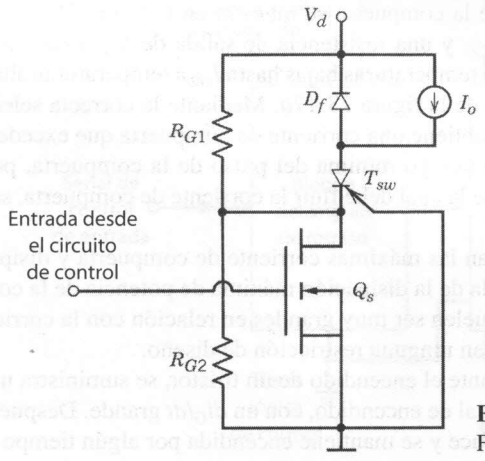
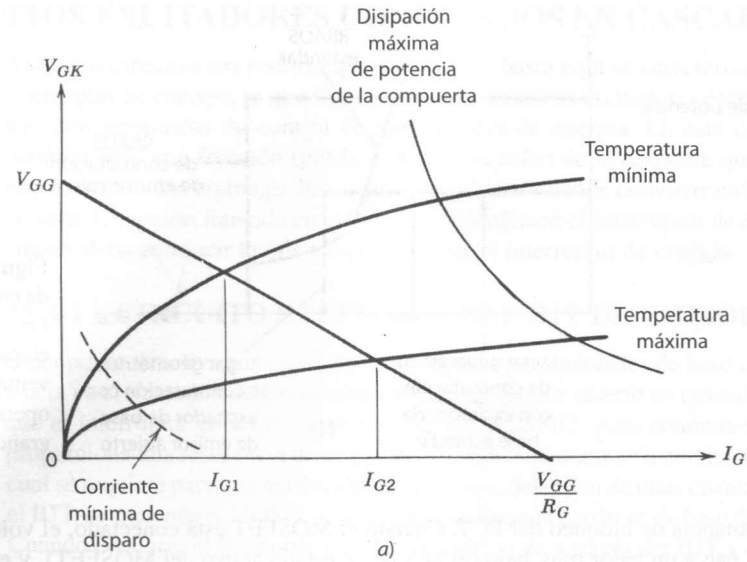


Figura 28-16 Circuito excitador en cascada conceptual para un FCT.



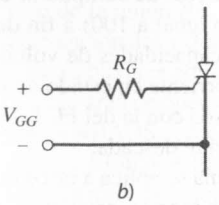


Figura 28-17 Diseño de circuitos excitadores de compuerta del tiristor. *a*) Características de compuerta-cátodo $I - V$ para diseñar circuitos de disparo de compuertas; *b*) circuito equivalente del amplificador de pulsos de la compuerta.

dispositivo. Para calcular la fuerza del impulso de corriente de compuerta con que se debe asegurar el encendido del dispositivo, se usa la característica de corriente-tensión de la compuerta que se muestra en la figura 28-17*a*. Para un determinado tipo de tiristor, el rango de variaciones posibles en la característica de la compuerta se especifica por curvas de valores máximo y mínimo en las hojas de datos del dispositivo, similares a las curvas de valores máximo y mínimo de la figura 28-17*a*. La corriente de compuerta mínima y el correspondiente voltaje de la compuerta que se necesitan para asegurar que el tiristor se dispare a varias temperaturas de operación también se especifican en las hojas de datos del dispositivo y se muestran en la figura 28-17*a* como una línea punteada. Esta curva de la corriente de compuerta mínima a veces se denomina lugar geométrico de puntos de disparo mínimos.

La línea de carga del amplificador de pulsos de la compuerta debe producir una corriente de compuerta más grande que la que se especifica en la curva de la corriente de compuerta mínima. Un circuito equivalente para un amplificador de pulsos de la compuerta se muestra en la figura 28-17*b*, y consiste en un voltaje de salida de circuito abierto de V_{GG} y una resistencia de salida de R_G. Este circuito produce una corriente de compuerta en el rango de I_{G1} a temperaturas bajas hasta I_{G2} a temperaturas altas, como se muestra en la construcción de la línea de carga de la figura 28-17*a*. Mediante la correcta selección de los parámetros de la línea de carga (V_{GG} y R_G) se obtiene una corriente de compuerta que excede con creces la corriente mínima requerida. La duración de tiempo mínima del pulso de la compuerta, por lo regular unas cuantas decenas de microsegundos, durante la cual debe fluir la corriente de compuerta, se especifica en las hojas de datos del dispositivo.

Las hojas de datos también especifican las máximas corriente de compuerta y disipación de potencia de la compuerta permisibles. Una hipérbola de la disipación máxima de potencia de la compuerta se muestra en la figura 28-17*a*. Estas cantidades suelen ser muy grandes en relación con la corriente de disparo de la compuerta que se necesita, y no presentan ninguna restricción de diseño.

A fin de permitir un *di/dt* grande durante el encendido de un tiristor, se suministra un pulso grande de corriente de compuerta durante la fase inicial de encendido, con un di_G/dt grande. Después de que el tiristor enciende, la corriente de compuerta se reduce y se mantiene encendida por algún tiempo con un valor bajo

a fin de evitar el apagado no deseado del dispositivo. Uno de estos pulsos modelados de compuerta se muestra en la figura 23-9.

A menudo se usan tiristores en convertidores de frecuencia de línea donde los dispositivos se apagan en forma natural por los voltajes de frecuencia de línea. A fin de controlar el voltaje de CC de salida del convertidor, así como la magnitud y el sentido del flujo de energía a través del convertidor, los tiristores se deben encender con el ángulo de retraso correcto relativo al pase por cero de los voltajes de línea de CA. En el caso de convertidores de tiristores conmutados por voltaje de carga, como los que se usan en accionamientos motrices síncronos muy grandes e inversores de calentamiento por inducción, los tiempos de disparo de la compuerta de los tiristores se sincronizan con los voltajes de CA de la carga.

En la figura 28-18 se muestra un diagrama general de bloques de un circuito de corriente de disparo de compuerta, por ejemplo, en un convertidor monofásico. Los tiristores están con potencial de línea, y el circuito de disparo debe relacionarse con una tierra lógica asociada a la entrada de control. Por tanto, la detección del pase por cero de la sincronización del voltaje de línea y el pulso de compuerta generado dentro del circuito de disparo de la puerta deben aislarse del potencial de la línea por medio de transformadores, como se muestra en la figura 28-18. El circuito de disparo de la compuerta también requiere una fuente de alimentación de CC relacionada con el potencial de la tierra lógica. Este voltaje de CC se suministra mediante la rectificación de la salida del transformador de sincronización, como se ve en la figura 28-18.

En el bloque del ángulo de retraso, el voltaje de sincronización se convierte en un voltaje de rampa que se sincroniza al pase por cero del voltaje de línea, como se muestra por medio de las formas de onda de la figura 28-19. Este voltaje de rampa, con una amplitud constante de pico a pico, es comparable a un voltaje de control. Durante semiciclos alternantes, cuando el voltaje de rampa es igual al voltaje de control, se genera una señal de pulsos de duración controlable, como se ve en la figura 28-19. De esta forma, el ángulo de retraso varía a través de casi el rango completo entre 0° y 180°, y el ángulo de retraso es proporcional al voltaje de control. Por lo general, un circuito integrado como el de la familia TCA780 es lo que se usa para

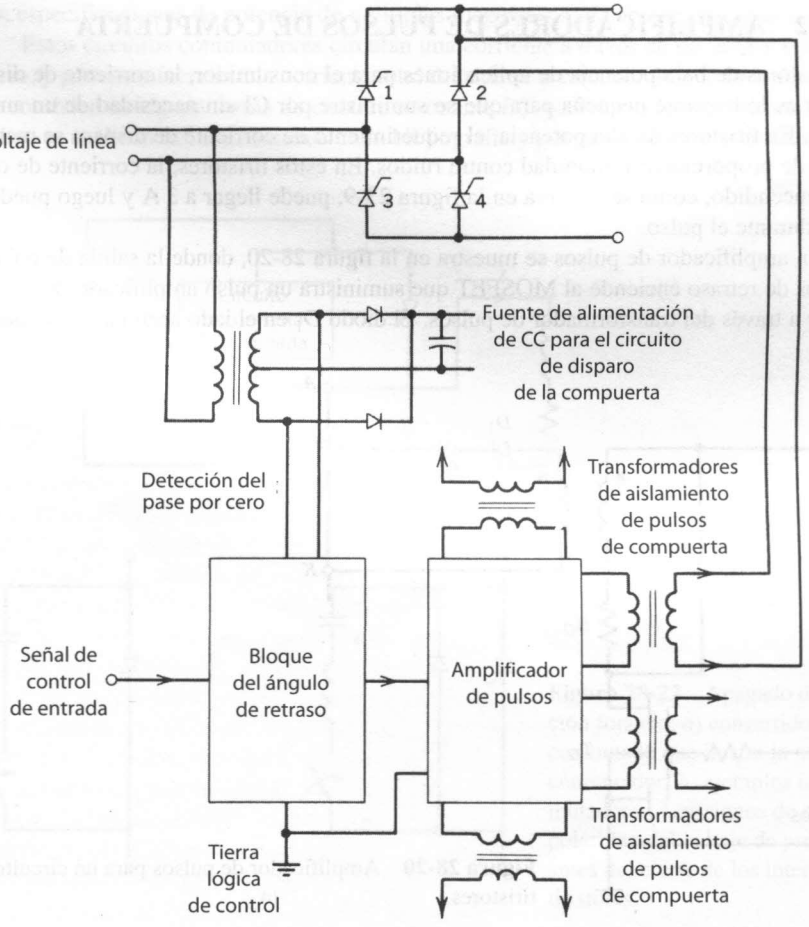


Figura 28-18 Diagrama general de bloques de un circuito de disparo de la compuerta de tiristores.

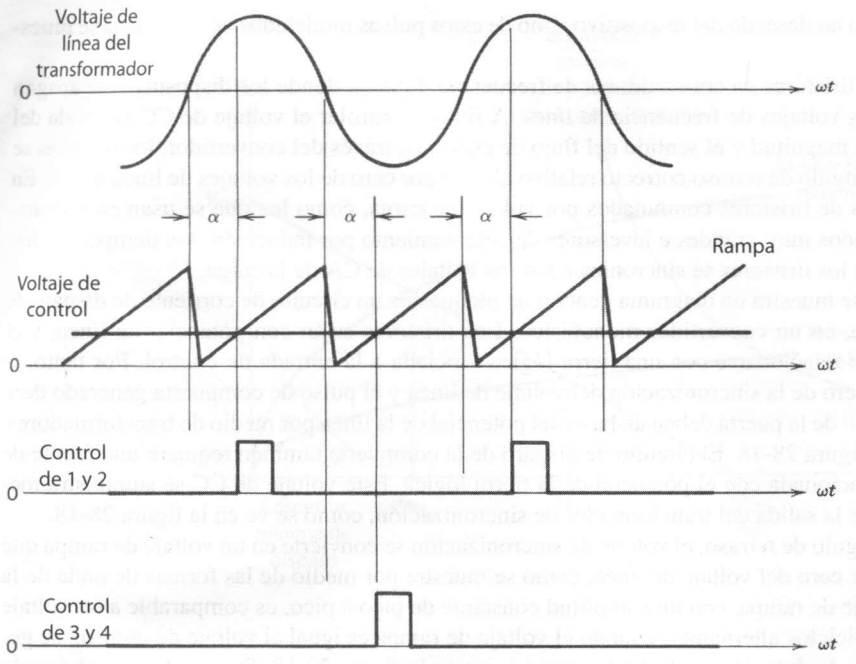


Figura 28-19 Formas de onda en el circuito de disparo de la compuerta de la figura 28-18.

aplicar esta función de control. Estos circuitos integrados también incorporan elementos adicionales para el arranque, paro, etcétera.

28-5-2 AMPLIFICADORES DE PULSOS DE COMPUERTA

En tiristores de baja potencia de aplicaciones para el consumidor, la corriente de disparo requerido por el tiristor es lo bastante pequeña para que se suministre por CI sin necesidad de un amplificador externo de pulsos. En tiristores de alta potencia, el requerimiento de corriente de disparo se mantiene alto con el propósito de proporcionar inmunidad contra ruidos. En estos tiristores, la corriente de compuerta pico inicial en el encendido, como se observa en la figura 23-9, puede llegar a 3 A y luego puede caer más o menos a 0.5 A durante el pulso.

Un amplificador de pulsos se muestra en la figura 28-20, donde la salida de pulsos desde el bloque de ángulos de retraso enciende al MOSFET que suministra un pulso amplificado de corriente de compuerta al tiristor a través del transformador de pulsos. El diodo D_1 en el lado secundario se usa para prevenir una co-

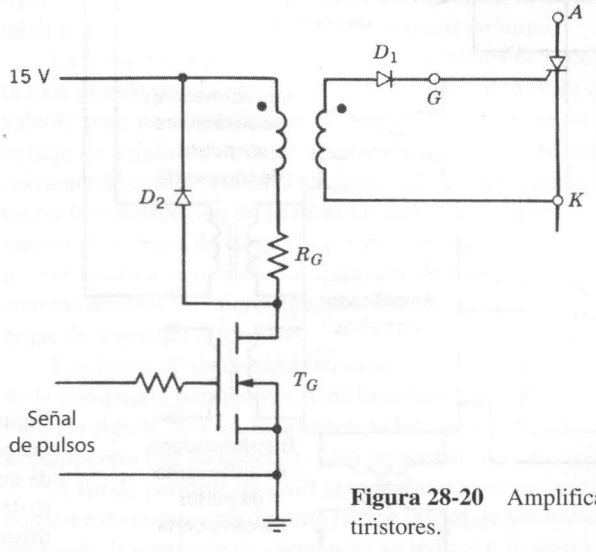


Figura 28-20 Amplificador de pulsos para un circuito de desbloqueo de tiristores.

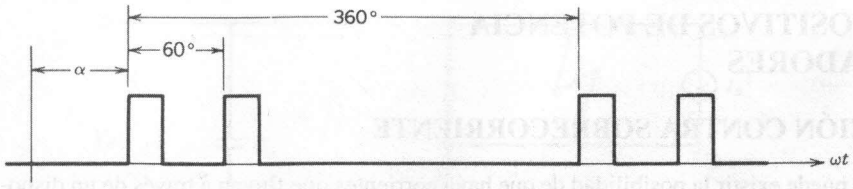


Figura 28-21 Forma de onda del pulso de disparo de la compuerta para un tiristor en un convertidor trifásico de puente completo.

rriente de compuerta negativa debido a la corriente magnetizadora del transformador cuando se apaga el MOSFET T_G. El diodo D_2 se usa para proporcionar una ruta para la corriente magnetizadora del transformador, de modo que la energía en el núcleo magnético se disipe en R_G. El modulado de ondas para producir una forma de onda parecida a la de la figura 23-9 se proporciona por parte de una red de *RC* en paralelo con R_G.

Un circuito de disparo de compuerta similar se construye para convertidores de tiristores trifásicos de puente completo, donde los seis tiristores se disparan en secuencia en intervalos de 60°. Sin embargo, para empezar y con corrientes de carga discontinuas, es necesario disparar un par de tiristores, uno del grupo superior y uno del grupo inferior, en secuencia con un intervalo de 60°. Por tanto, un tiristor recibe pulsos de compuerta como se muestra en la figura 28-21 en el encendido.

28-5-3 CIRCUITOS CONMUTADORES

En los convertidores de frecuencia de línea y conmutados por carga, la corriente de los tiristores se conmuta en forma natural y el dispositivo se apaga cuando se desbloquea (activa) el siguiente tiristor en la secuencia. Sin embargo, en un convertidor de modo conmutado, se necesita un circuito conmutador como el de la figura 28-22 para apagar al tiristor. Debido al costo, complejidad y pérdidas asociadas con los circuitos conmutadores y, más importante aún, a la evolución de las capacidades de manejo de potencia de BJT, IGBT y GTO, el convertidor de tiristores de modo conmutado ya no se usa en diseños nuevos, ni siquiera con especificaciones de potencia de múltiples megawats, para accionamientos motrices de CC y CA.

Estos circuitos conmutadores circulan una corriente a través de un tiristor conducente en el sentido inverso, y por tanto fuerzan a la corriente total del tiristor a cero, con lo que lo apagan. Estos circuitos a menudo consisten en alguna forma de circuito resonante *LC*, parecido a los que vimos en el capítulo 9. Estos circuitos se analizan exhaustivamente en la bibliografía y por tanto no los consideramos en este libro.

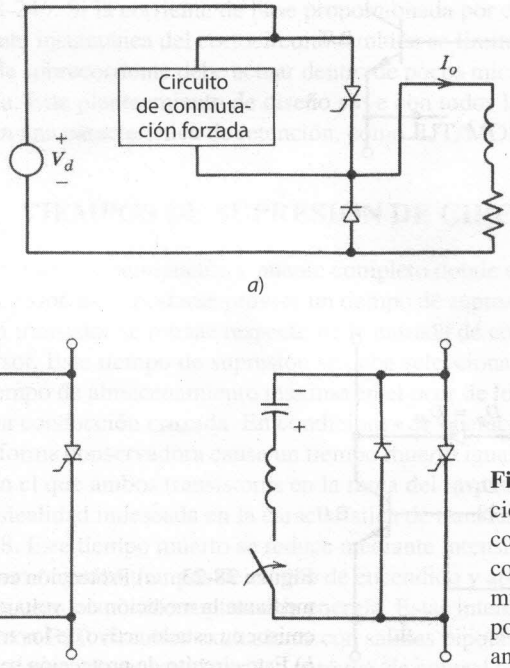


Figura 28-22 Apagado de un tiristor por conmutación forzada: *a*) convertidor de tiristores de modo conmutado que ilustra la necesidad de un circuito conmutador; *b*) ejemplos idealizados de circuitos conmutadores. Los signos de más y menos representan la polaridad del voltaje de precarga en los capacitores antes del cierre de los interruptores para apagar los tiristores.

28-6 PROTECCIÓN DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA EN CIRCUITOS EXCITADORES

28-6-1 PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTE

En algunas aplicaciones puede existir la posibilidad de que haya corrientes que fluyan a través de un dispositivo de potencia que exceda las capacidades del dispositivo. Si el dispositivo no está protegido de alguna forma contra estas sobrecorrientes, se puede arruinar. Los dispositivos de potencia no se protegen por medio de fusibles contra las sobrecorrientes porque no actúan con la velocidad necesaria. Los sobrecorrientes se detectan mediante la medición de la corriente del dispositivo y su comparación contra un límite. En caso de corrientes superiores a este límite, el dispositivo de potencia se apaga por medio de una red de protección en el circuito excitador.

Una manera más barata y por lo general mejor de proveer protección contra sobrecorrientes es supervisar el voltaje instantáneo de salida del dispositivo, por ejemplo, el voltaje de colector-emisor en estado activo de un BJT o el voltaje de drenaje-fuente de un MOSFET. La figura 28-23*a* muestra un circuito simple para proporcionar la protección contra sobrecorrientes a un BJT basado en este principio. El voltaje durante el estado activo en el punto *C* será una caída del diodo de polarización directa arriba de $V_{CE,sat}$. Esta señal de voltaje es una de las entradas al bloque de protección de sobrecorriente que requiere la señal de control como otra entrada. Cuando se supone que el transistor está encendido, si el voltaje en el punto *C* está arriba de algún umbral predeterminado, se detecta la sobrecorriente y el bloque de protección causa que el excitador de base apague el BJT. Según la filosofía del diseño, se puede apagar el sistema en general después de una de estas detecciones de sobrecorriente, y tal vez se tenga que reinicializar en forma manual. La red de detección de sobrecorriente se combina con la red de antisaturación, como se muestra en el subcircuito de la figura 28-23*b*.

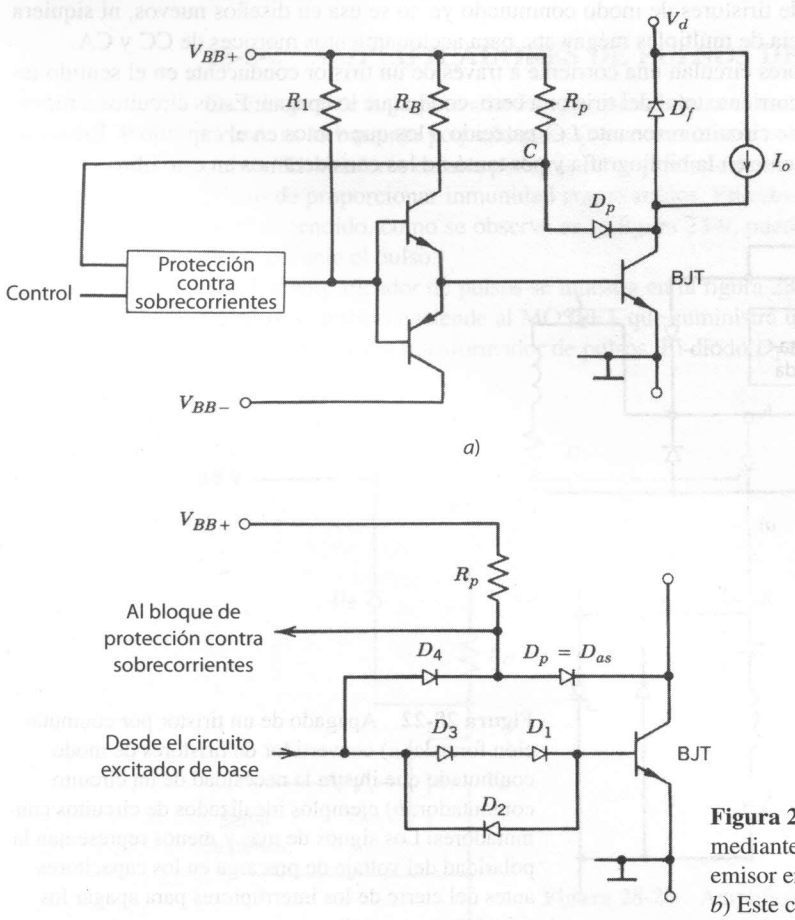


Figura 28-23 *a*) Protección contra sobrecorrientes mediante la medición del voltaje instantáneo de colector-emisor en estado activo de los transistores de potencia. *b*) Este circuito de protección se usa con una red de antisaturación.

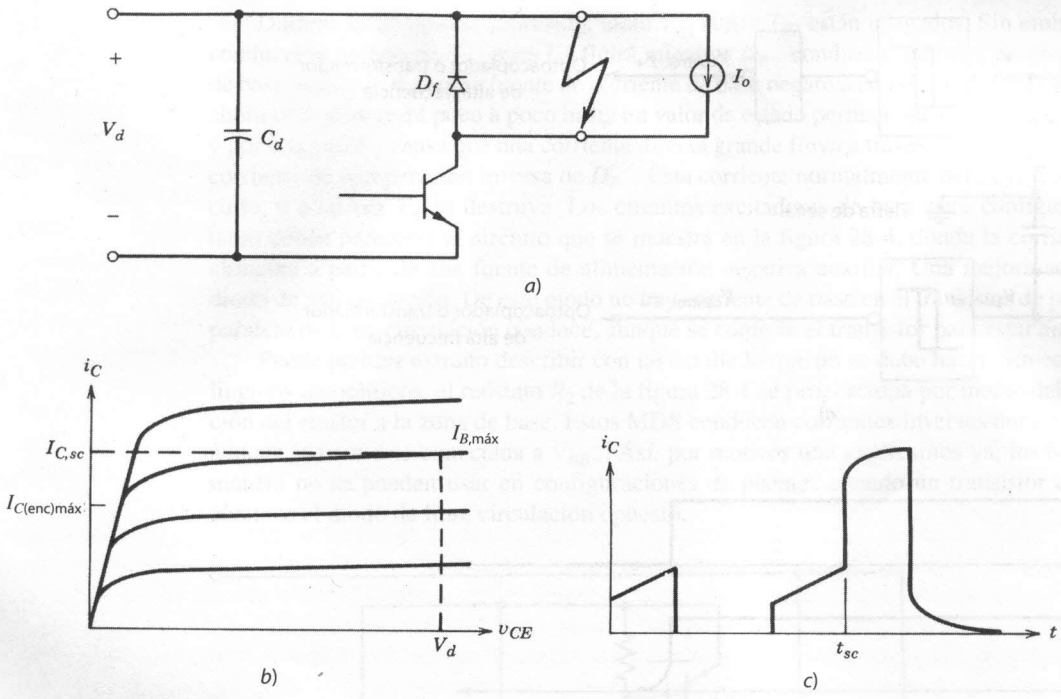


Figura 28-24
a) Circuito de un convertidor reductor con un cortocircuito accidental. *b*) La corriente del cortocircuito se estima a partir de las características *I-V* del transistor. *c*) Forma de onda de la corriente en la irrupción del cortocircuito.

La protección de sobrecorriente se debe combinar con medidas de diseño que limiten la máxima corriente instantánea a través del dispositivo. Por ejemplo, consideremos el peor escenario que se muestra en la figura 28-24, donde la salida del circuito de un convertidor reductor que usa un BJT se pone accidentalmente en cortocircuito. La corriente instantánea del cortocircuito a través del BJT se estima a partir de las características de *I-V* estáticas de la figura 28-24*b*, donde v_{CE} es igual a V_d en las condiciones de cortocircuito. Si la corriente instantánea del cortocircuito se va a limitar a un valor seguro, por ejemplo, dos veces la corriente continua especificada del transistor, la correspondiente corriente de base $I_{B,máx}$ se obtiene de la figura 28-24*b*. Si la corriente de base proporcionada por el circuito excitador permanece menor que $I_{B,máx}$, la corriente instantánea del cortocircuito también se limitaría al valor seguro requerido. El circuito de protección de sobrecorriente debe actuar dentro de pocos microsegundos para apagar el BJT, de lo contrario se arruinaría. Este planteamiento de diseño sirve con todos los dispositivos semiconductores de potencia que no tengan una característica de retención, como BJT, MOSFET, IGBT, FCT y JFET de potencia.

28-6-2 TIEMPOS DE SUPRESIÓN DE CIRCUITOS DE PUENTES

En los circuitos de semipuente y puente completo donde se conectan dos transistores en serie en una rama del convertidor, es importante proveer un tiempo de supresión, de modo que la entrada de control de encendido a un transistor se retrase respecto de la entrada de control de encendido del otro transistor en la rama del inversor. Este tiempo de supresión se debe seleccionar de forma conservadora para que sea más largo que el tiempo de almacenamiento máximo en el peor de los casos en los transistores que se utilizan a fin de evitar una conducción cruzada. En condiciones de operación normales, este tiempo de supresión seleccionado de forma conservadora causa un tiempo muerto igual al tiempo de supresión, menos el tiempo real de retraso en el que ambos transistores en la rama del inversor están apagados. Este tiempo muerto introduce una no linealidad indeseada en la característica de transferencia del convertidor, como ya analizamos en el capítulo 8. Este tiempo muerto se reduce mediante intensificaciones de diseño de los circuitos excitadores, lo que disminuye los tiempos de retraso de encendido y apagado en dispositivos semiconductores de potencia que se usan como interruptores de energía. Estas intensificaciones de diseño implican diodos de antisaturación con BJT, circuitos excitadores con salidas bipolares, capacitores aceleradores, etcétera.

Este tiempo de supresión en las entradas de control se introducen por medio del circuito que se muestra en la figura 28-25*a*, donde la señal de control es común para ambos BJT de la rama del convertidor.

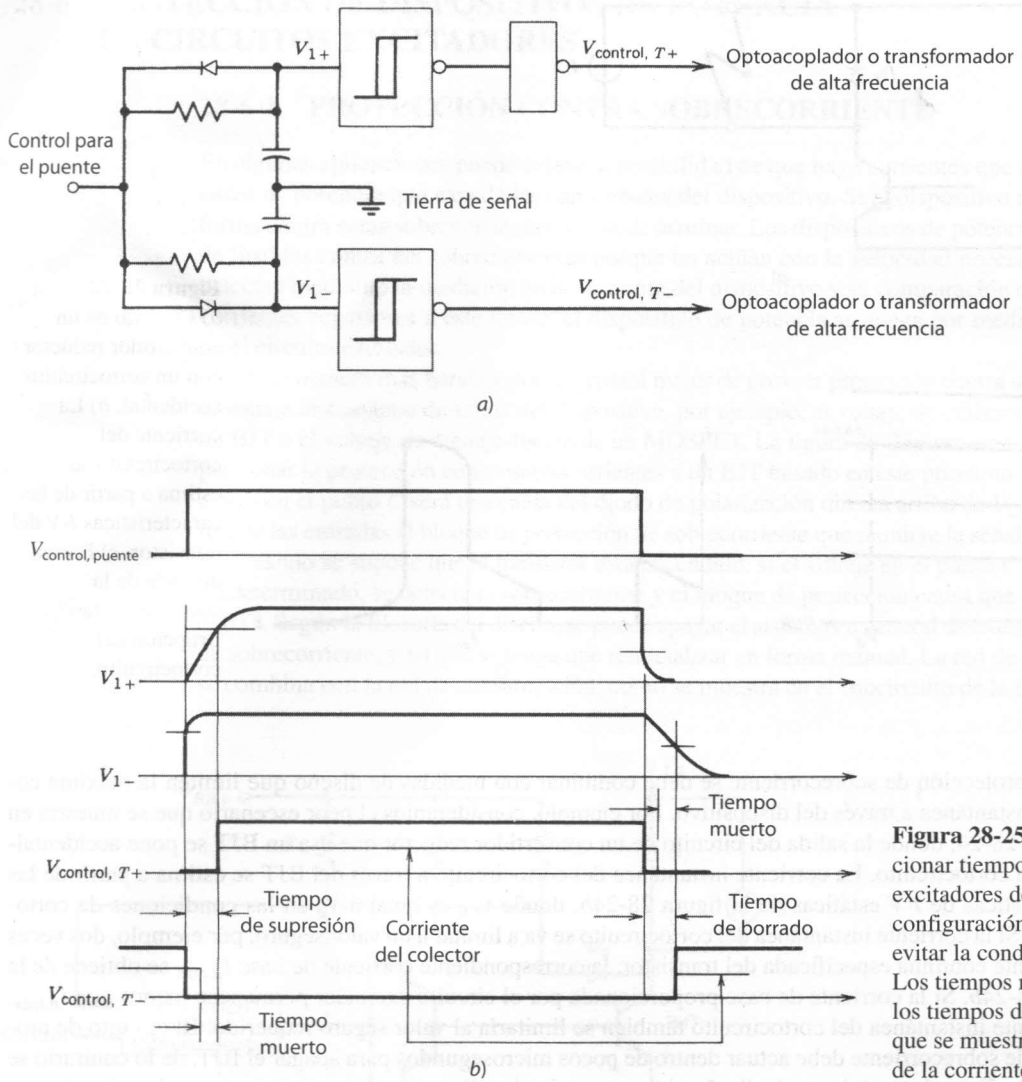


Figura 28-25 *a*) Circuito para proporcionar tiempos de supresión para los excitadores de base de BJT en una configuración de puente con el fin de evitar la conducción cruzada de los BJT. Los tiempos muertos son el resultado de los tiempos de almacenamiento del BJT que se muestran en *b*) las formas de onda de la corriente del colector.

Cuando la señal de control es alta, el transistor superior T_+ debe estar encendido, y viceversa. La red de *RC* polarizada y el disparador Schmitt introducen un retraso significativo en el encendido del BJT y casi ningún retraso en el apagado del transistor. La diferencia entre estos dos retrasos es el tiempo de supresión necesario. Las formas de onda se muestran en la figura 28-25*b*, donde, en el momento en que baja la entrada de control del puente, ocurre un retraso significativo en la señal de control para encender el transistor inferior T_-, y casi no ocurre ningún retraso en el apagado del transistor superior T_+. El tiempo de borrado y el tiempo muerto también se muestran en la figura 28-25*b*.

Como ya mencionamos, el circuito excitador de base simple de la figura 28-1 no se usa en una configuración de puente modulada por el ancho de pulsos donde uno de los diodos de libre circulación puede conducir cuando se enciende el transistor opuesto. Las formas de onda para esta situación se muestran en la figura 28-26. Si suponemos que I_o es positivo, el diodo de libre circulación D_{F-} conduce cuando T_+ está apagado, y luego se controla T_- para estar encendido. Como T_{B2} conduce durante este intervalo, habrá una corriente de base i_{B1} para T_-. Esto hará que T_- conduzca en su sentido inverso, y actúa así como transistor en la zona activa inversa donde se intercambian los papeles de colector y emisor. Además, debido al voltaje de estado activo de D_{F-}, T_- recibirá una corriente de base i_{B2} suministrada a través de R_2 y que fluye a través del diodo base-colector de T_-. Si suponemos una caída del voltaje directo de D_{F-} de 2 V y otros 0.7 V a través de la unión base-colector de polarización directa de T_-, i_{B2} es igual a $1.3/R_2$.

Durante el tiempo de supresión, tanto T_{B1} como T_{B2} están apagados. Sin embargo, esto no impide la conducción inversa de T_-, pues i_{B2} fluirá mientras D_{F-} conduzca. En lugar de proporcionar una corriente de base negativa, R_2 es una fuente de corriente de base negativa en esta situación. La corriente inversa de T_- ahora se desintegrará poco a poco hasta un valor de estado permanente dictado por i_{B2}. El encendido de T_{B1} y por ende de T_+ causa que una corriente directa grande fluya a través del T_- apenas saturado además de la corriente de recuperación inversa de D_{F-}. Esta corriente normalmente destruye a T_- y lo hace un cortocircuito, y a su vez T_+ se destruye. Los circuitos excitadores de base para configuraciones de puentes por tanto deben parecerse al circuito que se muestra en la figura 28-4, donde la corriente de base negativa se alimenta a partir de una fuente de alimentación negativa auxiliar. Una mejora adicional es el uso de un diodo de antisaturación. De este modo no hay corriente de base en el transistor de potencia cuando su diodo paralelo de libre circulación conduce, aunque se controle el transistor para estar encendido.

Puede parecer extraño describir con tal detalle lo que no se debe hacer. Sin embargo, en algunos Darlingtons monolíticos, el reóstato R_2 de la figura 28-1 se proporciona por medio del traslape de la metalización del emisor a la zona de base. Estos MDS conducen corrientes inversas durante el tiempo de supresión aunque la base esté conectada a V_{BB-}. Así, por motivos que explicamos ya, los MDS construidos de esta manera no se pueden usar en configuraciones de puentes cuando un transistor está encendido mientras conduce el diodo de libre circulación opuesto.

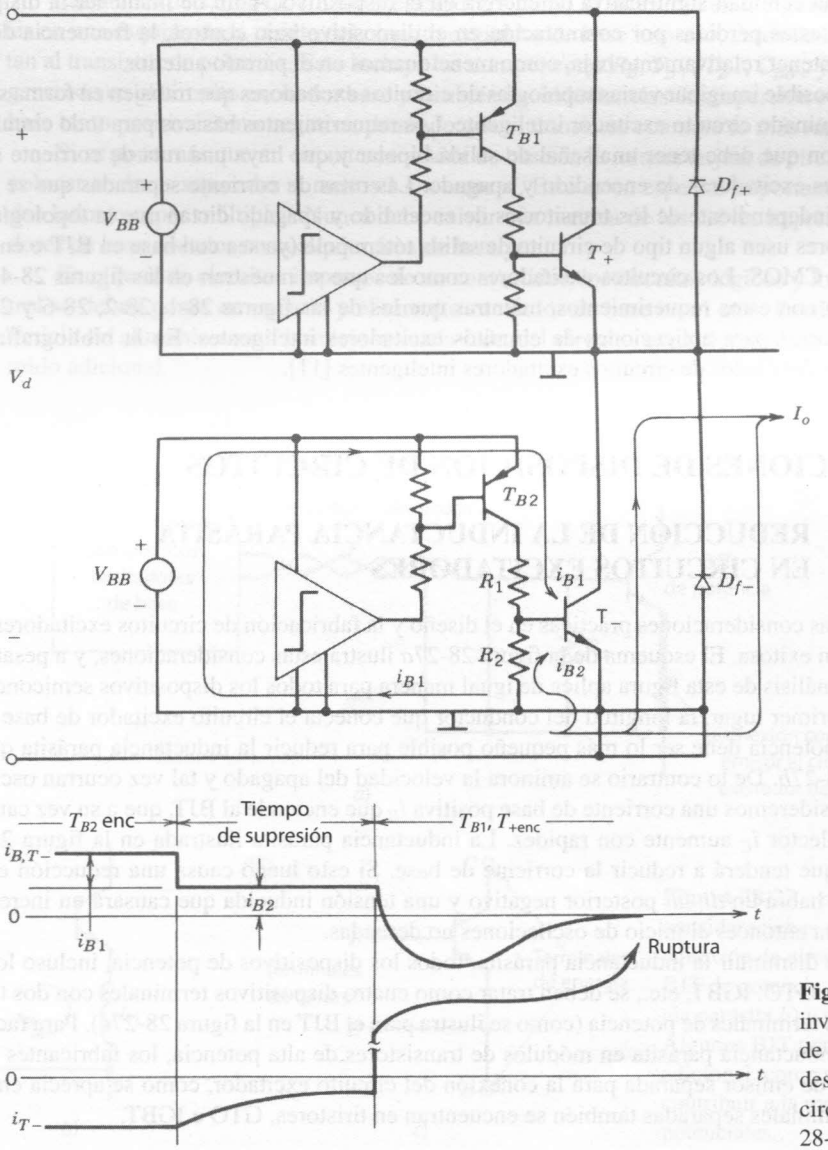


Figura 28-26 Conducción inversa de T_- en el encendido de T_+, que causa ruptura destructiva cuando se usa el circuito excitador de la figura 28-1.

28-6-3 CIRCUITOS EXCITADORES "INTELIGENTES" PARA LA CONMUTACIÓN SIN AMORTIGUADORES

Como los circuitos amortiguadores pueden añadir costo y complejidad considerable a un convertidor de electrónica de potencia, el diseñador busca maneras de evitarlos. La disponibilidad de los dispositivos de potencia más recientes, como IGBT, con áreas de operación segura robustas y cuadradas, inspiró el uso de estos dispositivos sin amortiguadores. La operación sin amortiguadores es posible si se cumplen dos requisitos generales. En primer término, la frecuencia de conmutación debe ser relativamente baja (menor que 10 kHz), de modo que las pérdidas por conducción no sean un problema mayor. En segundo término, los tiempos de conmutación del dispositivo semiconductor de potencia deben ser relativamente fáciles de controlar. Los dispositivos que cumplen con esta segunda condición son los MOSFET, IGBT y hasta en menor grado los BJT. Tiristores, GTO y dispositivos relacionados, como MCT, no tienen tiempos de conmutación fácilmente controlables.

El enfoque básico es controlar los tiempos de conmutación, de modo que el dispositivo de potencia no se esfuerce más allá de sus especificaciones durante los transitorios de conmutación. El control de los tiempos de conmutación impide que se excedan los límites de dv/dt, de di/dt y de sobretensión debido a inductancia parásita. Los tiempos controlados de conmutación son por ende considerablemente más largos que la velocidad más rápida con que se conmuta el dispositivo, lo que a su vez significa que cada conmutación disipa una cantidad significativa de energía en el dispositivo. A fin de mantener la disipación de energía debido a estas pérdidas por conmutación en el dispositivo bajo control, la frecuencia de conmutación se debe mantener relativamente baja, como mencionamos en el párrafo anterior.

Es posible imaginar varias topologías de circuitos excitadores que trabajen en forma satisfactoria como un denominado circuito excitador inteligente. Los requerimientos básicos para todo circuito excitador candidato son que debe tener una señal de salida bipolar y que haya una ruta de corriente separada para las corrientes excitadoras de encendido y apagado. Las rutas de corriente separadas que se necesitan para el control independiente de los transitorios de encendido y apagado dictan que la topología de los circuitos excitadores usen algún tipo de circuito de salida tótem pole (ya sea con base en BJT o en MOSFET), o un inversor CMOS. Los circuitos excitadores como los que se muestran en las figuras 28-4 y 28-10 a 28-11 cumplen con estos requerimientos, mientras que los de las figuras 28-1, 28-2, 28-6 y 28-12 serían poco satisfactorios para aplicaciones de circuitos excitadores inteligentes. En la bibliografía reciente se dan ejemplos detallados de circuitos excitadores inteligentes [11].

28-7 CONSIDERACIONES DE DISPOSICIÓN DE CIRCUITOS

28-7-1 REDUCCIÓN DE LA INDUCTANCIA PARÁSITA EN CIRCUITOS EXCITADORES

Hay varias consideraciones prácticas en el diseño y la fabricación de circuitos excitadores cruciales para su operación exitosa. El esquema de la figura 28-27*a* ilustra estas consideraciones, y a pesar de contar con un BJT, el análisis de esta figura aplica de igual manera para todos los dispositivos semiconductores de potencia. En primer lugar, la longitud del conductor que conecta el circuito excitador de base con el emisor del BJT de potencia debe ser lo más pequeño posible para reducir la inductancia parásita que se ilustra en la figura 28-27*b*. De lo contrario se aminora la velocidad del apagado y tal vez ocurran oscilaciones indeseadas. Consideremos una corriente de base positiva i_B que enciende al BJT, que a su vez causa que la corriente del colector i_C aumente con rapidez. La inductancia parásita ilustrada en la figura 28-27*b* induce una tensión que tenderá a reducir la corriente de base. Si esto luego causa una reducción en la corriente del colector, habrá un di_C/dt posterior negativo y una tensión inducida que causará un incremento de i_B. Esto representa entonces el inicio de oscilaciones no deseadas.

Para disminuir la inductancia parásita, todos los dispositivos de potencia, incluso los BJT, MOSFET, tiristores, GTO, IGBT, etc., se deben tratar como cuatro dispositivos terminales con dos terminales de control y dos terminales de potencia (como se ilustra para el BJT en la figura 28-27*c*). Para facilitar la reducción de esta inductancia parásita en módulos de transistores de alta potencia, los fabricantes proporcionan una terminal de emisor separada para la conexión del circuito excitador, como se aprecia en la figura 28-27*c*. Estas terminales separadas también se encuentran en tiristores, GTO e IGBT.

28-7-2 BLINDAJE Y PARTICIÓN DE CIRCUITOS EXCITADORES

La inductancia parásita también debe disminuirse en el lazo de potencia de corriente alta al cual las terminales de salida del dispositivo de potencia están conectadas. Un ejemplo de este tipo de lazo es el lazo del circuito del convertidor reductor de la figura 21-10, que consiste en el transistor de potencia, el diodo de libre circulación y el capacitor de enlace C de CC. En el apagado del BJT se pueden desarrollar grandes sobretensiones a través de él debido a valores grandes de di_C/dt si no se reduce la inductancia parásita. Aun en caso de una disposición cuidadosa puede ser necesario reducir todavía más las sobretensiones en el apagado, por medio de circuitos amortiguadores o el control de los tiempos de apagado. Se debe recordar que un centímetro de cable no blindado tiene más o menos 5 nH de inductancia de serie. Así, las longitudes de todos los hilos no blindados se deben mantener en un absoluto mínimo.

En muchos diseños, el circuito excitador de base puede estar en una tarjeta de circuito impreso a cierta distancia del transistor de potencia montado sobre un disipador de calor. Se debe usar un par de cables trenzados o incluso un cable blindado donde el blindaje está conectado a la terminal del emisor para disminuir la inductancia parásita y la captación de ruido inductivo en el circuito excitador de base. Se agrega también un pequeño capacitor filtrante C_f y un reóstato amortiguador R_D a través de las terminales de base y emisor, como se ve en la figura 28-27*a*, para evitar oscilaciones y el problema de disparos adicionales en el apagado del BJT.

Las etapas de salida de circuitos excitadores como se muestran en la figura 28-4 se deben colocar juntas en una esquina de la tarjeta del circuito excitador de base impreso, cerca de las terminales que la conectan al transistor de potencia. Esto incluye los componentes R_B, T_{B+}, T_{B-}, C_{BB+} y C_{BB-}. Esto reduce el ruido generado en el circuito excitador base y también las inductancias de dispersión en los bucles de corriente de base tanto positiva como negativa, de modo que el transistor conmute lo más rápido posible.

Si se pone más que un circuito excitador de base en la misma tarjeta de circuito impreso, se tienen que colocar en áreas separadas al menos 1 cm entre sí. Esto es en especial importante en circuitos impresos de dos lados o capas múltiples. Nunca debe existir una mezcla de los cables impresos de los circuitos excitadores de base aislados en cualquier área de la tarjeta.

En el rack de circuitos impresos de un convertidor, los circuitos lógicos y los de la electrónica de control se deben poner en un lado y el circuito excitador de base en el otro. Puede necesitarse una "tarjeta" ficticia de aluminio como blindaje en cada lado del circuito excitador de base en el rack para reducir el ruido adicional.

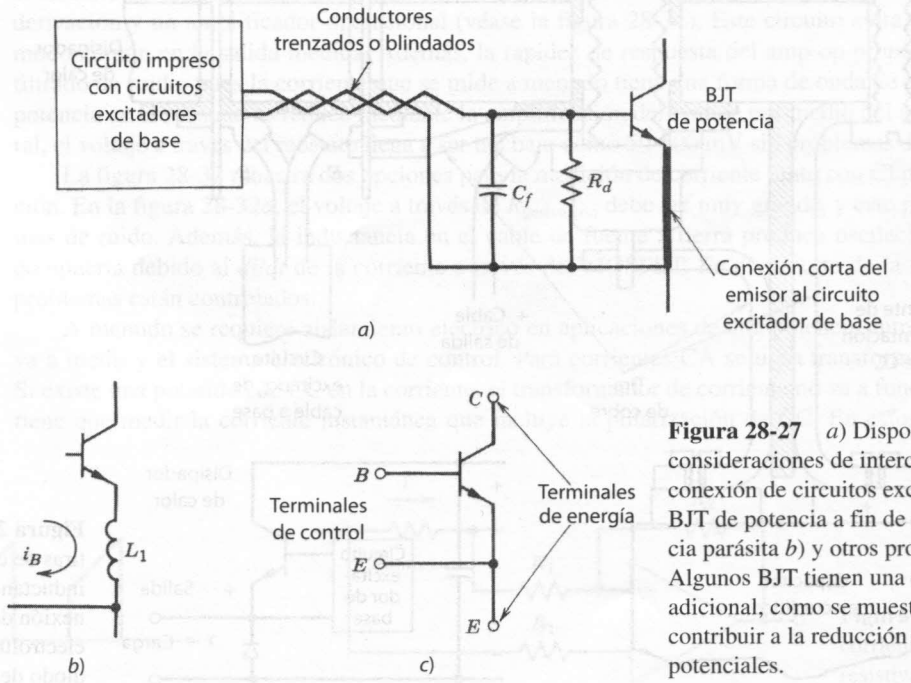


Figura 28-27 *a*) Disposición del circuito y consideraciones de interconexión en la conexión de circuitos excitadores de base a BJT de potencia a fin de reducir la inductancia parásita *b*) y otros problemas potenciales. Algunos BJT tienen una conexión de emisor adicional, como se muestra en *c*), para contribuir a la reducción de estos problemas potenciales.

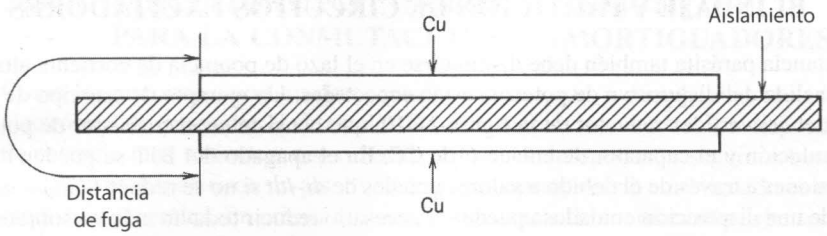


Figura 28-28 Estructura parecida a una línea de transmisión compuesta por tiras de cobre para una interconexión eléctrica de baja inductancia.

28-7-3 REDUCCIÓN DE INDUCTANCIA PARÁSITA EN BARRAS COLECTORAS DEL BUS

La inductancia parásita o de dispersión en cables de la fuente de alimentación (barras colectoras del bus) puede ser un problema en circuitos que sufren valores grandes de *di/dt*. Por fortuna existen medios para reducir la inductancia parásita en barras colectoras que tienen la ventaja adicional de reducir el flujo magnético parásito y por ende IEM.

Las tiras de cobre con un delgado sándwich aislador en medio, como se muestra en la figura 28-28, constituyen una línea de transmisión y proporcionan un excelente medio de reducir la inductancia parásita. La distancia de fuga se incrementa como se muestra en la figura. El uso de estas tiras puede ser engorroso en la práctica, pero este tipo de diseño establece el límite superior de reducción de la inductancia parásita. El diseño real se adapta así para cumplir con las restricciones de manufactura y costo. Como ejemplo se presenta la disposición de un convertidor reductor de CC-CC en la figura 28-29, donde se usan un transistor en un caso de TO-3 y un diodo de libre circulación montado en tacón.

Estas tiras de cobre también sirven para hacer contacto con módulos semiconductores de alta potencia, como se aprecia en la figura 28-30. En un inversor trifásico se conecta de manera parecida una combinación paralela de capacitores electrolíticos. [13]

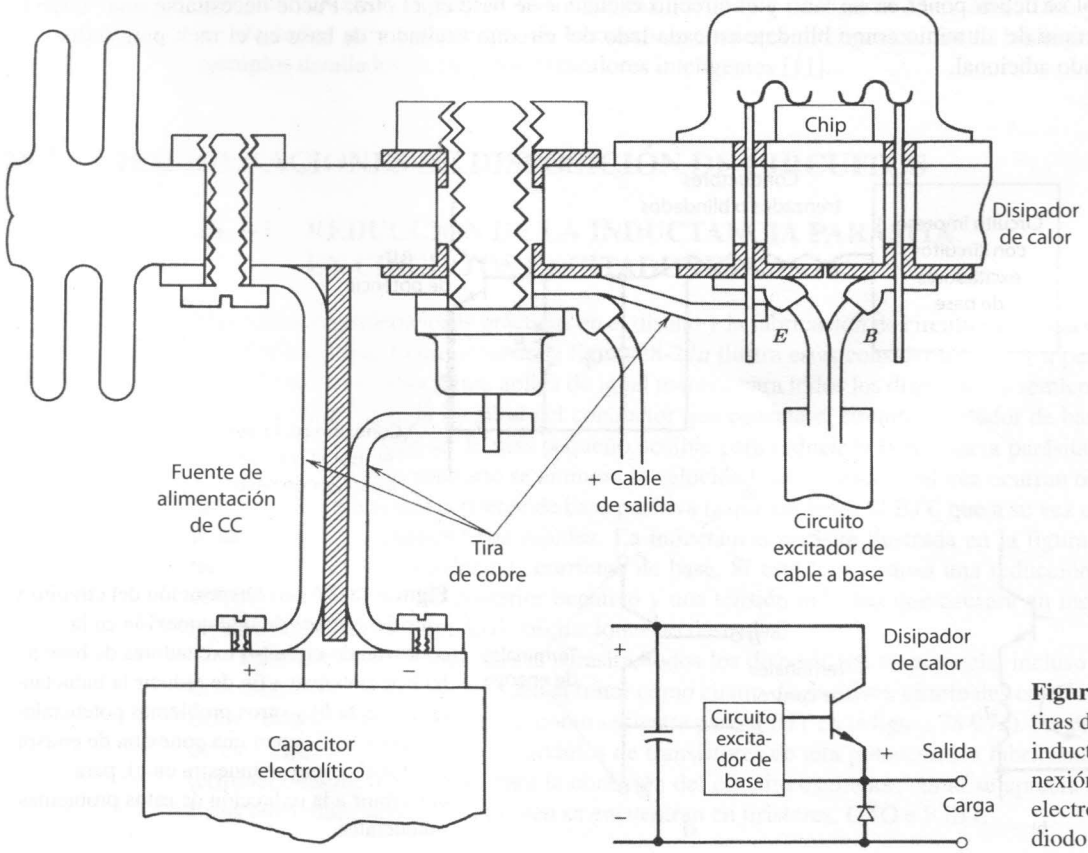


Figura 28-29 Uso de tiras de cobre de baja inductancia en la interconexión de un capacitor electrolítico, así como un diodo de libre circulación.

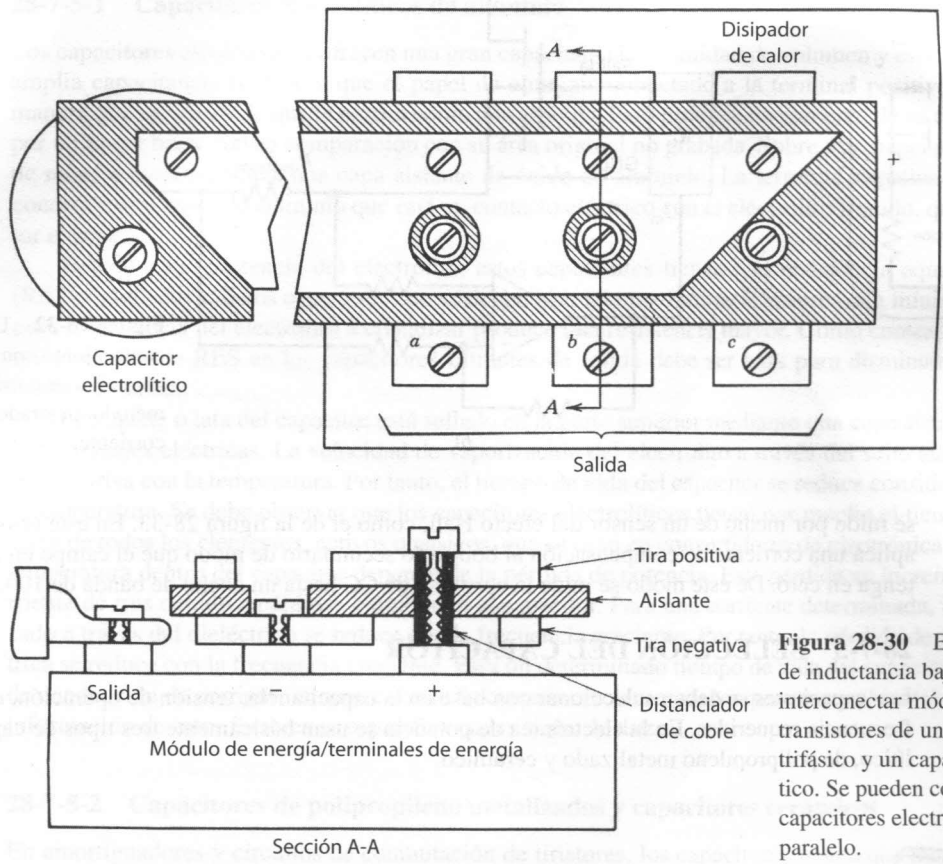


Figura 28-30 Ejemplo del uso de inductancia baja para interconectar módulos de transistores de un inversor trifásico y un capacitor electrolítico. Se pueden conectar varios capacitores electrolíticos en paralelo.

28-7-4 MEDICIONES DE CORRIENTE

En muchas aplicaciones no se necesita el aislamiento eléctrico entre el circuito de medición de corriente y el circuito de la electrónica de control. En estos casos, la corriente se mide por medio de un reóstato en derivación y un amplificador operacional (véase la figura 28-31). Este circuito evita saltos de tensión de modo común en la salida medida. Además, la rapidez de respuesta del amp-op proporciona un excelente filtrado de ruido, pues la corriente que se mide a menudo tiene una forma de onda de pasos. La pérdida de potencia en el reóstato se reduce mediante la amplificación del voltaje por medio del amp-op. Por lo general, el voltaje a través del reóstato llega a ser tan bajo como 50-500 mV sin problemas de ruido inaceptable.

La figura 28-32 muestra dos opciones para la medición de corriente junto con CI de control y distribución. En la figura 28-32*a*, el voltaje a través de $R_{\text{derivación}}$ debe ser muy grande, y esto puede causar problemas de ruido. Además, la inductancia en el cable de fuente a tierra produce oscilaciones en la señal de compuerta debido al *di/dt* de la corriente a través del MOSFET. En el circuito de la figura 28-31*b*, estos problemas están controlados.

A menudo se requiere aislamiento eléctrico en aplicaciones de alta potencia entre la corriente que se va a medir y el sistema electrónico de control. Para corrientes CA se usan transformadores de corriente. Si existe una polaridad de CC en la corriente, el transformador de corriente no va a funcionar. A menudo se tiene que medir la corriente instantánea que incluye la polarización de CC. En estos casos, la corriente

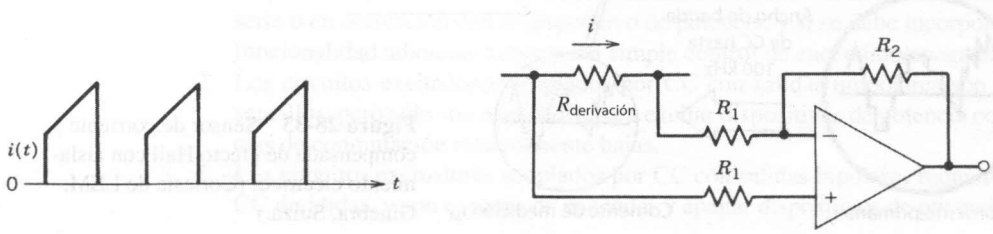


Figura 28-31 Medición de corriente con una derivación resistiva y un amp-op.

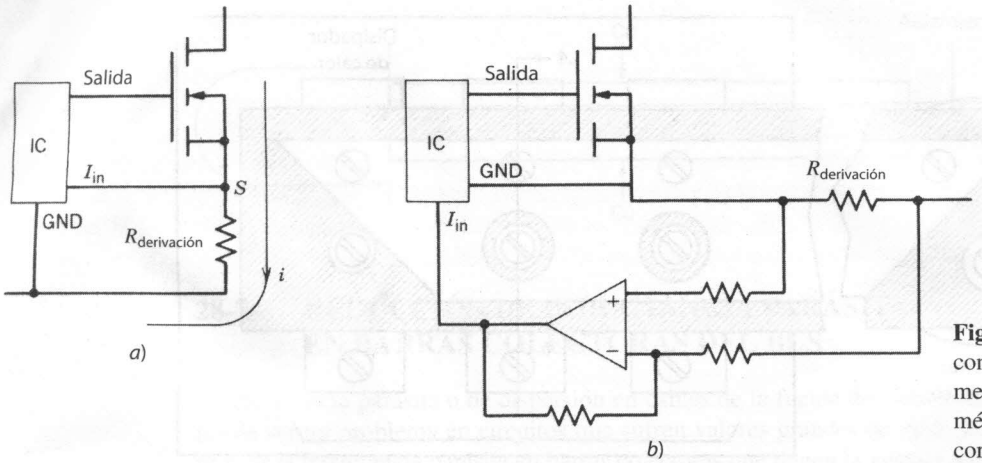


Figura 28-32 Uso de un CI de control junto con *a*) un reóstato de medición de corriente y *b*) un método mejorado de medición de corriente.

se mide por medio de un sensor del efecto Hall, como el de la figura 28-33. En este sensor de corriente se aplica una corriente de compensación al bobinado secundario de modo que el campo en el toroide se mantenga en cero. De este modo se mide la corriente de CC hasta un ancho de banda de 100 kHz.

28-7-5 SELECCIÓN DEL CAPACITOR

Los capacitores se deben seleccionar con base en la capacitancia, tensión de operación, corriente de rms y frecuencia requeridas. En la electrónica de potencia se usan básicamente tres tipos de capacitores: electrolítico, de polipropileno metalizado y cerámico.

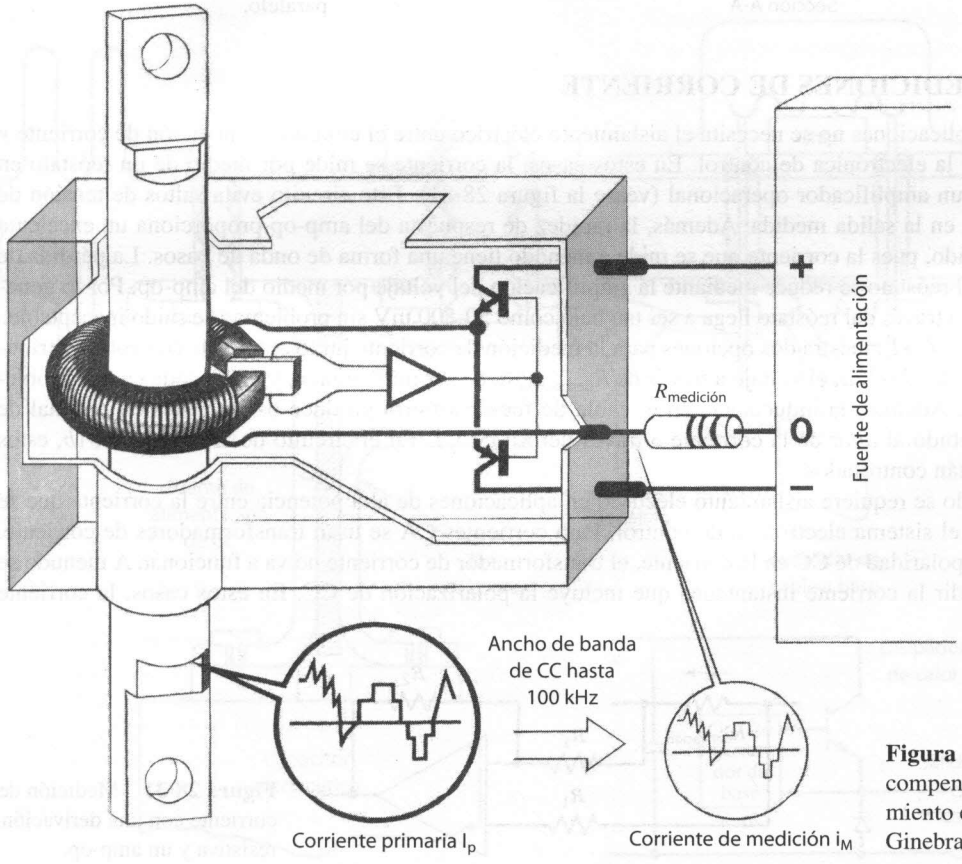


Figura 28-33 Sensor de corriente compensada de efecto Hall con aislamiento eléctrico. (Cortesía de LEM, Ginebra, Suiza.)

28-7-5-1 Capacitores electrolíticos de aluminio

Los capacitores electrolíticos ofrecen una gran capacitancia por unidad de volumen y están polarizados. Su amplia capacitancia se debe a que el papel de aluminio conectado a la terminal positiva se graba de tal manera que su superficie quede porosa como una esponja. Esto produce un aumento de su área de superficie por un factor hasta 100 en comparación con su área original no grabada. Sobre este papel grabado se forma de manera electroquímica una capa aislante de óxido de aluminio. La terminal negativa del capacitor se conecta a otro papel de aluminio que está en contacto eléctrico con el electrolito líquido, que es un conductor eléctrico.

Debido a la resistencia del electrolito, estos capacitores tienen una resistencia equivalente en serie (RES) significativa. Estos capacitores no se deben usar a temperaturas inferiores a la mínima especificada, pues la tendencia del electrolito a cristalizar produce una resistencia mayor. Como comentamos en capítulos anteriores, la RES en los capacitores filtrantes de salida debe ser baja para disminuir el rizado en la tensión de salida.

El paquete o lata del capacitor está sellado en la parte superior mediante una capa aislante que rodea a las terminales eléctricas. La velocidad de vaporización del electrolito a través del sello aumenta en forma significativa con la temperatura. Por tanto, el tiempo de vida del capacitor se reduce considerablemente con la temperatura. Se debe observar que los capacitores electrolíticos tienen por mucho el tiempo de vida más corto de todos los elementos, activos o pasivos, que se usan en convertidores de electrónica de potencia. La temperatura dentro del capacitor depende de la pérdida de potencia. Esta pérdida se incrementa con la corriente de rms debido a pérdidas óhmicas en el capacitor. Para una corriente determinada, la tensión de rizado a través del dieléctrico se reduce con la frecuencia creciente. Por tanto, la pérdida de potencia dieléctrica se reduce con la frecuencia creciente. Para un determinado tiempo de vida del capacitor, su capacidad de conducción de corriente aumenta con la frecuencia creciente y la temperatura ambiental decreciente. La información de estos factores se especifica en las hojas de datos.

28-7-5-2 Capacitores de polipropileno metalizados y capacitores cerámicos

En amortiguadores y circuitos de conmutación de tiristores, los capacitores tienen que manejar corrientes grandes, pero el valor de capacitancia que se requiere es bajo. Los capacitores de polipropileno metalizados son una buena opción para estas aplicaciones, debido a un muy bajo coeficiente de pérdida del material dieléctrico de polipropileno. Las pérdidas dieléctricas son proporcionales al cuadrado de voltaje y frecuencia. Como el voltaje a través del dieléctrico es proporcional a la corriente e inversamente proporcional a la frecuencia, la pérdida de potencia dieléctrica es proporcional al cuadrado de la corriente e inversamente proporcional a la frecuencia. Por tanto, para una temperatura específica, la capacidad de manejo de corriente se incrementa un poco con la frecuencia.

Los capacitores cerámicos tienen una inductancia en serie muy baja. Se usan como filtros, por ejemplo, en circuitos impresos para reducir el rizado en la tensión de alimentación.

RESUMEN

En este capítulo abordamos las consideraciones generales que influyen en el diseño de circuitos excitadores para dispositivos semiconductores de potencia. Se presentaron varias topologías para circuitos excitadores, así como diversas medidas de protección para dispositivos de potencia en el diseño del circuito excitador. A continuación mencionamos los puntos importantes.

1. Varios factores influyen en la selección de la topología del circuito excitador, como una señal de salida unipolar o bipolar, si se requiere de aislamiento eléctrico o no, si la salida del circuito excitador está en serie o en derivación con el dispositivo de potencia, y si se debe incorporar en el circuito excitador una funcionalidad adicional además del simple control de encendido/apagado o no.
2. Los circuitos excitadores acoplados por CC con salidas unipolares son los circuitos excitadores más sencillos, pero sólo son adecuados para excitar dispositivos de potencia conectados a tierra con frecuencias de conmutación relativamente bajas.
3. Los circuitos excitadores acoplados por CC con salidas bipolares requieren fuentes de alimentación de CC divididas, y son capaces de encender y apagar dispositivos de potencia con rapidez. Son adecuados

para altas frecuencias de conmutación, pero están restringidos a excitar interruptores de energía conectados a tierra.

4. El aislamiento eléctrico de circuitos excitadores se realiza por medio de transformadores, optoacopladores o cables de fibra óptica.
5. El aislamiento por optoacopladores y cables de fibra óptica requiere alimentaciones aisladas de polarización de CC para la parte flotante del circuito excitador.
6. Los circuitos excitadores aislados por transformadores incluyen topologías que requieren alimentaciones de CC aisladas así como algunas que no lo necesitan.
7. Las alimentaciones de CC aisladas, tanto las salidas asimétricas como las divididas, usan el acoplamiento de transformadores, y la entrada de CA al primario puede ser con frecuencias de la línea de potencia, pero se prefieren frecuencias altas para reducir el tamaño del transformador aislante.
8. La mayor parte de las topologías de circuitos excitadores se conecta en derivación con el dispositivo de potencia, pero los circuitos excitadores conectados en serie (de dos etapas) son útiles en algunas circunstancias, como para la excitación de dispositivos normalmente encendidos.
9. Se pueden incluir disposiciones para la protección de sobrecorriente, tiempos de supresión en circuitos de puentes y la operación sin amortiguadores del interruptor de energía en el diseño del circuito excitador.
10. La atención cuidadosa a la disposición de los componentes del circuito excitador en el circuito impreso para la disminución de inductancia parásita es importante para la operación satisfactoria del circuito excitador.

PROBLEMAS

28-1 Se va a usar un MOSFET en el circuito de un convertidor reductor. El voltaje de la fuente de alimentación V_d para el circuito es 100 V y la corriente de carga $I_o = 100$ A. Se usa el circuito excitador tótem-*pole* de la figura 28-6*b* para accionar el MOSFET. Los BJT se consideran interruptores ideales. Complete el diseño del circuito excitador mediante la especificación de los valores o un rango de valores para V_{GG+}, V_{GG-} y R_G. La velocidad de subida y caída de v_{DS}, dv_{DS}/dt debe estar limitada a 500 V/μs o menos. Los parámetros del MOSFET son

$$C_{gs} = 1\,000 \text{ pF} \quad C_{gd} = 400 \text{ pF} \quad I_{DM} = 200 \text{ A} \quad V_{GS(\text{máx})} = \pm 20 \text{ V}$$
$$BV_{DSS} = 200 \text{ V} \quad V_{GS(\text{th})} = 4 \text{ V} \quad I_D = 60 \text{ A} \text{ a } V_{GS} = 7 \text{ V}$$

28-2 El convertidor reductor de la figura 28-16 emplea un FCT con una ganancia de bloqueo, μ, de 40. La corriente de carga $I_o = 200$ A y el voltaje CC de entrada $V_d = 1\,000$ V.

a) ¿Cuáles deben ser los valores de R_{G1} y R_{G2} a fin de asegurar la operación correcta del FCT? Suponga que $R_{G1} + R_{G2} = 1$ MΩ e incluya un factor de seguridad de 25% en la capacidad de bloqueo de voltaje del circuito.

b) Describa las características que el MOSFET debe tener en este circuito, incluso la tensión de ruptura y la máxima capacidad de corriente media.

REFERENCIAS

1. M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1988.
2. *Power Transistor in Its Environment*, Thompson-CSF, Semiconductor Division, 1978.
3. B. W. Williams, *Power Electronics, Devices, Drivers, and Applications*, Wiley, Nueva York, 1987.
4. B. Jayant Baliga y Dan Y. Chen (comps.), *Power Transistors, Device Design and Applications*, IEEE Press, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Nueva York, 1984.
5. *SCR Manual*, 6a. ed., General Electric Company, Syracuse, Nueva York, 1979.
6. B. M. Bird y K. G. King, *An Introduction to Power Electronics*, Wiley, Nueva York, 1983.
7. P. Aloisi, *Power Switch,* Motorola Inc., 1986.
8. E. S. Oxner, *Power FETs and Their Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Nueva Jersey, 1982.

9. T. Rogne, N. A. Ringheim, J. Eskedal, B. Odegard, H. Seljeseth y T. M. Undeland, "Short Circuit Capability of IGBT (COMFET) Transistors", 1988 IEEE Industrial Applications Society Meeting, Pittsburgh, Pennsylvania, octubre de 1988.
10. J. G. Kassakian, M. F. G. Schlecht, Vergassian, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Boston, 1991.
11. F. Blaabjerg y J. K. Pedersen, "An Optimum Drive and Clamp Circuit Design with Controlled Switching for a Snubberless PWM-VSI-IGBT Inverterleg", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Madrid, España, 29 de junio-3 de julio de 1992.
12. Harald Vetter, "GTO Snubber Capacitors for Low Inductance Current Loops", *Siemens Components*, vol. 3, 1990, pp. 81-85.
13. Eric Motto, "Power Circuit Design for Third Generation IGBT Modules", *PCIM*, enero de 1994, pp. 8-18.

CAPÍTULO 29

CONTROL DE LA TEMPERATURA DE COMPONENTES Y DISIPADORES DE CALOR

Este capítulo trata de la necesidad de controlar la temperatura interna de componentes de la electrónica de potencia y los factores por considerar en la selección de componentes pasivos, como resistencias, capacitores y disipadores de calor. Como las temperaturas internas excesivas son perjudiciales para todos los componentes electrónicos de potencia, en especial para los dispositivos semiconductores de potencia, en la mayor parte de este capítulo analizaremos los mecanismos de transmisión térmica como conducción, radiación y convección. La comprensión fundamental de la transmisión térmica se necesita no sólo para el diseño y la especificación de disipadores de calor, sino también para el diseño de inductores y transformadores, del que las consideraciones térmicas forman parte fundamental.

29-1 CONTROL DE LAS TEMPERATURAS DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

El límite superior teórico de la temperatura interna de un dispositivo semiconductor es la llamada temperatura intrínseca T_i, que es la temperatura en la que la densidad intrínseca de portadores en la zona menos dopada del dispositivo semiconductor es igual a la densidad de dopaje de los portadores mayoritarios en dicha zona. Por ejemplo, en una región de arrastre un poco dopada de un diodo de silicio, donde la densidad de los donantes es de 10^{14} cm^{-3}, la temperatura intrínseca es más o menos de 280°C. Si se excede esta temperatura, se pierden las características rectificadoras de la unión, pues la densidad intrínseca de los portadores excede por mucho la densidad de dopaje, y los portadores intrínsecos eliminan la zona de degradación que da pie a la barrera de potencial.

Sin embargo, las máximas temperaturas internas especificadas en hojas de datos son mucho menores que este límite. La disipación de energía en semiconductores de potencia por lo general aumenta con la temperatura interna, y las pérdidas se vuelven excesivamente altas incluso a temperaturas de 200°C. Los fabricantes de dispositivos suelen garantizar los valores máximos de los parámetros de dispositivos, como voltajes de conducción en estado activo, tiempos de conmutación y pérdidas por conmutación, a una temperatura máxima especificada, que varía de un tipo de dispositivo a otro y con frecuencia es de 125°C.

En un proceso de diseño, un factor es la temperatura de la unión en el peor de los casos. Un sistema planeado para una confiabilidad alta se diseñaría para el peor caso de temperatura de la unión en los dispositivos semiconductores de 20 a 40°C debajo de 125°C. Por lo demás, un valor de 125°C es lo común como factor del diseño para los peores casos. Una excepción es la temperatura máxima de la unión de tiristores, los cuales se deben mantener debajo de 125°C. Los tiristores pueden dispararse de nuevo o fallar si su temperatura de unión excede los 125°C y al mismo tiempo se aplica el máximo *dv/dt* permisible al dispositivo.

Algunos dispositivos semiconductores y transistores de nivel de señales y CI operan a temperaturas incluso un poco mayores que 200°C. Sin embargo, su confiabilidad (tiempo de vida operativa esperada) es baja, y las características de desempeño pueden ser deficientes en comparación con la operación a 125°C, por ejemplo. Además, el fabricante no garantiza los parámetros superiores a la temperatura máxima espe-

cificada. Si el diseñador o el fabricante de un convertidor electrónico de potencia deciden operar los dispositivos semiconductores por arriba de la temperatura máxima de la hoja de especificaciones, el diseñador/fabricante debe revisar (medir las características de temperaturas altas) un gran número de dispositivos para la aplicación. A menos que se examinen los componentes de todos los convertidores fabricados según este diseño particular, no es posible ofrecer la seguridad de que algunos componentes no tengan características tan deficientes a temperaturas elevadas que causen la falla del convertidor. Esta revisión detallada consume mucho tiempo y es cara.

Algunas aplicaciones especiales requieren una operación a temperatura ambiente muy alta. En estos casos, la revisión minuciosa es la única opción. Todos estos equipos se deben poner a prueba de un día a una semana en la fábrica, en las llamadas "pruebas de fuego", que se realizan con la potencia operativa completa y temperatura ambiente máxima.

Para el diseño de equipos de electrónica de potencia, en especial para altas temperaturas ambientales, se debe tener en cuenta la disposición térmica en realidad desde el principio. Se deben considerar el tamaño y peso del disipador de calor, su ubicación en el gabinete del equipo y la temperatura circundante desde el inicio del proceso de diseño. Es importante montar los disipadores de calor con sus aletas en posición vertical con amplio espacio para la convección natural del aire sin ventilador. La posibilidad del calentamiento por el sol se debe considerar como factor de diseño para el peor de los casos.

Un mal diseño térmico hace que el equipo sea mucho menos confiable que lo planeado. Una regla general es que el índice de fallas para dispositivos semiconductores se duplica por cada 10 a 15°C de ascenso de temperatura más allá de 50°C.

La selección del disipador de calor correcto (el más económico o más barato en la producción) es sólo una parte del proceso de diseño térmico para un sistema de electrónica de potencia. En la fase temprana del diseño, el diseñador debe tener la libertad de considerar un disipador de calor grande o pequeño que pueda enfriarse por convección natural, un ventilador (los ventiladores de motor CA controlados por un pequeño inversor de electrónica de potencia son mucho más confiables que un ventilador con motor de CC) o incluso enfriamiento líquido.

29-2 TRANSMISIÓN TÉRMICA POR CONDUCCIÓN

29-2-1 RESISTENCIA TÉRMICA

Cuando se presenta una diferencia de temperatura a través de una sección de material como la de la figura 29-1 hay un flujo neto de energía desde el extremo de temperatura mayor hasta el extremo menor. El flujo de energía por unidad de tiempo, es decir, potencia, está dado por

$$P_{\text{cond}} = \frac{\lambda A\, \Delta T}{d} \tag{29-1}$$

donde $\Delta T = T_2 - T_1$ en °C, A es el área de sección transversal en m^2, d es la distancia en metros y λ es la conductividad térmica en $W\text{-}m^{-1}\,°C^{-1}$. Para aluminio 90% puro, común en los disipadores de calor, la conductividad térmica es 220 $W\text{-}m^{-1}\,°C^{-1}$. En la bibliografía se encuentran valores de λ para otros materiales.

■ **Ejemplo 29-1** Consideremos una barra de aluminio como la que se muestra en la figura 29-1, con altura $h = b = 1$ cm y $d = 20$ cm. El índice de energía térmica que entra en el extremo derecho (donde la temperatura es T_2) es 3 W, y la temperatura en la superficie de la derecha, $T_1 = 40°C$. Encuentre T_2.

$$T_2 = \frac{P_{\text{cond}} d}{\lambda h b} + T_1 = \frac{(3)(0.2)}{(220)(0.01)(0.01)} + 40 = 67.3°C$$ ■

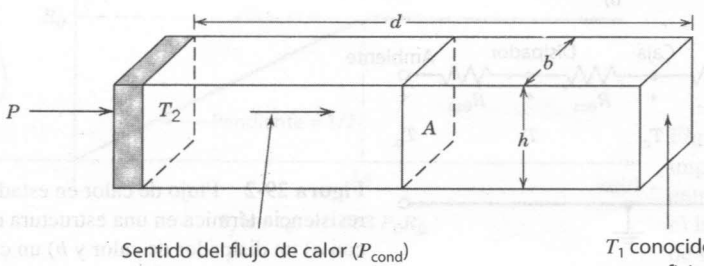


Figura 29-1 Barra rectangular aislada que conduce P watts de energía térmica por unidad de tiempo.

■ **Ejemplo 29-2** Un módulo de transistores está montado sobre una placa de aluminio que tiene las dimensiones $h = 3$ cm, $b = 4$ cm y $d = 2$ mm (consulte la figura 29-1). Se permite una caída de temperatura de 3°C desde una superficie de 3×4 cm^2 a la otra. Encuentre la potencia máxima que se genera en el módulo. Ignore rodas las pérdidas de calor al aire circundante.

$$P = \frac{\lambda A(T_2 - T_1)}{d} = \frac{(220)(0.03)(0.04)(3)}{(0.002)} = 396 \text{ W}$$ ■

La resistencia térmica $R_{\theta,\text{cond}}$ se define como

$$R_{\theta,\text{cond}} = \frac{\Delta T}{P_{\text{cond}}} \tag{29-2}$$

Al consultar la figura 29-1 nos damos cuenta de que $\Delta T = T_2 - T_1$. Si usamos esto en la ecuación 29-2, obtenemos

$$R_{\theta,\text{cond}} = \frac{d}{\lambda A} \tag{29-3}$$

La resistencia térmica tiene unidades de centígrados por watt.

A menudo, el calor debe fluir a través de diferentes materiales, cada uno de los cuales tiene una conducción térmica diferente y quizá diferentes áreas y espesores. Un ejemplo de capas múltiples que modela la ruta de conducción térmica desde una zona en el silicio hasta el ambiente se muestra en la figura 29-2. La resistencia térmica total desde la unión hasta el ambiente (*ja*) es

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \tag{29-4}$$

Cada contribución a la resistencia térmica se calcula con la ecuación 29-4 y los valores correctos de λ, A y d. La resultante temperatura de la unión, si suponemos una disipación de potencia de P_d, es

$$T_j = P_d(R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a \tag{29-5}$$

en analogía con los circuitos eléctricos. Si hay rutas paralelas para el flujo del calor, las resistencias térmicas se combinan de la misma manera exacta que las resistencias eléctricas en paralelo.

Los fabricantes de dispositivos de potencia se esfuerzan mucho para mantener la resistencia térmica lo más económica posible. Esto significa mantener la longitud d de todas las rutas de flujo de calor lo más

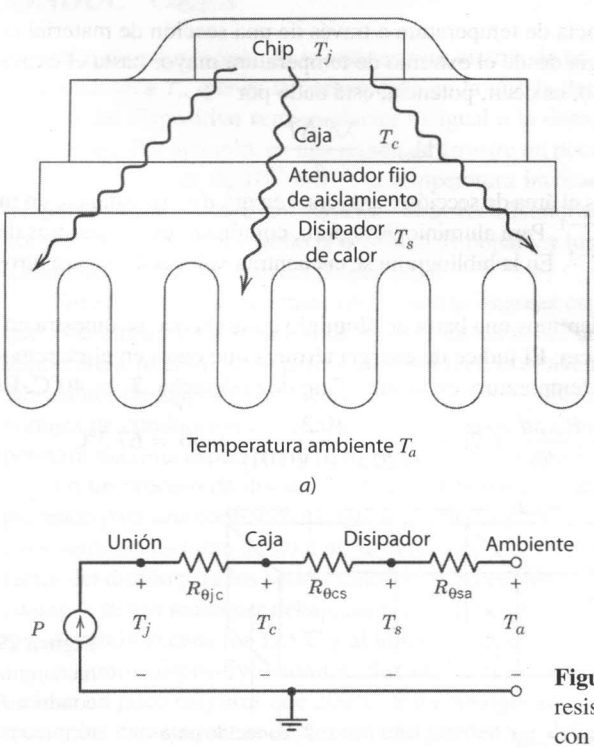


Figura 29-2 Flujo de calor en estado permanente y resistencia térmica en una estructura de capas múltiples con *a*) un disipador de calor y *b*) un circuito equivalente basado en resistencias térmicas.

corta posible, conforme a los requerimientos de la tensión de ruptura, solidez mecánica y otros requisitos. También significa que el área de sección transversal A debe ser lo más grande posible, de acuerdo con otros requerimientos de diseño, como reducir la capacitancia parásita. En algunos dispositivos de alta potencia, como tiristores, se usa un paquete de estilo disco de hockey sobre hielo para maximizar la conducción térmica y usar ambas superficies de la oblea de silicio para la transmisión térmica en lugar de sólo una, como es común en dispositivos de baja potencia y módulos de potencia estándares.

El paquete se debe fabricar de un material con conductividad térmica alta. En dispositivos de alta potencia, el paquete se puede montar sobre un disipador de calor enfriado por aire o incluso por agua. Con estas medidas es posible lograr resistencias de unión a caja $R_{\theta jc}$ de menos de un centígrado por watt.

29-2-2 IMPEDANCIA TÉRMICA TRANSITORIA

En algunas situaciones, el usuario de dispositivos de potencia se debe preocupar de la respuesta térmica transitoria del dispositivo. Por ejemplo, durante sobrecargas de transitorios o en el arranque o paro de un sistema con dispositivos de potencia, la disipación instantánea en los dispositivos puede exceder mucho la potencia media especificada del dispositivo. Si estas sobrecargas temporales de potencia causan que la temperatura de la unión exceda el máximo valor permisible o no, depende de la magnitud y duración de la sobrecarga temporal y las propiedades térmicas del dispositivo. Si la duración de la sobrecarga temporal de potencia es corta, tenemos la expectativa intuitiva de que el exceso de temperatura no debe ser mucho.

En el caso de los transitorios, se debe tomar en cuenta la capacidad de calor C_s de la muestra, junto con la resistencia térmica. La capacidad de calor por unidad de volumen de un material se define como el índice de cambio de la densidad de energía térmica Q respecto de la temperatura del material T. Por ende,

$$dQ/dT = C_v \tag{29-6}$$

donde C_v es la capacidad de calor por unidad de volumen y tiene dimensiones de julios por unidad de volumen por grado Kelvin. Para un bloque de material rectangular del área de sección transversal A y el espesor (en el sentido del flujo del calor) d, la capacidad térmica del bloque C_c está dada por

$$C_s = C_v A d \tag{29-7}$$

El comportamiento transitorio de la temperatura de la unión se rige por la ecuación de difusión de calor que depende del tiempo. Una solución detallada de esta ecuación trasciende el alcance de este texto. Una solución aproximada se obtiene mediante el uso del equivalente de los circuitos eléctricos de la figura 29-3,

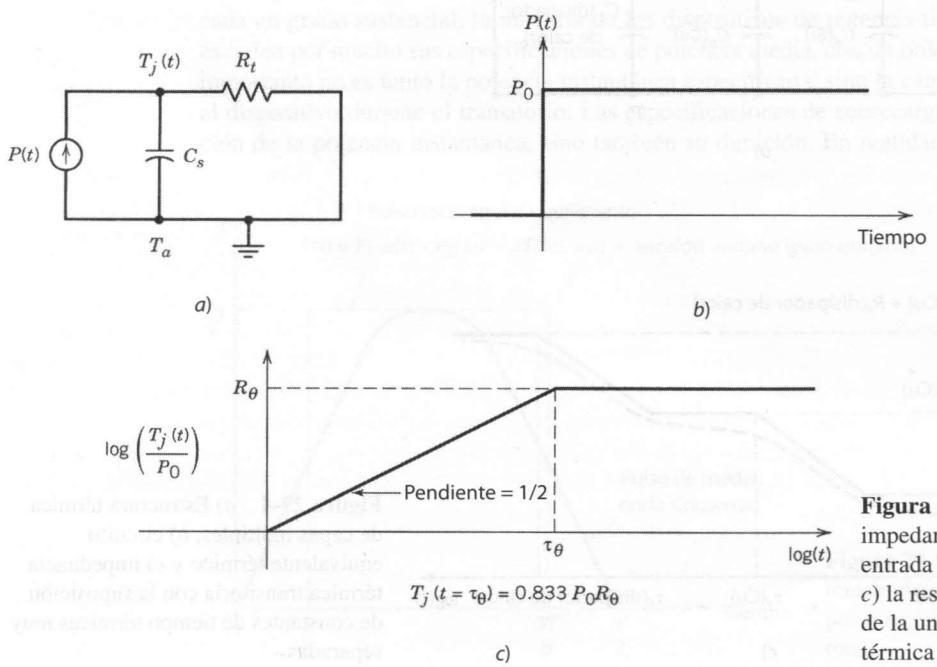


Figura 29-3 Circuito equivalente de *a*) la impedancia térmica transitoria, *b*) una entrada de potencia de entrada de pasos y *c*) la respuesta transitoria de la temperatura de la unión ilustrada como impedancia térmica transitoria.

sugerido por el equivalente de estado permanente que se muestra en la figura 29-2. Si la entrada de potencia $P(t)$ es una función de pasos, la subida de temperatura $Tj(t)$ para tiempos cortos está dada por

$$T_j(t) = P_0[4t/(\pi R_\theta C_s)]^{1/2} + T_a \tag{29-8}$$

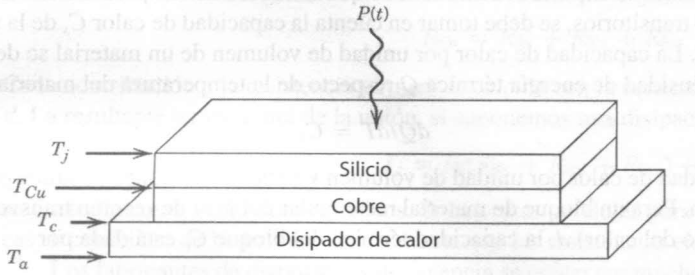
donde P_0 es la magnitud del paso y se supone que t es menor que la constante del tiempo térmico

$$\tau_\theta = \pi R_\theta C_s/4 \tag{29-9}$$

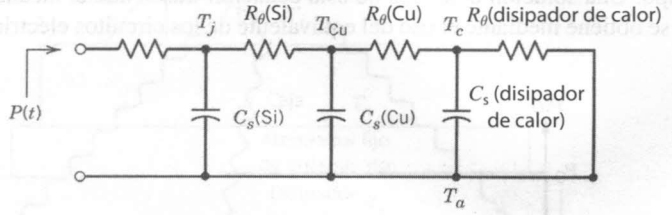
Para tiempos grandes comparados con τ_θ, T_j se acerca al valor de estado permanente $P_0R_\theta + T_a$. La solución exacta para $T_j(t)$ y la solución asintomática se comparan en la figura 29-3*c*. El eje vertical del dibujo, $T_j(t)/P_0$, es la impedancia térmica transitoria $Z_\theta(t)$.

Aunque empleamos aquí el término "constante de tiempo térmica" y una analogía eléctrica de un resistor-capacitor para caracterizar efectos térmicos transitorios, el lector debe darse cuenta de que los comportamientos de transmisión térmica transitoria no se caracterizan por simples funciones de tiempo exponenciales. La solución de la ecuación de difusión de calor dependiente del tiempo implica funciones de errores y funciones de errores complementarias. Una expansión en serie de una función de errores para tiempos pequeños en comparación con T_θ da la dependencia de $t^{1/2}$ que se muestra en la ecuación 29-8 en lugar de una dependencia de tiempo lineal que daría una simple dependencia de tiempo exponencial.

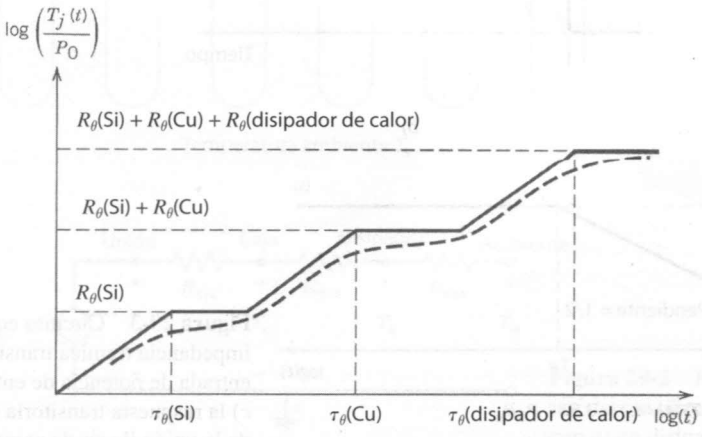
En dispositivos reales, donde el calor debe fluir a través de varias capas diferentes (figura 29-4*a*), el circuito equivalente es más complicado, como se muestra en la figura 29-4*b*. Si las constantes de tiempo



a)



b)



c)

Figura 29-4 *a*) Estructura térmica de capas múltiples, *b*) circuito equivalente térmico y *c*) impedancia térmica transitoria con la suposición de constantes de tiempo térmicas muy separadas.

térmicas de cada capa tienen valores muy diferentes, la impedancia térmica transitoria total será la suma de las contribuciones individuales de cada capa, como se muestra en el dibujo del total $Z_\theta(t)$ respecto del tiempo que se muestra en la figura 29-4*c*. Curvas como éstas se dan con frecuencia en las hojas de especificaciones de los dispositivos de potencia.

Con trazos de $Z_\theta(t)$ se estima $T_j(t)$ si la entrada de potencia $P(t)$ se conoce como función del tiempo, pues

$$T_j(t) = P(t)Z_\theta(t) + T_a \tag{29-10}$$

Por ejemplo, si la potencia que se disipa es un pulso rectangular que empieza en $t = 0$ y termina en $t = t_2$, $T_j(t)$ se da formalmente por

$$T_j(t) = P_0[Z_\theta(t) - Z_\theta(t - t_2)] + T_a \tag{29-11}$$

Las curvas de $Z_\theta(t)$ como las de la figura 29-4*c* sirven para la evaluación gráfica de la impedancia térmica y $T_j(t)$ en la ecuación 29-11. Si $P(t)$ no es un pulso rectangular, este modelo aún es útil si se adapta un pulso rectangular equivalente al $P(t)$ real. Consideremos el pulso de potencia de media onda sinusoidal de la figura 29-5. El pulso de potencia rectangular en la figura tiene la misma potencia pico y el mismo contenido de energía, como se verifica por medio del cálculo directo. La respuesta aproximada de la temperatura de la unión a este pulso de potencia rectangular es

$$T_j(t) = P_0[Z_\theta(t - T/8) - Z_\theta(t - 3T/8)] + T_a \tag{29-12}$$

De este análisis se desprende de manera evidente que la manera de incrementar la capacidad de potencia transitoria de un dispositivo es el aumento de su constante de tiempo térmica $R_\theta C_s$. Por desgracia, este planteamiento no es factible porque la constante de tiempo, con las ecuaciones 29-3 y 29-7, está dada por

$$\frac{\pi}{4} R_\theta C_s = C_v \lambda^{-1} d^2 \frac{\pi}{4} \tag{29-13}$$

Desgraciadamente, todos los materiales que suelen usarse para empacar un dispositivo tienen más o menos el mismo valor de capacidad térmica C_v. Además, la conductividad térmica debe ser grande, no pequeña, de modo que la resistencia térmica sea baja. Por último, la longitud d de la ruta de flujo de calor debe ser pequeña a fin de reducir R_θ. El compromiso entre pequeños valores de R_θ y valores más grandes de la constante de tiempo térmica siempre se inclina en favor de valores pequeños de R_θ. La razón es que el dispositivo quizá se opere en modo de estado permanente en más ocasiones que en modo de sobrecarga de transitorios.

A pesar de nuestra incapacidad de modificar de manera significativa la sobrecarga transitoria especificada en grado sustancial, la mayoría de los dispositivos de potencia tiene capacidades de sobrecarga que exceden por mucho sus especificaciones de potencia media, con un orden de magnitud o más. De hecho, lo importante no es tanto la potencia instantánea especificada, sino la cantidad total de energía depositada en el dispositivo durante el transitorio. Las especificaciones de sobrecarga no sólo contienen una especificación de la potencia instantánea, sino también su duración. En realidad, a menudo se dan varias especifi-

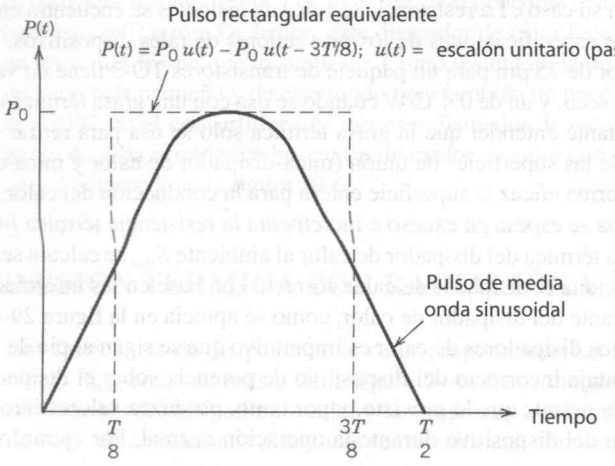


Figura 29-5 Ejemplo del modelado de un transitorio de pulso de potencia por medio de un pulso rectangular equivalente (la misma energía total).

caciones de sobrecarga para diferentes duraciones. Se recomienda al usuario leer con cuidado las especificaciones correspondientes y entenderlas antes de usar un dispositivo de potencia.

29-3 DISIPADORES DE CALOR

Mantener la temperatura de unión de un dispositivo de potencia dentro de límites razonables es responsabilidad conjunta del fabricante del dispositivo y su usuario. El fabricante reduce la resistencia térmica $R_{\theta jc}$ entre el interior del dispositivo donde se disipa la potencia y el exterior de la carcasa que encierra el dispositivo. El usuario debe proveer una ruta de conducción de calor entre la carcasa del dispositivo y el ambiente, de modo que la resistencia térmica $R_{\theta ca}$ entre la carcasa y el ambiente (donde al final se disipa el calor generado por la operación del dispositivo) se reduzca en forma redituable.

La responsabilidad del usuario se facilita debido a la amplia disponibilidad de disipadores de calor de aluminio extruido de varias formas para el enfriamiento de los dispositivos semiconductores de potencia. Si los disipadores de calor se enfrían por convección natural, la distancia entre cada aleta, como se muestra en la figura 29-2*a*, debe ser por lo menos de 10 a 15 cm. Un recubrimiento de óxido negro permite una reducción de la resistencia térmica de 25%, pero el costo puede ser mayor casi en la misma proporción [1]. Las constantes de tiempo térmicas de disipadores de calor enfriados por convección natural están en el rango de 4 a 15 min. Si se agrega un ventilador, la resistencia térmica, R_θ, baja, y el disipador de calor se hace más pequeño y ligero, lo que también reduce la capacidad térmica C_s. Las constantes de tiempo térmicas para disipadores de calor enfriados por fuerza son mucho más pequeñas que para disipadores de calor de enfriamiento por convección natural. Los valores normales de τ_θ para disipadores de calor enfriados por fuerza pueden ser de menos de 1 min. Los disipadores de calor que utilizan enfriamiento por fuerza tienen separaciones de sólo unos cuantos milímetros entre las aletas de enfriamiento. En especificaciones de potencia más altas se usa el enfriamiento por agua o aceite para mejorar aún más la conducción térmica.

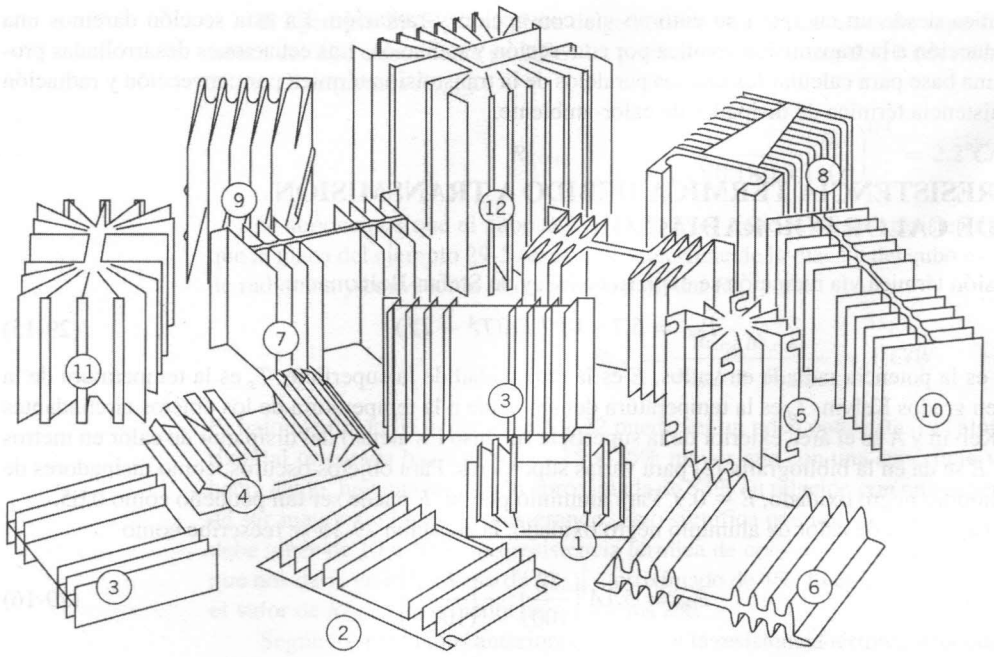
La selección del disipador de calor correcto depende de la temperatura de unión permisible que tolera el dispositivo. Para el diseño de los peores casos se especifican la máxima temperatura de la unión $T_{j,\text{máx.}}$, la máxima temperatura del ambiente $T_{a,\text{máx.}}$, la máxima tensión de operación y la máxima corriente en estado activo. Las máximas pérdidas en estado activo del dispositivo de potencia se calculan al conocer la máxima relación de trabajo, la máxima corriente en estado activo y la máxima resistencia en estado activo (presentes en la hoja de especificaciones correspondiente a $T_{j,\text{máx.}}$ y a la máxima corriente). Las pérdidas por conmutación se obtienen al integrar la pérdida de potencia instantánea respecto del tiempo y promediarla a lo largo del periodo de conmutación. Por tanto, se estima $P_{\text{Pérdida}}$, que es la suma de las pérdidas en estado activo y el promedio de las pérdidas por conmutación.

A partir de estas informaciones, la máxima resistencia térmica permisible de unión a ambiente $R_{\theta ja}$ (ecuación 29-4) se estima como

$$R_{\theta ja} = (T_{j,\text{máx}} - T_{a,\text{máx}})/P_{\text{Pérdida}} \tag{29-14}$$

La resistencia térmica permisible de unión a ambiente $R_{\theta ja}$ se obtiene de las hojas de especificaciones del dispositivo semiconductor, y la resistencia térmica de carcasa a disipador $R_{\theta cs}$ depende del compuesto térmico y el aislante que se usa (en su caso). La resistencia térmica de aislantes se encuentra en manuales como la referencia 3 y en las hojas de especificaciones de los proveedores de tales dispositivos. Como ejemplo, un aislante de mica de un espesor de 75 μm para un paquete de transistores TO-3 tiene un valor R_θ aproximado de 1.3°C/W cuando se usa en seco, y un de 0.4°C/W cuando se usa con una grasa térmica o un compuesto del disipador de calor. Es importante entender que la grasa térmica sólo se usa para retirar el aire de entre los puntos microscópicos altos de las superficies de unión (mica-disipador de calor y mica-transistor) para que aproveche de este modo de forma eficaz la superficie entera para la conducción del calor. Si se usa demasiado compuesto térmico, la capa se espesa en exceso e incrementa la resistencia térmica [4, p. 612]. Si se conocen $R_{\theta cs}$ y $R_{\theta jc}$, la resistencia térmica del disipador de calor al ambiente $R_{\theta sa}$ se calcula según las ecuaciones 29-4 y 29-14. Luego se selecciona el disipador de calor correcto con base en las informaciones de las hojas de especificaciones del fabricante del disipador de calor, como se aprecia en la figura 29-6.

Al usar cualquiera de estos disipadores de calor es imperativo que se sigan al pie de la letra las instrucciones del fabricante. El montaje incorrecto del dispositivo de potencia sobre el disipador de calor puede hacer que $R_{\theta ca}$ sea mucho más grande que lo previsto, y por tanto, produzca valores intolerablemente altos de la temperatura de la unión del dispositivo durante la operación normal. Por ejemplo, se debe usar una



Disipador de calor núm.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\theta sa}$ (°C/W)	3.2	2.3	2.2	0	2.1	1.7	1.3	1.3	1.25	1.2	0.8	0.65
Vol. (cm^3)	76	99	181	0	198	298	435	675	608	634	695	1311

Figura 29-6 Selección de disipadores de calor.

pequeña cantidad de grasa térmica para aumentar el área de contacto entre el dispositivo y el disipador de calor. La aplicación del par de torsión correcto a los pernos y tuercas de montaje también es útil para asegurar el buen contacto entre el dispositivo y el disipador de calor.

■ **Ejemplo 29-3** Para una temperatura de la unión de 125°C, un transistor TO-3 tiene una disipación de potencia de 26 W. El fabricante del transistor especifica un valor de 0.9°C/W para $R_{\theta jc}$. Se usa un aislante de mica con un espesor de 75 μm con grasa térmica, y la resistencia térmica de la combinación es 0.4°C/W. La temperatura ambiental en el peor de los casos en el gabinete donde se debe usar el disipador de calor es 55°C. Por tanto, la resistencia térmica de disipador al ambiente debe ser

$$R_{\theta sa} = \frac{125 - 55}{26} - (0.9 + 0.4) = 1.39°C/W$$

El disipador de calor núm. 7 de la figura 29-6 tiene una resistencia térmica de 1.3°C/W, lo cual es aceptable para esta aplicación. De hecho, este disipador de calor baja la temperatura de la unión a 122.6°C, lo que es un poco más fresco que lo supuesto. Como resultado, la disipación de potencia en el transistor es entonces un tanto más pequeña y de este modo baja también un poco la temperatura real de la unión, quizás a menos de 120°C. Si el convertidor que usa este disipador de calor se va a producir en serie, es sensato desde el punto de vista económico buscar un disipador de calor con $R_{\theta sa} = 1.39°C/W$, pues es más ligero y pequeño que el número 7 de la figura 29-6. ■

29-4 TRANSMISIÓN TÉRMICA POR RADIACIÓN Y CONVECCIÓN

Los fabricantes de disipadores de calor proporcionan las resistencias térmicas de disipador de calor-ambiente $R_{\theta sa}$, como se indica en la figura 29-6. Estos datos sólo son válidos para un conjunto específico de condiciones del disipador de calor y la temperatura del ambiente. Para apreciar el desempeño del disipador de calor en condiciones diferentes se necesita una comprensión fundamental de los mecanismos de trans-

misión térmica desde un cuerpo a su entorno vía convección y radiación. En esta sección daremos una breve introducción a la transmisión térmica por convección y radiación. Las ecuaciones desarrolladas proporcionan una base para calcular los efectos paralelos de la transmisión térmica por convección y radiación sobre la resistencia térmica de disipador de calor-ambiente.

29-4-1 RESISTENCIA TÉRMICA DEBIDO A TRANSMISIÓN DE CALOR POR RADIACIÓN

La transmisión térmica vía radiación se expresa en la ley de Stefan-Boltzmann:

$$P_{\text{rad}} = 5.7 \times 10^{-8} EA(T_s^4 - T_a^4) \tag{29-15}$$

donde P_{rad} es la potencia radiada en vatios, E es la emisividad de la superficie, T_s es la temperatura de la superficie en grados Kelvin, T_a es la temperatura del ambiente o la temperatura de los objetos circundantes en grados Kelvin y A es el área exterior de la superficie (incluso las aletas) del disipador de calor en metros cuadrados. E se da en la bibliografía [2] para varias superficies. Para objetos oscuros, como disipadores de calor de aluminio negro oxidado, $E = 0.9$. Para aluminio pulido, E puede ser tan pequeño como 0.05.

Para disipadores de calor de aluminio negro oxidado, la ecuación 29-15 se reescribe como

$$P_{\text{rad}} = 5.1A\left[\left(\frac{T_s}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_a}{100}\right)^4\right] \tag{29-16}$$

La combinación de las ecuaciones 29-2 y 29-16 produce

$$R_{\theta,\text{rad}} = \frac{\Delta T}{5.1A\left[\left(\frac{T_s}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_a}{100}\right)^4\right]} \tag{29-17}$$

Si $T_s = 120°\text{C} = 393$ K y $T_a = 20°\text{C} = 293$ K, $R_{\theta,\text{rad}}$ está dado por

$$R_{\theta,\text{rad}} = \frac{0.12}{A} \tag{29-18}$$

■ **Ejemplo 29-4** Busquemos $R_{\theta,\text{rad}}$ para un cubo de aluminio oxidado negro de 10 cm por lado. Supongamos que $T_s = 120°\text{C}$ y $T_a = 20°\text{C}$. Mediante la ecuación 29-18, tenemos

$$R_{\theta,\text{rad}} = \frac{0.12}{(6)(.1)^2} = 2°C/W$$ ■

29-4-2 RESISTENCIA TÉRMICA DEBIDO A TRANSMISIÓN DE CALOR POR CONVECCIÓN

Si una superficie vertical tiene una altura vertical d_{vert} menor que 1 m, más o menos, pierde energía térmica vía convección al aire circundante (en el nivel del mar) con una velocidad dada por [2]

$$P_{\text{conv}} = 1.34A\frac{(\Delta T)^{1.25}}{(d_{\text{vert}})^{0.25}} \tag{29-19}$$

En la ecuación 29-19, P_{conv} es la potencia térmica perdida vía convección en vatios, ΔT es la diferencia de temperatura entre la superficie del cuerpo y el aire circundante en grados centígrados o Kelvin, A es el área de la superficie vertical (o el área total de la superficie del cuerpo) en metros cuadrados y d_{vert} es la altura vertical del cuerpo en metros. La combinación de las ecuaciones 29-2 y 28-19 nos da

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{1}{1.34A}\left(\frac{d_{\text{vert}}}{\Delta T}\right)^{1/4} \tag{29-20}$$

Para $d_{\text{vert}} = 10$ cm y $\Delta T = 100°\text{C}$,

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{0.13}{A} \quad (°C/W) \tag{29-21}$$

■ **Ejemplo 29-5** Una placa delgada tiene una temperatura de superficie de 120°C cuando la temperatura del aire circundante es 20°C. La placa tiene una altura de 10 cm (dimensión vertical) y un ancho de 30 cm. Busquemos $R_{\theta,\text{conv}}$.

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{1}{(1.34)(2)(0.1)(0.3)}\left(\frac{0.1}{100}\right)^{1/4} = 2.2°C/W$$ ■

Si suponemos que el cubo del ejemplo 29-4 tiene la misma resistencia térmica de convección $R_{\theta,\text{conv}}$ que la placa del ejemplo 29-5 (el área de superficie de la placa y del cubo es la misma), entonces los efectos de radiación y convección se combinan para dar $R_{\theta sa}$ como

$$R_{\theta sa} = \frac{R_{\theta,\text{rad}} R_{\theta,\text{conv}}}{R_{\theta,\text{rad}} + R_{\theta,\text{conv}}} = 1°C/W \qquad (29\text{-}22)$$

El bajo resultado de la ecuación 29-22 puede ser un poco optimista. El calor retirado de una superficie horizontal orientada hacia arriba es 15 a 25% mayor que con una superficie vertical. Cuando está orientada hacia abajo, hay una reducción aproximada de 33% en relación con una superficie vertical, que incluso puede ser mayor si el área es más grande. Esto significa que uno de los seis lados del cubo del ejemplo 29-4 debe tener de 10 a 20% más resistencia térmica de convección de lo que se calcula en el ejemplo 29-5, lo que nos daría un incremento de $R_{\theta,\text{conv}}$ aproximado de 4%. Si aplicamos esta corrección a la ecuación 29-22, el valor de $R_{\theta sa}$ se incrementa más o menos 2%.

Según los resultados anteriores, se ve que la resistencia térmica depende de T_s, T_a y ΔT. Por lo regular, jamás se monta un disipador de calor con un flujo de aire suficiente alrededor de él, así que para un cálculo aproximado se emplean las ecuaciones 29-19 y 29-20 con el valor del área total de superficie A en lugar de explicar las diferencias entre las áreas horizontales de cara orientada hacia arriba o hacia abajo.

29-4-3 EJEMPLO DE UN CÁLCULO DE DISIPADOR DE CALOR-AMBIENTE

Como ejemplo de los principios que acabamos de mencionar, estimaremos la resistencia térmica de disipador de calor-ambiente $R_{\theta sa}$ para el disipador de calor de la figura 29-7. Usaremos temperaturas de T_s = 120°C y T_a = 20°C. Para estimar el componente $R_{\theta,\text{rad}}$ de la resistencia térmica, emplearemos la ecuación 29-18 con un área efectiva de

$$A_{\text{rad}} = (2)(0.115)(0.075) + (2)(0.063)(0.075) = 0.0267 \text{ m}^2$$

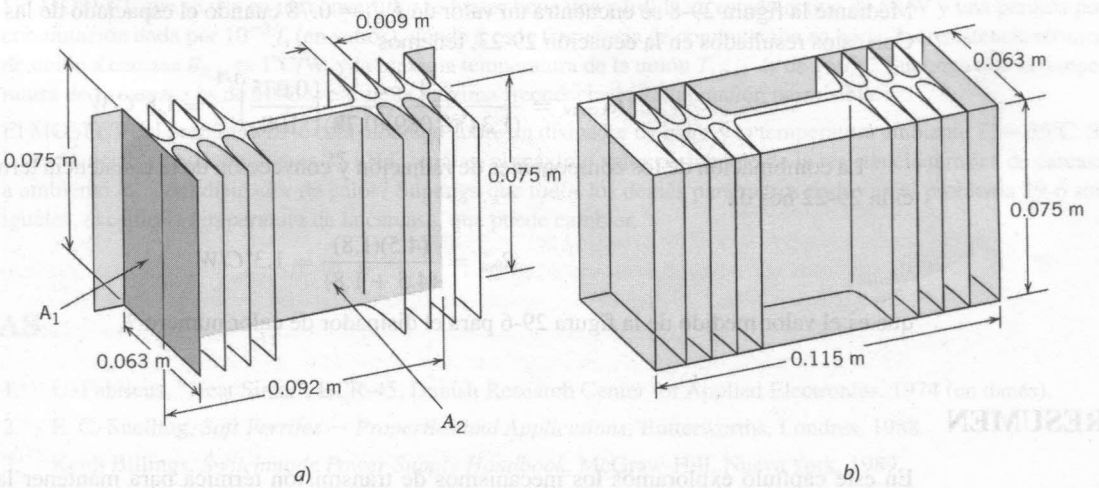


Figura 29-7 Detalles dimensionales del disipador de calor número 7 de la figura 29-6: *a*) áreas para calcular las pérdidas de calor por convección y *b*) áreas usadas en la estimación de las pérdidas de calor por radiación.

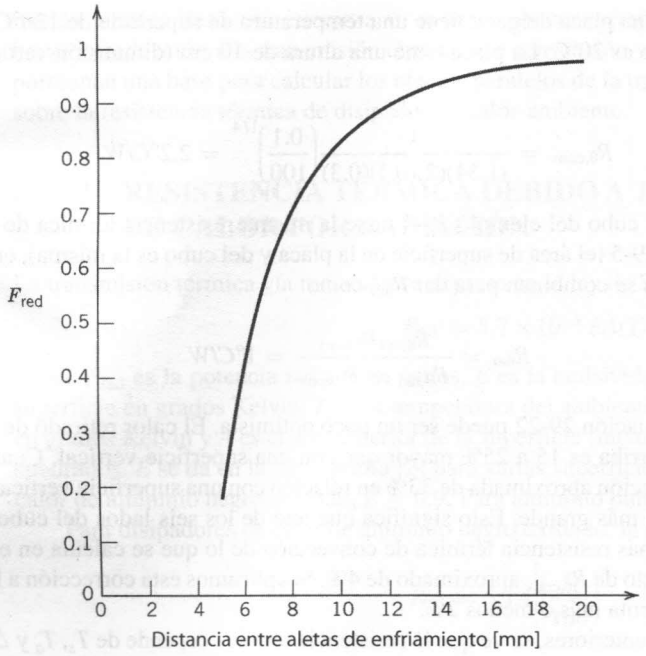


Figura 29-8 Factor de reducción para el área de convección a un disipador de calor de enfriamiento natural con separaciones entre las aletas de enfriamiento menores que 25 mm.

la cual, si usamos la ecuación 29-18, da

$$R_{\theta,\text{rad}} = \frac{0.12}{0.0267} = 4.5°C/W$$

El espaciado entre las aletas de enfriamiento es más o menos de 9 mm. Esto reduce de manera significativa el efecto del enfriamiento por convección natural del disipador de calor. La ecuación 29-20 se debe modificar mediante la inclusión de un factor de reducción de modo que

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{1}{1.34AF_{\text{red}}}\left(\frac{d_{\text{vert}}}{\Delta T}\right)^{1/4} \tag{29-23}$$

El factor F_{red} se representa gráficamente en la figura 29-8 [1]. Según la figura 29-7, un valor aproximado del área expuesta al enfriamiento por convección es

$$A = 2A_2 + 16A_1 = ((2)(0.075)(0.092) + (16)(0.075)(0.063) = 0.089 \text{ m}^2$$

Mediante la figura 29-8 se encuentra un valor de $F_{\text{red}} = 0.78$ cuando el espaciado de las aletas es de 9 mm. Con estos resultados en la ecuación 29-23, tenemos

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{1}{(1.34)(0.089)(0.78)}\left(\frac{0.075}{100}\right)^{1/4} = 1.8°C/W$$

La combinación de los componentes de radiación y convección de la resistencia térmica según la ecuación 29-22 nos da

$$R_{\theta\text{sa}} = \frac{(4.5)(1.8)}{(4.5 + 1.8)} = 1.3°C/W$$

que es el valor medido de la figura 29-6 para el disipador de calor número 7.

RESUMEN

En este capítulo exploramos los mecanismos de transmisión térmica para mantener las temperaturas de varios componentes de electrónica de potencia, en especial dispositivos semiconductores, dentro de los límites del fabricante. A continuación mencionaremos las conclusiones importantes.

1. La máxima temperatura de unión de dispositivos semiconductores especificada en las hojas de datos no se debe exceder durante la operación del dispositivo. Los aumentos de temperatura más allá de estos límites reducen la confiabilidad del dispositivo en forma significativa.
2. La energía térmica fluye desde el interior de un componente de electrónica de potencia montado sobre un disipador de calor externo por medio de la conducción. En estado permanente, el proceso se modela mediante una serie de resistencias térmicas.
3. La disipación de potencia de corta duración (en comparación con la constante de tiempo térmica) causa que la temperatura interna suba por cantidades más pequeñas de lo pronosticado por la resistencia térmica sola. Esto se debe a la capacitancia térmica finita (o calor específico) del componente. Como implica el término, se modela como el equivalente de un capacitor eléctrico.
4. Los efectos combinados de resistencia térmica y capacitancia se modelan como impedancia térmica transitoria.
5. Existe una gran variedad de disipadores de calor para controlar la temperatura interna de componentes de electrónica de potencia.
6. La transmisión térmica desde el disipador de calor al ambiente se controla por dos mecanismos de transmisión térmica: convección y radiación.
7. La transmisión térmica vía radiación es proporcional a la diferencia entre la cuarta potencia de la temperatura de la superficie del componente y la cuarta potencia de la temperatura ambiente.
8. La transmisión térmica vía convección es proporcional a la cuarta raíz de la relación de la altura vertical del disipador de calor a la diferencia de temperatura entre la temperatura de la superficie y la temperatura ambiente.

PROBLEMAS

29-1 Calcule la resistencia térmica de cubos con el mismo volumen que los disipadores de calor de la figura 29-6. Compare la $R_{\theta,\text{cubo}}$ calculada con la R_θ especificada en la figura. Explique por qué el disipador de calor número 9 es sólo un poco mejor que un cubo, mientras que el disipador de calor número 1 es mucho mejor.

29-2 Determine el valor de $R_{\theta,\text{conv}}$, suponiendo que $\Delta T = 100°\text{C}$ y $A = 10\ \text{cm}^2$, para $d_{\text{vert}} = 1.5$, y 20 cm. Trace los resultados en una gráfica.

29-3 Determine el valor de $R_{\theta,\text{conv}}$, suponiendo que $d_{\text{vert}} = 5$ cm y $A = 10\ \text{cm}^2$, para $\Delta T = 60$, 80 y 120°C. Trace los resultados en una gráfica.

29-4 Determine el valor de $R_{\theta,\text{rad}}$, suponiendo que $T_s = 120°\text{C}$ y $A = 10\ \text{cm}^2$, para $T_a = 10$, 20 y 40°C. Trace los resultados en una gráfica.

29-5 Determine el valor de $R_{\theta,\text{rad}}$, suponiendo que $T_a = 40°\text{C}$ y $A = 10\ \text{cm}^2$, para $T_s = 80$, 100 y 140°C. Trace los resultados en una gráfica.

29-6 Un MOSFET que se usa en un convertidor reductor tiene una pérdida en estado activo de 50 W y una pérdida por conmutación dada por $10^{-3} f_s$ (en vatios), donde f_s es la frecuencia de conmutación en hertz. La resistencia térmica de unión a carcasa $R_{\theta,jc}$ es 1°C/W, y la máxima temperatura de la unión $T_{j,\text{máx.}}$ es de 150°C. Suponga que la temperatura de la carcasa es de 50°C y estime la máxima frecuencia de conmutación permisible.

29-7 El MOSFET del problema 29-6 está montado sobre un disipador de calor y la temperatura ambiente $T_a = 35°\text{C}$. Si la frecuencia de conmutación es 25 kHz, ¿cuál es el máximo valor permisible de la resistencia térmica de carcasa a ambiente $R_{\theta,ca}$ del disipador de calor? Suponga que todos los demás parámetros dados en el problema 29-6 son iguales, excepto la temperatura de la carcasa, que puede cambiar.

REFERENCIAS

1. U. Fabricus, "Heat Sinks", ECR-45, Danish Research Center for Applied Electronics, 1974 (en danés).
2. E. C. Snelling, *Soft Ferrites – Properties and Applications*, Butterworths, Londres, 1988.
3. Keith Billings, *Switchmode Power Supply Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York, 1989.
4. John G. Kassakian, Martin F. Schlecht y G. Vergassian, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Boston, 1991.

CAPÍTULO 30

DISEÑO DE COMPONENTES MAGNÉTICOS

Los componentes magnéticos, inductores y transformadores, son una parte indispensable de la mayoría de los convertidores de electrónica de potencia. Sin embargo, no están disponibles con un amplio rango de propiedades, sino que suelen diseñarse y construirse para la aplicación particular. En esta situación, el diseñador/usuario de electrónica de potencia debe ser un conocedor del diseño y fabricación de estos componentes, a fin de especificarlos y usarlos correctamente en una aplicación determinada. En este capítulo se presentan los aspectos básicos del diseño de inductores y transformadores con énfasis en aplicaciones de electrónica de potencia de alta frecuencia (decenas de kHz o MHz). Los procedimientos de diseño muestran que el tamaño y las especificaciones de un inductor o transformador están determinados por las pérdidas eléctricas en el componente.

30-1 MATERIALES Y NÚCLEOS MAGNÉTICOS

En el resumen de circuitos y dispositivos magnéticos del capítulo 3 supusimos materiales ideales para fabricar inductores y transformadores. En particular, partimos de la premisa de usar materiales sin pérdidas para los núcleos. Estas suposiciones no se cumplen en materiales reales, y la pérdida que ocurre en ellos tiene un efecto significativo en el diseño y la fabricación de inductores y transformadores. Todo procedimiento de diseño de inductores y transformadores debe tomar en cuenta estas pérdidas, y el diseñador debe conocer bien las propiedades de los materiales. La presente sección analiza estas propiedades.

30-1-1 MATERIALES MAGNÉTICOS DE NÚCLEOS

Se usan dos clases extensas de materiales para núcleos magnéticos de inductores y transformadores. Una clase de materiales consiste en aleaciones, sobre todo de hierro y pequeñas cantidades de otros elementos, como cromo y silicio. Estas aleaciones tienen una conductividad eléctrica grande (en comparación con ferritas) y grandes valores de densidad del flujo de saturación, cerca de 1.8 tesla (T) (un T = 1 Wb/m^2). Dos tipos de pérdidas se encuentran en materiales de aleaciones de hierro: la pérdida por histéresis y la pérdida por corrientes parásitas. Los materiales de aleaciones de hierro del núcleo (a menudo denominados aceros magnéticos) suelen emplearse sólo en aplicaciones de baja frecuencia (2 kHz o menos para transformadores) debido a la pérdida por corrientes parásitas. Los materiales magnéticos de aleaciones de hierro deben estar laminados para reducir pérdidas por corrientes parásitas incluso con frecuencias moderadas, del orden de 60 Hz. También se fabrican núcleos de hierro pulverizado y aleaciones de hierro pulverizado. Los núcleos de polvo de hierro consisten en partículas pequeñas (menores que una profundidad pelicular en su máxima dimensión, incluso con frecuencias moderadamente altas) de hierro eléctricamente aisladas entre sí, lo que les otorga considerablemente más resistividad que los núcleos laminados. Por tanto, los núcleos de hierro pulverizado tienen menos pérdidas por corrientes parásitas y se pueden usar con frecuencias más altas.

Varias aleaciones amorfas de hierro y otros materiales de transición, como cobalto y níquel en combinación con boro, silicio y otros elementos formadores de vidrio, también ofrecen propiedades interesantes para aplicaciones de inductores y transformadores. Estas aleaciones, a menudo etiquetadas en conjunto con el nombre comercial de METGLAS, consisten más o menos en 70 a 80% de un compuesto atómico de hierro y otros elementos de metales de transición, y más o menos en 20% de un compuesto atómico de boro y otros elementos formadores de vidrio. Las composiciones de aleaciones con cobalto, como la aleación 2705M de METGLAS, parecen en particular idóneas para aplicaciones de altas frecuencias. Esta aleación tiene una inducción de saturación de 0.75 T a temperatura ambiente, y de 0.65 T a 150°C, lo que es más de dos veces mayor que la inducción de saturación de ferritas a esta temperatura elevada. La resistividad eléctrica de aleaciones METGLAS es por lo general un tanto más grande que la mayoría de los aceros magnéticos. Las aleaciones METGLAS se forman por técnicas de templado rápido, de modo que no tienen ningún orden cristalino en su estructura. Las técnicas de fabricación por templado rápido también implican que las aleaciones se fabrican como cintas largas de material muy delgadas, por lo común de un espesor de 10 a 50 micrones. Este espesor bajo, junto con resistividades más grandes que la mayoría de los aceros magnéticos, hacen de las aleaciones amorfas candidatos obvios de materiales de núcleos para aplicaciones de alta frecuencia.

La segunda clase amplia de materiales para núcleos son las ferritas. Los materiales ferritas son en esencia mezclas de óxidos de hierro y otros elementos magnéticos. Tienen una resistividad eléctrica muy grande pero bajas densidades de flujo de saturación, por lo general de alrededor de 0.3 T. Las ferritas sólo tienen pérdidas por histéresis. No ocurre ninguna corriente parásita de importancia debido a la alta resistividad eléctrica. Las ferritas son el material de elección para núcleos que operan con altas frecuencias (mayores a 10 kHz) debido a la baja pérdida por corrientes parásitas.

30-1-2 PÉRDIDA POR HISTÉRESIS

Todos los núcleos magnéticos muestran algún grado de histéresis en su característica *B-H*. Una característica típica *B-H* (lazo *BH*) se muestra en la figura 3-20*a*. Los detalles de los mecanismos físicos que causan histéresis están más allá del alcance de este análisis, pero se encuentran en la bibliografía. El área dentro del lazo *B-H* representa el trabajo en el material por el campo aplicado. El trabajo (energía) se disipa en el material, y el calor causado por la disipación sube la temperatura del material.

La pérdida por histéresis se incrementa en todos los incrementos del material del núcleo con aumentos de la densidad del flujo de CA, B_{CA}, y la frecuencia de operación o conmutación, f. La forma general de la pérdida por unidad de volumen (a veces denominada pérdida específica) $P_{m,esp}$ es

$$P_{m,esp} = kf^a(B_{CA})^d \tag{30-1}$$

donde k, a y d son constantes que varían de un material a otro. Esta ecuación se aplica a un rango limitado de densidad de frecuencia y flujo, donde el rango de validez depende del material específico. La densidad de flujo B_{CA} en la ecuación 30-1 es el valor pico de la forma de onda de CA que se muestra en la figura 30-1*a*

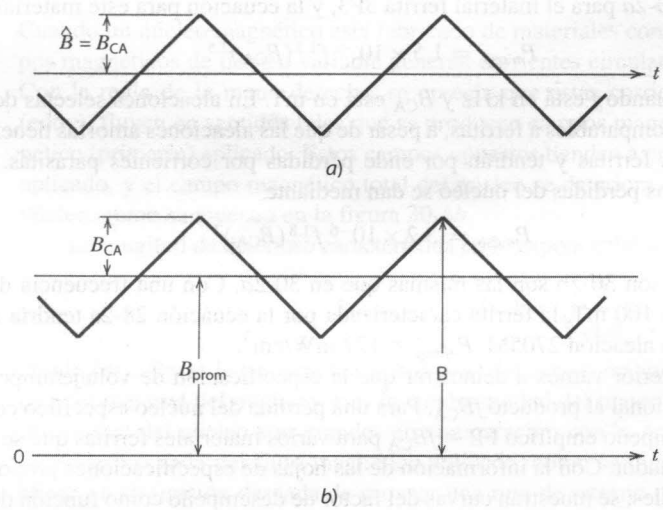


Figura 30-1 Formas de onda de densidad de flujo magnético *a*) sin promedio de tiempo y *b*) con promedio de tiempo.

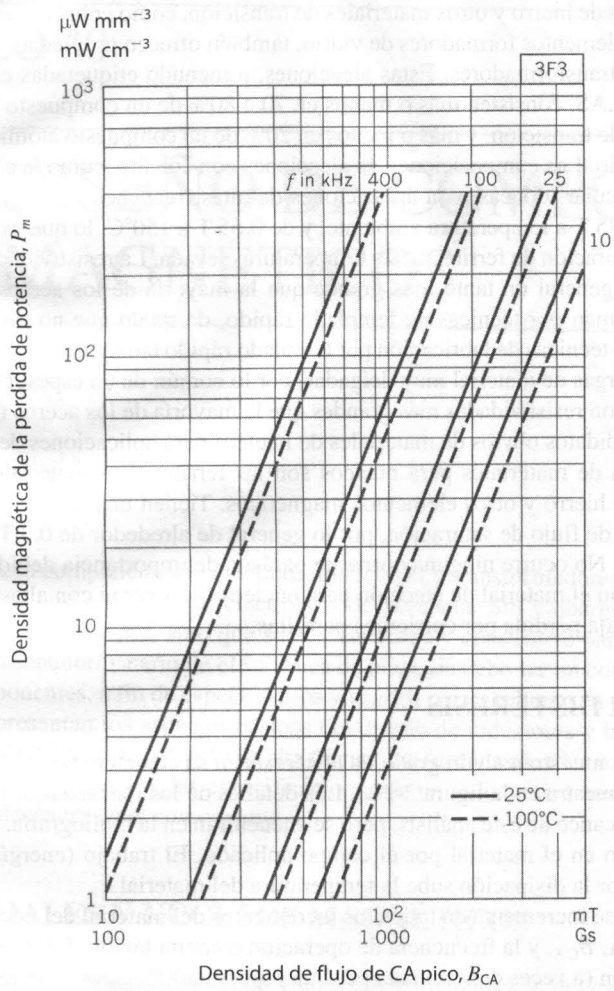


Figura 30-2 Pérdidas del núcleo y densidad de flujo magnético para núcleos de ferrita 3F3. Observe que las pérdidas son más o menos independientes de la forma de onda, pero dependen de la densidad de flujo pico.

si la forma de onda de densidad de flujo no tiene un promedio de tiempo. Cuando la forma de onda de densidad de flujo tiene un B_{prom} de promedio de tiempo como se muestra en la figura 30-1*b*, el valor correspondiente en la ecuación 30-1 es $B_{\text{CA}} = \hat{B} - B_{\text{prom}}$. Los fabricantes de núcleos proporcionan informaciones detalladas de la pérdida del núcleo, por lo general en forma de gráficas de pérdida específica $P_{m,\text{esp}}$ como función de la densidad de flujo B_{CA} con la frecuencia como parámetro. Un ejemplo de este tipo de gráfica se muestra en la figura 30-2*a* para el material ferrita 3F3, y la ecuación para este material es

$$P_{m,\text{esp}} = 1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} (B_{\text{CA}})^{2.5} \tag{30-2a}$$

con $P_{m,\text{esp}}$ en mW/cm^3 cuando f está en kHz y B_{CA} está en mT. En aleaciones selectas de METGLAS, las pérdidas del núcleo son comparables a ferritas, a pesar de que las aleaciones amorfas tienen una resistividad mucho más baja que las ferritas y tendrán por ende pérdidas por corrientes parásitas. Para la aleación 2705M de METGLAS, las pérdidas del núcleo se dan mediante

$$P_{m,\text{esp}} = 3.2 \times 10^{-6} f^{1.8} (B_{\text{CA}})^{2} \tag{30-2b}$$

Las unidades de la ecuación 30-2b son las mismas que en 30-2*a*. Con una frecuencia de 100 kHz y una densidad de flujo B_{CA} de 100 mT, la ferrita caracterizada por la ecuación 28-2a tendría $P_{m,\text{esp}} = 60$ mW/cm^3, mientras que para la aleación 2705M, $P_{m,\text{esp}} = 127$ mW/cm^3.

En una sección posterior vamos a demostrar que la especificación de voltaje/amperaje (V-A) de un transformador es proporcional al producto fB_{CA}. Para una pérdida del núcleo específico constante conviene definir un factor de desempeño empírico FP $= fB_{\text{CA}}$ para varios materiales ferritas que se pueden usar para el núcleo de un transformador. Con la información de las hojas de especificaciones proporcionadas por los fabricantes de los materiales, se muestran curvas del factor de desempeño como función de la frecuencia de

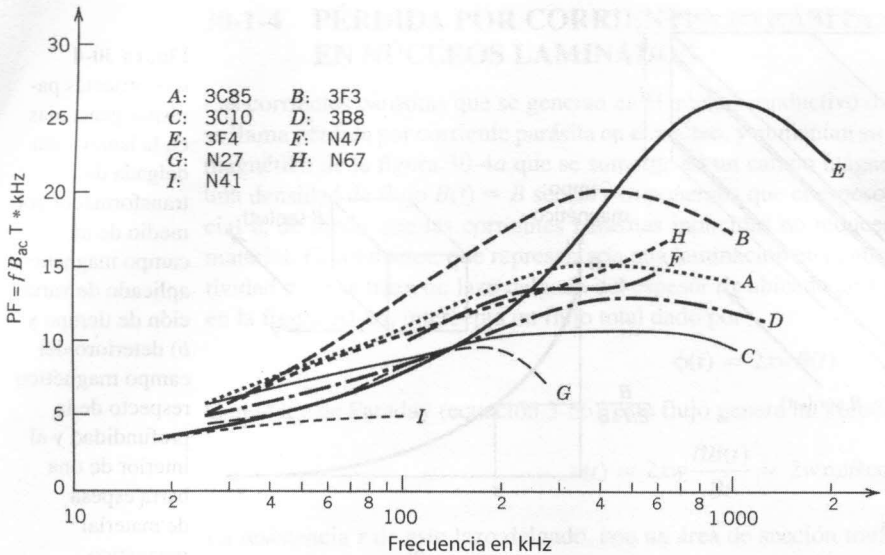


Figura 30-3 Factor de desempeño empírico PF = fB_{CA} y la frecuencia de varios materiales del núcleo ferritas. Las medidas se realizan con una densidad de potencia $P_{\text{núcleo}} = 100$ mW/cm^3.

diferentes materiales de ferritas en la figura 30-3. Como se ve en las curvas, un material determinado tiene el mejor factor de desempeño sólo dentro de un rango específico de frecuencia. En particular, para los materiales analizados, 3C85 es el mejor debajo de 40 kHz, 3F3 es el mejor de 40 a 420 kHz, y 3F4 es el mejor arriba de 420 kHz. Además, se aprecia con claridad cuánta reducción del factor de desempeño ocurre en una frecuencia específica si se selecciona algún material no óptimo, por ejemplo, si se elige 3B8 en lugar de 3F3 en una frecuencia de 100 kHz.

La reducción de los factores de desempeño de todos los materiales con altas frecuencias implica que la simple relación entre la pérdida del núcleo específica y la densidad de frecuencia y flujo dada por la ecuación 30-1 no es válida con altas frecuencias. Los detalles físicos de este comportamiento no forman parte de este análisis. El lector interesado debe consultar la bibliografía.

En última instancia, $P_{m,\text{esp}}$ está limitado por la temperatura máxima que permite el material. Una temperatura máxima común en muchas aplicaciones es 100°C. En esta temperatura, el $P_{m,\text{esp}}$ máximo en un diseño normal está en los primeros centenares de mW/cm^3. El valor exacto de $P_{m,\text{esp}}$ depende de la eficiencia con que se retire el calor disipado, es decir, de la resistencia térmica entre el núcleo y el ambiente. En núcleos de aceros magnéticos laminados, el $P_{m,\text{esp}}$ máximo es aún más pequeño porque se debe tener en cuenta el calor producido por la pérdida de las corrientes parásitas, tema que analizaremos en una sección posterior.

30-1-3 LIMITACIONES POR EFECTO SUPERFICIAL

Cuando un núcleo magnético está fabricado de materiales conductores, como aceros magnéticos, los campos magnéticos de tiempo variable generan corrientes circulatorias, como se diagrama en la figura 30-4*a*. Con la regla de la mano derecha, se aprecia que estas corrientes, por lo regular denominadas parásitas (eddy), fluyen en sentidos tales que se producen campos magnéticos secundarios opuestos al campo magnético (primario) aplicado. Estos campos opuestos tienden a proteger al interior del núcleo contra el campo aplicado, y el campo magnético total del núcleo se deteriora en forma exponencial con la distancia en el núcleo, como se muestra en la figura 30-4*b*.

La longitud de deterioro característica en lo exponencial se llama profundidad de superficie, y se da por

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \tag{30-3}$$

donde $f = \omega/2\pi$ es la frecuencia (en hertzios) del campo magnético aplicado, μ es la permeabilidad magnética del material del núcleo y σ es la conductividad del material magnético. Si las dimensiones de sección transversal del núcleo son grandes en comparación con la profundidad superficial, el interior del núcleo lleva poco o nada del flujo magnético aplicado, como se diagrama en la figura 30-4*b*, y el núcleo no es eficaz en su función deseada de proveer una ruta de retorno de baja reluctancia para el campo magnético

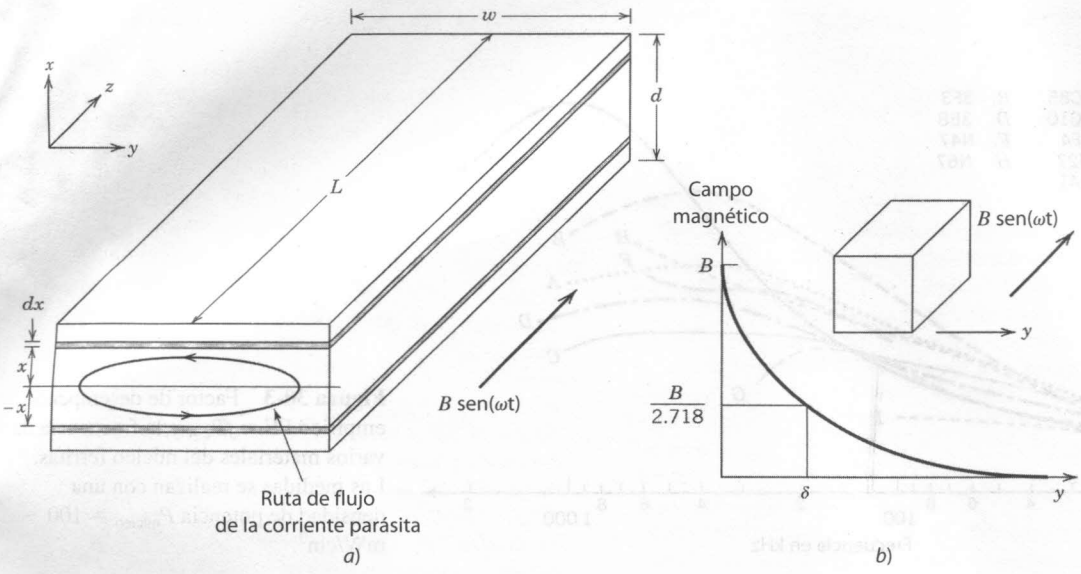


Figura 30-4
a) Corrientes parásitas generadas en la laminación delgada de un transformador por medio de un campo magnético aplicado de variación de tiempo y *b*) deterioro del campo magnético respecto de la profundidad y al interior de una barra espesa de material magnético.

aplicado. Los valores normales de la profundidad superficial son muy bajos incluso en frecuencias bajas (por lo general de 1 mm a 60 Hz), debido a la gran permeabilidad de los materiales, y la profundidad superficial se torna un problema cada vez más grande conforme se incrementa la frecuencia aplicada.

Así, los núcleos magnéticos para inductores y transformadores que utilizan materiales magnéticos conductores se hacen de pilas de muchas laminaciones delgadas, como se muestra en la figura 30-5. Cada laminación se aísla eléctricamente de la otra por medio de un recubrimiento delgado en cada laminación. El factor de apilado del núcleo se define como la relación entre el área de sección transversal del material magnético y el área total de sección transversal del núcleo. El factor de apilado es menor que 1 (los valores normales son de 0.9 a 0.95) porque una parte del área total del núcleo está ocupada por las capas aislantes.

La mayoría de los aceros magnéticos tiene un pequeño porcentaje de silicio agregado al hierro para incrementar la resistividad del material y por tanto también la profundidad superficial. Sin embargo, si se agrega más de un pequeño porcentaje de silicio, se reducen las propiedades magnéticas, como la densidad de flujo de saturación, más de lo que se incrementa la resistividad. Por tanto, un compromiso razonable en los transformadores para aplicaciones de 50/60 Hz es una aleación de hierro de 97% de hierro/3% de silicio y un espesor de laminación aproximado de 0.3 mm.

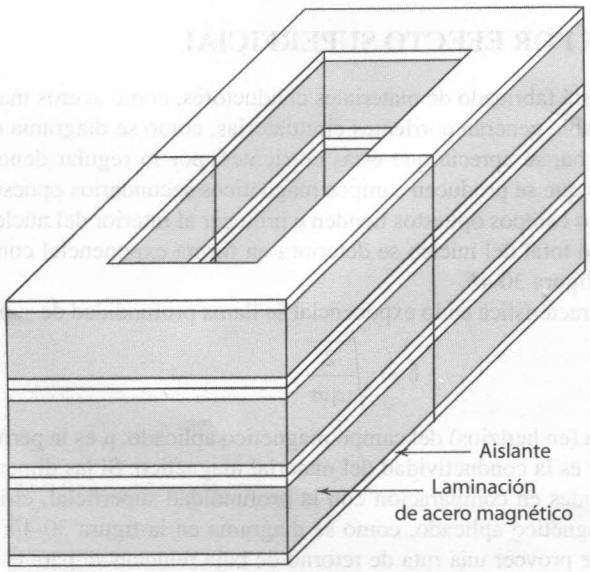


Figura 30-5 Núcleo magnético para un transformador o inductor hecho de una pila de laminaciones de acero magnético separadas por aislantes.

30-1-4 PÉRDIDA POR CORRIENTES PARÁSITAS EN NÚCLEOS LAMINADOS

Las corrientes parásitas que se generan en el núcleo conductivo disipan potencia, lo que en forma genérica se llama pérdida por corriente parásita en el núcleo, y aumentan su temperatura. Consideremos el conductor magnético de la figura 30-4*a* que se sumerge en un campo magnético uniforme variante en el tiempo con una densidad de flujo $B(t) = B \operatorname{sen}(\omega t)$. Suponemos que el espesor d es menor que la profundidad superficial δ, de modo que las corrientes parásitas inducidas no reducen el campo magnético en el interior del material. El conductor, que representaría una laminación en el núcleo del transformador, tiene una conductividad σ. Si se traza un lazo delgado del espesor dx ubicado en x y $-x$ en el plano xy del conductor, como en la figura 30-4*a*, intercepta un flujo total dado por

$$\phi(t) = 2xwB(t) \tag{30-4}$$

Con la ley de Faraday (ecuación 3-66), este flujo genera un voltaje $v(t)$ en el lazo delgado dado por

$$v(t) = 2xw\frac{\partial B(t)}{\partial t} = 2wx\omega B\cos(\omega t) \tag{30-5}$$

La resistencia r de este lazo delgado, con un área de sección transversal del ancho L, un espesor dx y una longitud $2w$ (no tomamos en cuenta la contribución de $2d$ a la longitud general), está dada por

$$r = \frac{2w\rho_{\text{núcleo}}}{L\,dx} \tag{30-6}$$

La potencia instantánea $\delta p(t)$ disipada en el lazo delgado es

$$\delta p(t) = \frac{v^2(t)}{r} \tag{30-7}$$

Al integrar a través del volumen de la laminación para obtener la potencia total de corriente parásita de promedio de tiempo P_{cp} disipada en la laminación, tenemos

$$P_{\text{cp}} = \left\langle \int \delta p(t)\,dV \right\rangle = \left\langle \int_0^{d/2} \frac{[2wx\omega B\cos(\omega t)]^2 L\,dx}{2w\rho_{\text{núcleo}}} \right\rangle = \frac{wLd^3\omega^2B^2}{24\rho_{\text{núcleo}}} \tag{30-8a}$$

Los corchetes angulares ($< >$) en la ecuación 30-8a indican el promedio de tiempo. La pérdida específica por corriente parásita, $P_{\text{cp,esp}}$ (pérdida por unidad de volumen), está dada por

$$P_{\text{cp,esp}} = \frac{d^2\omega^2B^2}{24\rho_{\text{núcleo}}} \tag{30-8b}$$

Observe que $P_{\text{ic,esp}}$ varía con el cuadrado del espesor de laminación d. Este estimado de $P_{\text{cp,esp}}$ representa un mínimo optimista de la pérdida por corriente parásita. Si el flujo magnético estuviese inclinado en algún ángulo respecto del plano de la laminación (el plano yz), la pérdida sería considerablemente más grande [1].

Los problemas del efecto superficial y de la pérdida por corrientes parásitas que causa la conductividad finita de aceros magnéticos se evitan en gran medida en los materiales como las ferritas. La resistividad tan grande que se encuentra en las ferritas reduce estos problemas.

30-1-5 FORMAS DE NÚCLEOS Y DIMENSIONES ÓPTIMAS

Hay núcleos disponibles en una gran variedad de formas y tamaños para adecuarse a las aplicaciones. Esto es así sobre todo en el caso de los núcleos de ferrita disponibles como toroides, núcleos redondos con un entrehierro y en forma de "U", "E" e "I". Hay materiales laminados disponibles como toroides de devanado de cinta y núcleos "C". Como ejemplo se muestra en la figura 30-6*a* un núcleo doble "E".

Junto con la mayoría de los núcleos se entrega un bobinador o armazón de bobina, y el área de la sección transversal efectiva $A_w = h_w b_w$, disponible para los devanados de cobre en la bobina, se da como se muestra en la figura 30-6*b*. Estas bobinas también están disponibles en una gran variedad de tamaños y formas.

Una vez seleccionado un núcleo como el de la figura 30-6*a*, se debe optimizar la combinación de dimensiones d, h_a y b_a. Se procura que las dimensiones de la bobina h_w y b_w de la figura 30-6*b* se asemejen lo más posible a las del núcleo h_a y b_a. La combinación óptima de las dimensiones del núcleo suele lograrse mediante un programa computarizado de optimización. Los criterios para la optimización pueden ser el

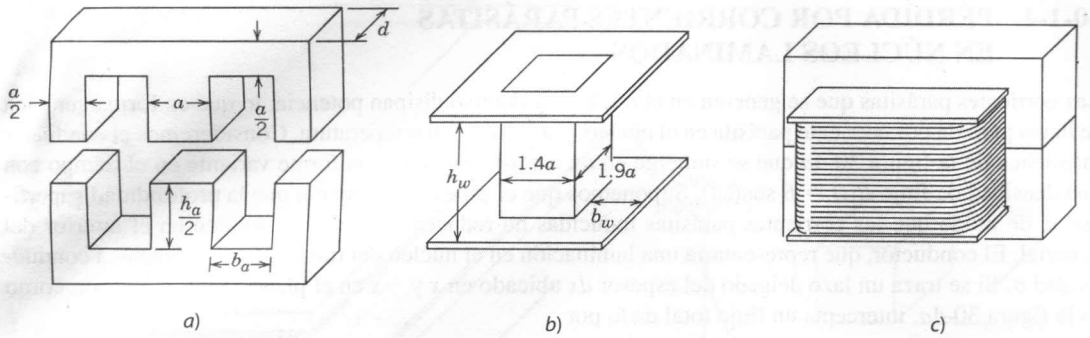


Figura 30-6 Diagrama dimensionado de *a*) un núcleo doble "E", *b*) un núcleo de bobina y *c*) un núcleo ensamblado con devanado.

volumen o el peso total más bajo para una determinada especificación, o bien el costo más bajo. El costo más bajo depende del costo relativo del devanado de alambre de cobre en comparación con el del material del núcleo. El diseño óptimo puede variar conforme esta relación cambie con el tiempo.

El fabricante de equipos de electrónica de potencia por lo general compra núcleos y bobinas a un proveedor de estos componentes. De este modo, el comprador supone que el fabricante del núcleo hizo la optimización correcta. Para la producción masiva en gran escala puede ser más económico comprar componentes magnéticos a la medida porque se optimizan con los criterios del productor del equipo y además se elige un tamaño de núcleo entre dos estándares.

Para el núcleo de doble "E" de la figura 30-6*a*, la experiencia muestra que un conjunto óptimo de dimensiones puede ser $b_a = a$, $d = 1.5a$, $h_a = 2.5a$, $b_w = 0.7a$ y $h_w = 2a$. Usaremos esta combinación en ejemplos posteriores de este capítulo. Con este conjunto óptimo de dimensiones relativas, el núcleo de la figura 30-6*a* es como el que se muestra en la tabla 30-1. Además del tamaño relativo (en la escala del parámetro *a*), también se presentan los valores absolutos que corresponden a $a = 1$ cm. Una base de datos con este tipo de informaciones de todos los núcleos que emplee una determinada organización es una herramienta invaluable para simplificar el proceso de diseño de inductores/transformadores. Estos datos se obtienen de las hojas de datos de los vendedores, o los compila el usuario del núcleo.

30-2 DEVANADOS DE COBRE

Los devanados de conductores en un inductor o transformador están hechos de cobre por su alta conductividad. La alta ductilidad del cobre facilita el doblado de los conductores en devanados estrechos alrededor de un núcleo magnético y reduce por tanto la cantidad de cobre y volumen necesarios para los devanados. Esta alta conductividad ayuda a reducir la cantidad de cobre necesario para la demanación y, por tanto, el volumen y peso de los devanados. Con las densidades de corriente que se usan en inductores y transformadores, la pérdida eléctrica es una fuente importante de calor, a pesar de que la conductividad de cobre es

Tabla 30-1 Características geométricas de un núcleo casi óptimo para el diseño de inductores/transformadores

Característica	*Tamaño relativo*	*Tamaño relativo para a = 1 cm*
Área del núcleo $A_{\text{núcleo}}$	$1.5a^2$	1.5 cm^2
Área de bobinado A_w	$1.4a^2$	1.4 cm^2
Área del producto de AP $= A_wA_c$	$2.1a^2$	2.1 cm^4
Volumen del núcleo $V_{\text{núcleo}}$	$13.5a^3$	13.5 cm^3
Volumen del devanado V_w [a]	$12.3a^3$	12.3 cm^3
Área de superficie total del inductor/transformador ensamblado [b]	$59.6a^2$	59.6 cm^2

Notas: [a] El volumen total se estima como el volumen en las ventanas de devanado $2A_w(d + 0.4a)$ más los dos volúmenes rectangulares $A_w(d + 0.4a)$, uno de cada lado del núcleo, y cilindros de círculo de cuatro cuartos (radio b_w y altura h_w). Se incluyen los factores de $0.4a$ para tener en cuenta el espesor finito de la bobina.

[b] Se supone que el área de superficie total está compuesta por el área exterior del núcleo ($50.5a^2$) más el área de las bridas superior e inferior ($5.9a^2$) de los devanados y el área de las esquinas redondeadas de cuarto de cilindro del radio $0.7a$ y altura $2a$ (el área total de cuatro cuartos de cilindro es $8.8a^2$), menos el área del núcleo cubierta por las cuatro esquinas del cuarto de cilindro [área total $= 4(2a)(0.7a) = 5.6a^2$].

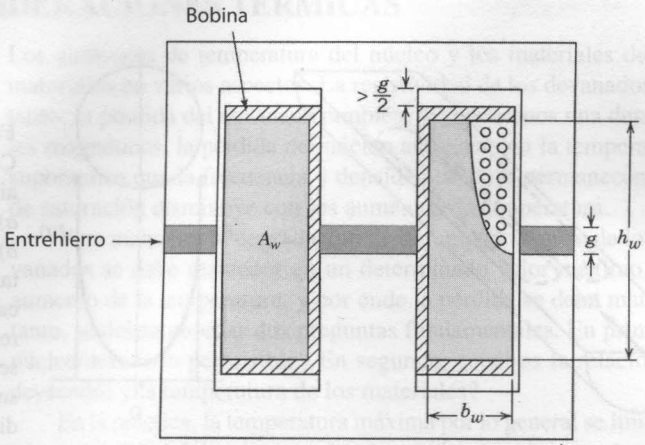


Figura 30-7 Vista transversal de un núcleo doble "E" y bobina ensamblados como inductor. El espacio del entrehierro está soportado por un material aislante (área sombreada).

grande. El calor que se genera eleva tanto la temperatura de los devanados como la del núcleo magnético. La cantidad de disipación permisible en los devanados está limitada por consideraciones de temperatura, como vimos en la pérdida del núcleo.

30-2-1 EL FACTOR DE RELLENO DE COBRE

En la figura 30-7 se aprecia la sección transversal normal de un devanado multiespiras en un núcleo magnético, en este caso, una ventana de devanado del núcleo doble "E". Una perspectiva del devanado en el núcleo se muestra en la figura 30-6*c*. El conductor de cobre con que está fabricado el devanado tiene un área de sección transversal A_{Cu}. El conductor puede constar de un solo alambre redondo o puede ser un conductor especial multitrensado, como un conductor Litz, en el que cada hilo tiene un diámetro del orden de unos cuantos cientos de micrones o menos. El conductor Litz se usa donde el efecto de superficie presentaría problemas.

El número total de vueltas N en la ventana de devanado del núcleo multiplicado por el área del conductor A_{Cu} da el área de cobre total en la ventana de devanado. El área de cobre total será menor que el área A_w de la ventana de devanado por varias razones. En primer término, la forma geométrica de los conductores, por lo general circular, y el proceso de arrollamiento impiden que los conductores N llenen la ventana por completo. En segundo término, el conductor debe estar cubierto por un aislante eléctrico, de modo que las vueltas contiguas no se pongan en cortocircuito entre sí. Este aislante ocupa una parte del área de devanado. La relación entre el área de cobre total y la ventana de devanado se llama factor de relleno de cobre k_{Cu}, y está dada por

$$k_{Cu} = \frac{NA_{Cu}}{A_w} \tag{30-9}$$

Los valores prácticos del factor de relleno abarcan desde el 0.3 para el conductor Litz hasta 0.5 a 0.6 para conductores redondos.

30-2-2 PÉRDIDA DE DEVANADO POR RESISTENCIA DE CC DE DEVANADOS

La potencia $P_{Cu,esp.}$ disipada por unidad de volumen de cobre en un devanado de cobre debido a su resistencia de CC está dada por

$$P_{Cu,esp} = \rho_{Cu}(J_{rms})^2 \tag{30-10}$$

donde $J_{rms} = I_{rms}/A_{cu}$ es la densidad de corriente en el conductor e I_{rms} es la corriente rms en el devanado. Sin embargo, es más conveniente expresar $P_{Cu,esp.}$ como potencia disipada por unidad de volumen del devanado, $P_{w,esp.}$ El volumen total V_{Cu} del cobre se da por $V_{Cu} = k_{Cu}V_w$, donde V_w es el volumen total del devanado. Si usamos este resultado para expresar $P_{w,esp.}$, tenemos

$$P_{w,esp} = k_{Cu}\rho_{Cu}(J_{rms})^2 \tag{30-11}$$

Si la resistividad de cobre a 100°C (2.2×10^{-8} Ω-m) se usa en la ecuación 30-11 y J_{rms} se expresa en A/mm^2, el valor de $P_{w,esp.}$ resulta

$$P_{w,esp} = 22k_{Cu}(J_{rms})^2 \quad (\text{mW/cm}^3) \tag{30-12a}$$

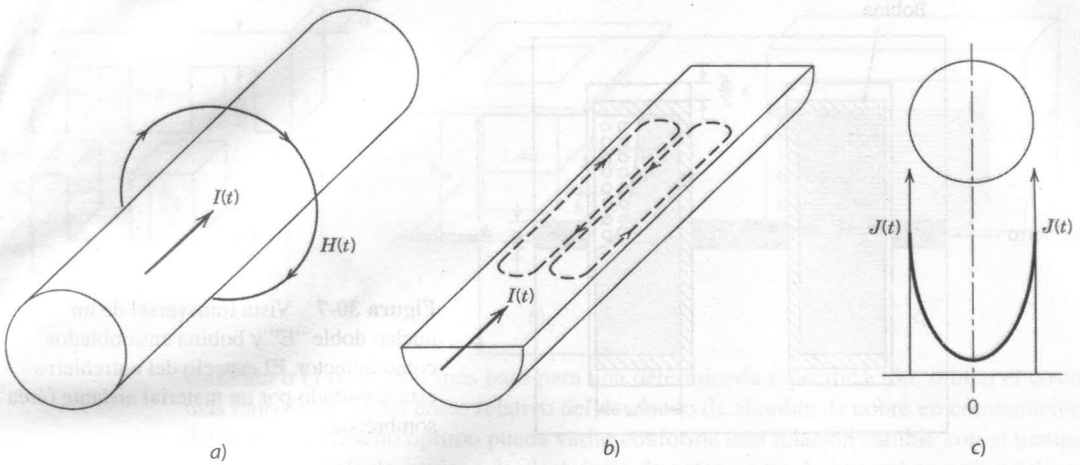


Figura 30-8
Conductor de cobre aislado que conduce *a*) una corriente $i(t)$, *b*) corrientes parásitas generadas por el campo magnético resultante y *c*) consecuencias del efecto superficial para la distribución de corriente.

30-2-3 EFECTO SUPERFICIAL EN DEVANADOS DE COBRE

El efecto superficial ocurre en los conductores de cobre de los devanados de inductores y transformadores exactamente de la misma forma que describimos para el núcleo magnético. Consideremos el conductor sencillo de cobre de la figura 30-8*a*, que conduce una corriente variante en el tiempo $i(t)$. Esta corriente genera los campos magnéticos de la figura 30-8*a*, que a la vez generan las corrientes parásitas de la figura 30-8*b*. Estas corrientes parásitas fluyen en sentido opuesto a la corriente aplicada $i(t)$ en el interior del conductor, y por tanto tienden a blindar el interior del conductor de la corriente aplicada y el resultante campo magnético. Como resultado, la densidad de corriente total es mayor en la superficie del conductor y se deteriora en forma exponencial con la distancia al interior del conductor, como se observa en la figura 30-8*c*. La longitud de deterioro característica es la profundidad superficial dada por la ecuación 30-3. La tabla 30-2 muestra la profundidad superficial en cobre con diferentes frecuencias a una temperatura de 100°C.

Si las dimensiones de la sección transversal del conductor que se usan en el devanado son mucho más grandes que la profundidad superficial, la mayoría de la corriente conducida por el conductor se limita a una capa relativamente delgada en la superficie con un espesor aproximado de una profundidad superficial, como se ilustra en la figura 30-8*c*. El resultado neto es que la resistencia efectiva del conductor es mucho más grande que la resistencia de CC, porque el área de sección transversal efectiva para el flujo de corriente es pequeña en comparación con la sección transversal geométrica del conductor. Esto causa que las pérdidas del devanado sean mucho más grandes de lo que serían para una corriente CC.

La solución es usar conductores con dimensiones de sección transversal del orden del tamaño de la profundidad superficial. Si d es el diámetro de un conductor redondo o el espesor de un conductor rectangular, los cálculos demuestran que, si $d \leq 2\delta$, es posible no tomar en cuenta las consecuencias del efecto superficial. Estas consideraciones permitieron arreglos de conductores especiales para aplicaciones de altas frecuencias. Algunos de estos arreglos de conductores son el alambre Litz, ya descrito, y los devanados de lámina delgada. Veremos las pérdidas por corriente parásita con más detalle en secciones posteriores de este capítulo. El efecto neto de estas pérdidas es incrementar la resistencia efectiva del devanado a un valor R_{CA}. Esto modifica la ecuación 30-12*a* a

$$P_{w,\text{esp}} = 22\, k_{\text{Cu}} \frac{R_{\text{CA}}}{R_{\text{CC}}} (J_{\text{rms}})^2 \tag{30-12b}$$

donde R_{CC} es la resistencia de CC del devanado.

Tabla 30-2 Profundidad superficial en cobre a 100°C en varias frecuencias

Frecuencia	*50 Hz*	*5 kHz*	*20 kHz*	*500 kHz*
δ	10.6 mm	1.06 mm	0.53 mm	0.106 mm

30-3 CONSIDERACIONES TÉRMICAS

Los aumentos de temperatura del núcleo y los materiales de devanado degradan el desempeño de estos materiales en varios aspectos. La resistividad de los devanados de cobre aumenta con la temperatura, y por tanto, la pérdida del devanado también, si suponemos una densidad de corriente constante. En los materiales magnéticos, la pérdida del núcleo aumenta con la temperatura que supere aproximadamente 100°C, si suponemos que la frecuencia y densidad de flujo permanecen constantes. El valor de la densidad de flujo de saturación disminuye con los aumentos de temperatura.

Para mantener la degradación de desempeño dentro de los límites, la temperatura del núcleo y los devanados se debe mantener en un determinado valor máximo. La pérdida de devanado y núcleo causa el aumento de la temperatura, y por ende la pérdida se debe mantener en un determinado valor máximo. Por tanto, se deben abordar dos preguntas fundamentales. En primer lugar, ¿cuál es la máxima temperatura de núcleo/devanado permisible? En segundo, ¿cuál es la relación cuantitativa entre la pérdida (de núcleo y devanado) y la temperatura de los materiales?

En la práctica, la temperatura máxima por lo general se limita de 100 a 125°C por varias consideraciones. La confiabilidad del aislante en los devanados de cobre, por lo común una capa delgada de barniz, disminuye rápidamente con los incrementos de temperatura muy superiores a los 100°C. En muchos materiales magnéticos, en especial ferritas, la pérdida del núcleo es un mínimo de alrededor de 100°C. Otros componentes, como dispositivos semiconductores de potencia operados en estrecha cercanía de los inductores y transformadores, tienen temperaturas elevadas debido a la disipación de potencia interna. Como el calor se transfiere entre componentes en estrecha cercanía por medio de la radiación y convección, la temperatura de estado permanente de todos los componentes se equilibra en un valor común. En tales circunstancias, la temperatura máxima global del sistema de electrónica de potencia se determina por el componente con la menor temperatura máxima permisible. El límite de 100 a 125°C para componentes magnéticos es más o menos el mismo que para componentes semiconductores de potencia y otros componentes pasivos.

Por lo general se supone que la temperatura interna y la temperatura de superficie del inductor o transformador son casi las mismas, porque la disipación de potencia se distribuye de manera más o menos uniforme por todo el volumen del núcleo y de los devanados. Esto produce un área transversal grande para la conducción de calor a la superficie y para longitudes de rutas relativamente cortas. Además, las conductividades térmicas de los materiales son grandes. Por tanto, la resistencia térmica de importancia en la determinación de la temperatura del inductor o transformador es la resistencia de superficie en tempertura ambiente, $R_{\theta sa}$, que definimos en el capítulo 29, ecuación 29-22, y que se llama resistencia térmica de disipador al ambiente. Los componentes de radiación, $R_{\theta rad}$, y de convección, $R_{\theta conv}$, de $R_{\theta sa}$ son funciones de la diferencia de temperatura y el área de superficie A del componente. Para obtener un valor cuantitativo de $R_{\theta sa}$, se tendría que analizar un núcleo y devanado particular con dimensiones específicas. Efectuaremos esto como ejemplo específico en una sección posterior de este capítulo. Sin embargo, se obtienen tendencias útiles e interesantes sin tener que recurrir a dimensiones numéricas específicas.

Tanto $R_{\theta rad}$, dada por la ecuación 29-17, como $R_{\theta conv}$ [si suponemos que $(d_{vert})^{0.25} \approx$ constante para una variación limitada de d_{vert}, dada en la ecuación 29-20] son inversamente proporcionales al área superficial A del inductor/transformador, si suponemos una diferencia de temperatura fija ΔT. Por ende, $R_{\theta sa}$, según la ecuación 29-22, es también inversamente proporcional al área de superficie A. El área de superficie de cualquier núcleo, por ejemplo, el núcleo doble "E" de la figura 30-7*a*, es proporcional al cuadrado de una dimensión característica, a (véase la tabla 30-1 para el área de superficie en términos de esta dimensión característica para el núcleo doble "E" de la figura 30-7*a*). Por tanto, en general podemos escribir para cualquier inductor o transformador con un valor específico de ΔT

$$R_{\theta sa} = \frac{k_1}{a^2} \tag{30-13}$$

donde k_1 es una constante. Como conocemos ΔT y es fijo, la ecuación $\Delta T = R_{\theta sa}\,(P_{núcleo} + P_w)$, donde $P_{núcleo} = P_{c,esp}V_c$ y $P_w = P_{w,esp}V_w$ (V_c = volumen del núcleo y V_w = volumen del devanado; véase la tabla 30-1 para un ejemplo), se puede invertir para encontrar $(P_{núcleo} + P_w)$ como

$$P_{núcleo} + P_w = k_2 a^2 \tag{30-14}$$

donde k_2 es una constante. En un diseño óptimo, $P_{c,esp} \approx P_{w,esp} = P_{esp}$, y si usamos esta información junto con la observación de que tanto el volumen del núcleo como el de los devanados es proporcional al cubo de la longitud característica a, podemos usar la ecuación 30-14 para expresar P_{esp} como

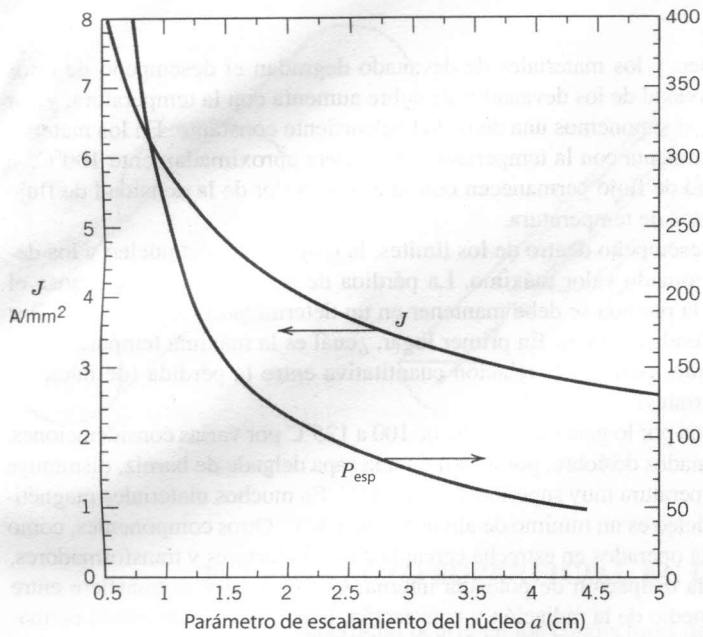


Figura 30-9 Máxima densidad de corriente J y disipación de potencia específica (densidad de potencia) P_{esp} como funciones del parámetro de escalamiento a del núcleo doble "E". Se suponen una máxima temperatura de superficie del núcleo de 100°C y una máxima temperatura del ambiente de 40°C. Se usa alambre Litz con $k_{Cu} = 0.3$ para la densidad de corriente respecto del parámetro de escalamiento del núcleo (ecuación 30-17).

$$P_{esp} = \frac{k_3}{a} \tag{30-15}$$

donde k_3 es una constante. Si usamos la ecuación 30-2 en la ecuación 30-15 para expresar P_{esp} en términos del flujo B_{CA} y la frecuencia f, obtenemos

$$B_{CA} = \frac{k_4}{f^{0.52}a^{0.4}} \tag{30-16}$$

donde k_4 es una constante. Si la pérdida del núcleo es un poco distinta de la que da la ecuación 30-2, la ecuación 30-16 se modificaría de manera correspondiente. Cuando se invierte la ecuación 30-12 para resolver la densidad de corriente J_{rms} y se usa la ecuación 30-15 para la pérdida de devanado específica, tenemos

$$J_{rms} = \frac{k_s}{\sqrt{k_{Cu}a}} \tag{30-17}$$

donde k_5 es una constante.

Las ecuaciones de 30-15 a 30-17 son en particular útiles porque muestran el escalamiento de la pérdida específica permisible, P_{esp}, en el núcleo y los devanados, la densidad de flujo permisible, B_{CA}, y la densidad de corriente permisible, J, para una diferencia de temperatura determinada $\Delta T = T_s - T_a$ con el tamaño físico del inductor/transformador. Estas ecuaciones se trazan como función de a.

Si se desea, se evalúan las constantes de proporcionalidad, k_3, k_4 y k_5 cuantitativamente para tamaños de núcleos específicos, como el núcleo doble "E" de la figura 30-6 y de la tabla 30-1. Ahora las ecuaciones 30-15 y 30-17 se trazan como función de a, como en la figura 30-9. Si se mantiene una base de datos de estas informaciones, como se indica en la figura 30-9, para diversas formas y tamaños comunes, se simplifica en gran medida el proceso de diseño global para inductores y transformadores, como demostraremos en una sección posterior.

30-4 ANÁLISIS DEL DISEÑO ESPECÍFICO DE UN INDUCTOR

El propósito del análisis en las secciones 30-1 a 30-3 es sentar las bases de un procedimiento detallado para diseñar inductores y transformadores. Sin embargo, estas secciones demuestran que muchas variables a veces muy vinculadas participan en el procedimiento de diseño final. Como casi siempre es más fácil en-

tender el análisis que el diseño, veremos el desempeño del diseño específico de un inductor. Este análisis servirá para ilustrar con mayor detalle los múltiples factores que influyen en el diseño de inductores y transformadores, y facilitará la descripción del procedimiento de diseño.

30-4-1 PARÁMETROS DEL INDUCTOR

En este ejemplo de diseño, se usa un inductor devanado sobre el núcleo doble "E" de la figura 30-6*a*. El ancho del núcleo $a = 1$ cm, y en la tabla 30-1 se enlistan muchas dimensiones importantes del núcleo. El inductor se usa en un circuito resonante con 100 kHz con una corriente de onda sinusoidal del peor de los casos o especificado de 4 A rms. Debido a la alta frecuencia y la magnitud de la corriente especificada $I_{\text{rms}} = 4$ A, se usa un conductor Litz con un área de cobre de $A_{\text{Cu}} = 0.64$ mm^2. El número de vueltas $N = 66$ y la bobina están completamente llenos. En el inductor, el entrehierro total (véanse las figuras 30-7 y 30-8), Σg, es de 3 mm, y está compuesto por cuatro entrehierros (dos en serie en cada rama) en el flujo, o rutas del lazo del campo H. El inductor es negro con una emisividad $E = 0.9$. La temperatura del ambiente $T_a = 40°$C o menos. Se deben calcular la inductancia L y su temperatura de zona caliente. A fin de simplificar el análisis, ignoramos las pérdidas por corrientes parásitas debido al efecto de proximidad.

30-4-2 CARACTERÍSTICAS DEL INDUCTOR

30-4-2-1 Factor de relleno de cobre k_{Cu}

Mediante la ecuación 30-9 con $N = 66$, $A_{\text{Cu}} = 0.64$ mm^2 y $A_w = 140$ mm^2 de la tabla 30-1 nos da

$$k_{\text{Cu}} = \frac{(66)(0.64)}{140} = 0.3$$

30-4-2-2 Densidad de corriente J y pérdidas de devanado P_w

La densidad de corriente en el devanado con la máxima densidad de corriente $I_{\text{rms}} = 4$ A es

$$J_{\text{rms}} = \frac{I_{\text{rms}}}{A_{\text{Cu}}} = \frac{4A}{0.64 \text{ mm}^2} = 6.25A/\text{mm}^2$$

Con la ecuación 30-12a y $V_w = 12.3$ cm^3 de la tabla 30-1, la pérdida de devanado total con la corriente especificada es

$$P_w = P_{w,\text{esp}} V_w = 22k_{\text{Cu}}(J_{\text{rms}})^2 V_w = (22)(0.3)(6.25)^2(12.3) = 3.17\text{W}$$

30-4-2-3 Densidades de flujo y pérdidas del núcleo

La corriente pico del inductor en el peor de los casos es $\hat{I} = \sqrt{2} I_{\text{rms}} = 5.66$ A y por tanto $\hat{I}N = (5.66)\ (66) = 374\ At$. Según la ecuación 3-54, si suponemos que $H_{\text{núcleo}} = 0$, el campo en el entrehierro, H_g, es

$$\hat{H}_g = \frac{\hat{I}N}{\Sigma_g} = \frac{374}{0.003} = 1.25 \times 10^5 \text{ At}/m$$

Con las ecuaciones 3-55 y 3-56, la densidad de flujo $\hat{B}_g = 4\pi \times 10^{-7}\ \hat{H}_g = 157$ mT. En cada entrehierro del núcleo magnético hay flujo de dispersión, como se muestra en la figura 30-10*a*. El flujo total en el entrehierro debe ser el mismo que el flujo total en el núcleo, pero como el flujo total en el entrehierro está extendido por toda un área transversal más grande, la densidad de flujo en el entrehierro es significativamente más baja que la densidad del flujo en el núcleo. Esta disminución de la densidad del flujo del entrehierro se muestra en forma esquemática en la figura 30-10*c* como el número disminuido de líneas de flujo por unidad de área en el entrehierro, en comparación con el mismo número de líneas que se confinan al área transversal más pequeña del núcleo. En este análisis simplificado modelaremos el efecto del entrehierro como el bloque rectangular de la figura 30-10*c* con una altura o longitud del entrehierro g y un área transversal A_g dada por

$$A_g = (a + g)(d + g) \tag{30-18}$$

Ahora, con la ecuación 3-59, obtenemos para $\hat{B}_{\text{núcleo}}$

$$B_{\text{núcleo}} = \frac{A_g}{A_c} B_g \tag{30-19}$$

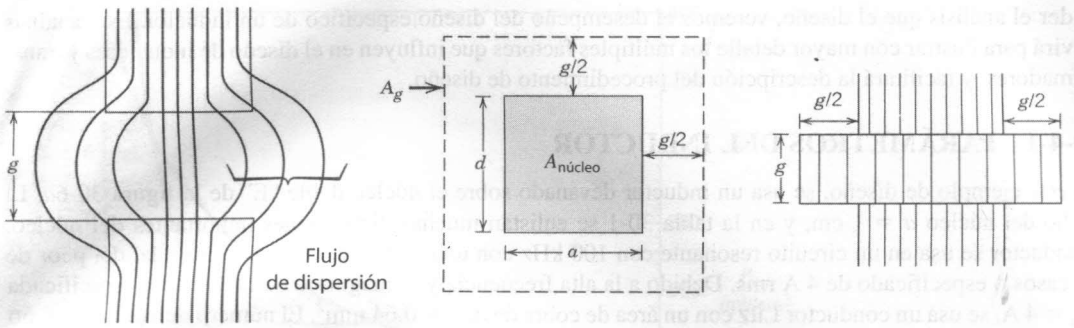


Figura 30-10
Campos de dispersión en el entrehierro de *a*) un inductor, *b*) el área transversal efectiva del entrehierro y *c*) una representación equivalente del entrehierro.

Mediante esta ecuación junto con la información del área de la tabla 30-1 y $\hat{B}_g = 157$ mT, obtenemos $\hat{B}_{\text{núcleo}} = (1.69)(157)/1.5 = 177$ mT. Esto también es el valor de B_{CA}, pues no fluye ninguna corriente de CC en el inductor.

El flujo máximo total se calcula como

$$\hat{\phi}_{\text{máx}} = \hat{B}_{\text{núcleo}} A_{\text{núcleo}} = (0.177)(1.5 \times 10^{-4}) = 2.6 \times 10^{-5}\,\text{Wb} \tag{30-20}$$

En la figura 30-2 se presenta un nomograma de las pérdidas del núcleo específicas del material ferrita 3F3 del núcleo. Según esta figura, con una temperatura del núcleo de 100°C y una frecuencia de 100 kHz, la pérdida de potencia es de 245 mW/cm^3 y, por tanto, la máxima pérdida total del núcleo $P_{\text{núcleo}} = 3.3$ W (volumen del núcleo = 13.5 cm^3, según la tabla 30-1).

30-4-3 INDUCTANCIA *L*

Si suponemos una relación lineal entre el flujo y la corriente, las ecuaciones 3-57 y 3-67 sirven para encontrar la inductancia *L* como

$$L = \frac{N\hat{\Phi}}{\hat{I}} = \frac{(66)(2.65 \times 10^{-5})}{(5.66)} = 309\mu H \tag{30-21}$$

En este planteamiento suponemos que el flujo que se fuga entre los yugos superior e inferior del núcleo es insignificante, suposición que no se cumple muy bien. Esto produce un valor medido de la inductancia *L* significativamente mayor que los 0.31 mH que se indican arriba, el cual se basa en el entrehierro $\Sigma g = 3$ mm. Otras consecuencias de este flujo de fuga descartado son densidades de flujo del núcleo más grandes que el valor calculado de 177 mT y mayores pérdidas del núcleo. Si la meta del diseño es limitar las pérdidas del núcleo a 3.3 W, se debe aumentar el entrehierro total hasta que $L = 0.31$ mH. Con este valor de *L*, $\hat{B}_{\text{núcleo}}$ será igual a 177 mT.

30-4-4 TEMPERATURAS EN EL INDUCTOR

Tanto la transferencia de calor por radiación como por convección contribuyen al enfriamiento de un inductor o transformador. La resistencia térmica debido a la transferencia de calor por radiación, $R_{\theta,\text{rad}}$, se da en la ecuación 29-17. Con esta ecuación y un área de superficie total para el inductor de 0.006 m^2 (véase la tabla 30-1) junto con $T_s = T_{\text{carcasa}} = 100$°C y $T_a = 40$°C, $R_{\theta,\text{rad}}$ se convierte en

$$R_{\theta,\text{rad}} = \frac{60}{(5.1)(0.006)\left[\left(\frac{373}{100}\right)^4 - \left(\frac{313}{100}\right)^4\right]} = 20.1°C/W$$

La resistencia térmica debido a convección, $R_{\theta,\text{conv}}$, se da en la ecuación 29-20. Para el inductor en consideración, los valores numéricos correspondientes de los parámetros de la ecuación 29-20 son $d_{\text{vert}} = 3.5a = 3.5$ cm, $\Delta T = 60$°C, y un área de superficie $A = 0.006$ m^2. Con estos valores, $R_{\theta,\text{conv}}$ es

$$R_{\theta,\text{conv}} = \frac{1}{(1.34)(0.006)}\sqrt[4]{\frac{0.035}{60}} = 19.3°C/W$$

Estas dos resistencias térmicas están en paralelo, y la resistencia térmica total, la carcasa del inductor en temperatura ambiente cuando $T_{\text{carcasa}} = 100°\text{C}$ y $T_a = 40°\text{C}$, es $R_\theta = 9.8°\text{C/W}$. La máxima temperatura de la carcasa T_{carcasa} con este valor de R_θ en la ecuación 29-5 es

$$T_{\text{carcasa,máx}} = (9.8)(3.17 + 3.3) + 40 = 104°C$$

La llamada temperatura de zona caliente en el centro de la rama central del inductor puede estar de 5 a 10°C por arriba de la temperatura de superficie de la carcasa de 104°C. La conductividad térmica de la ferrita es muy grande y, por tanto, la temperatura del centro de las dos ramas extremas sólo puede estar más o menos 2°C arriba de la temperatura de la superficie. La temperatura media del núcleo se estima en 106°C. La pérdida del núcleo específica es un mínimo a 100 °C, de modo que la pérdida del núcleo calculada a 100°C debe ser válida a 106°C.

Se debe instalar un prototipo del inductor en el gabinete del convertidor resonante. Se debe operar en las condiciones especificadas (4 A, 100 kHz, $T_a = 40°\text{C}$), y se debe medir la temperatura de la superficie. Si la temperatura de la superficie es demasiado alta o demasiado baja, el diseño se cambia en forma correspondiente.

30-4-5 EFECTO DE UNA SOBRECORRIENTE EN LA TEMPERATURA DE ZONA CALIENTE

Las consecuencias de una sobrecorriente para el desempeño del inductor, en especial en la temperatura de la zona caliente, se deben estudiar antes de concluir nuestra revisión de este ejemplo específico. Con fines ilustrativos, supondremos una sobrecorriente de 25%, es decir, $I_{\text{rms}} = 5$ A, correspondiente a $\hat{B}_{\text{núcleo}} = 0.221$ Wb. Esta sobrecorriente no cambia la inductancia, pues el núcleo aún está en su zona lineal magnética. Sin embargo, la pérdida en los devanados aumenta por un factor de $(5/4)^2 = 56\%$ (suponemos constante la resistividad del devanado). B_{CA} aumenta por el mismo factor de 1.25 que la corriente y, con la gráfica de pérdida del núcleo de la figura 30-2, la pérdida del núcleo específica con $B_{\text{CA}} = 0.221$ Wb es de 440 mW/cm^3. La ecuación 30-2*b* con los valores correspondientes para un material de núcleo de 3F3 pronostica que un incremento de B_{CA} por el factor de 1.25 incrementa a $P_{m,\text{esp}}$ por un factor de 1.77, es decir, holgadamente dentro de la precisión del nomograma de la figura 30-2, lo que da un incremento de 1.8.

Las pérdidas totales en el inductor cuando la corriente es 5 A y la frecuencia es 100 kHz es $P = P_w + P_{\text{núcleo}} = (3.17)(1.56) + (3.31)(1.8) = 10.9$ W. Si suponemos que $R_\theta = 9.8°\text{C/W}$ (calculado con $T_{\text{carcasa}} = 100°\text{C}$ y $T_a = 40°\text{C}$) aún se puede usar, la diferencia de temperatura de carcasa a ambiente aumenta de 56°C para una corriente de 4 A a 107°C con una corriente de 5 A. Este aumento grande de temperatura es inaceptable en la mayoría de los diseños. A fin de mantener la ΔT limitada a 60°C en presencia de sobrecorriente, R_θ se debe reducir a 5.5°C/W. Esto se logra ya sea mediante enfriamiento por aire forzado con un ventilador o con un disipador de calor adherido por una resina epoxídica térmica y conductiva al núcleo de ferrita. Se deben realizar pruebas de laboratorio para confirmar esta expectativa.

30-5 PROCEDIMIENTOS DE DISEÑO DE INDUCTORES

En la sección anterior realizamos un análisis detallado del diseño de un inductor específico a fin de resaltar los aspectos importantes del diseño de inductores/transformadores. Este análisis fue una aplicación sencilla de los conceptos de circuitos magnetostáticos del capítulo 3 y de la resistencia térmica del capítulo 29. Sin embargo, en una situación de diseño de un convertidor de electrónica de potencia, el trabajo que enfrenta el diseñador no es el análisis de un inductor o transformador específico donde se conozcan todas las dimensiones y propiedades magnéticas del núcleo. El trabajo suele ser justo lo inverso del ejemplo analítico. En el escenario normal de diseño, las dimensiones y propiedades magnéticas del núcleo, así como el número de vueltas y el tipo de devanado de cobre, se deben especificar para que el inductor o transformador resultante cumpla con un conjunto determinado de especificaciones eléctricas y térmicas. A fin de evitar un planteamiento desorganizado de prueba y falla, se necesita un procedimiento de diseño metódico que permita un diseño correcto en un número mínimo de iteraciones confusas y decisiones de compromiso en el diseño. Un procedimiento de diseño de este tipo se ofrece y se ilustra en esta sección. Como el diseño de inductores por lo general está limitado por consideraciones térmicas, el procedimiento de diseño incorpora las limitaciones de disipación de calor como parte básica del proceso de diseño. A fin de simplificar la presentación inicial

del procedimiento de diseño, supondremos que la pérdida por corrientes parásitas es insignificante. Abordaremos las correcciones para la pérdida por corrientes parásitas en una sección posterior.

30-5-1 FUNDAMENTO PARA EL DISEÑO DE INDUCTORES: LA RELACIÓN DE LA ENERGÍA ACUMULADA

Una ecuación común, llamada relación de energía acumulada, es el punto de partida para el diseño de un acumulador. Empezamos su derivación con los resultados del capítulo 3 (ecuación 3-67) para expresar el producto de inductancia/corriente como

$$L\hat{I} = N\hat{\phi} \tag{30-22}$$

El número de vueltas N está dado por la ecuación 30-9 ($N = k_{Cu}A_w/A_{Cu}$). Con la ecuación 3-57, el flujo en el inductor es $\phi = A_{núcleo}B$. El área de cobre requerida A_{Cu} se obtiene de $J_{rms} = I_{rms}/A_{Cu}$. Con estos resultados en la ecuación 30-22, tenemos

$$L\hat{I}I_{rms} = k_{Cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo} \tag{30-23}$$

donde $\hat{B}$ está en Wb y $A_{núcleo}$ está en m^2. Si J_{rms} está en A/mm^2, A_w debe estar en mm^2. El producto del área, PA, está dado por

$$AP = A_wA_{núcleo} \tag{30-24}$$

Las ecuaciones 30-23 y 30-24 son la base para el procedimiento de diseño de un inductor porque relacionan datos del diseño (L, $\hat{I}$ e I_{rms}) al producto de los parámetros de material (J_{rms} y $\hat{B}$) y los parámetros geométricos (k_{Cu}, A_w y $A_{núcleo}$) del núcleo y devanado.

La mayoría de los diseños de inductores echan mano de núcleos estándares comercialmente disponibles. En esta situación, las ecuaciones 30-23 y 30-24 son aún más explícitas para el diseño. La ecuación 30-17 establece la relación cuantitativa entre J_{rms} y el tamaño geométrico del núcleo, mientras que la ecuación 30-16 hace lo mismo para la densidad de flujo $\hat{B}$. Con las ecuaciones 30-16 y 30-17 como sustitutos de J_{rms} y $\hat{B}$ en la ecuación 30-23, y al notar que el producto del área es proporcional a $(a)^4$, escribimos

$$L\hat{I}I_{rms} = \frac{\text{const. } a^{3.1}}{f^{0.52}}\sqrt{k_{Cu}} \tag{30-25}$$

Las suposiciones para obtener esta ecuación son 1) especificar una diferencia de temperatura determinada entre la superficie del inductor y el ambiente, 2) todos los parámetros geométricos del núcleo están disponibles en términos de una dimensión de escalamiento a y 3) ignorar la pérdida por corrientes parásitas debido al efecto de proximidad, tema de análisis posterior.

30-5-2 ESBOZO DE PROCEDIMIENTO DE DISEÑO PARA INDUCTORES DE UN SOLO PASO

En esta sección propondremos el esbozo etapa por etapa del procedimiento de diseño de un inductor de un solo paso. En aras de la sencillez, supondremos que la densidad de flujo instantáneo pico $\hat{B} < B_{sat}$. Si lo que limita a $\hat{B}$ es la saturación magnética y no la pérdida del núcleo, se requieren modificaciones del procedimiento. Analizaremos estas modificaciones en una sección posterior. La naturaleza no iterativa de un solo paso del procedimiento depende de una base de datos completa de características del núcleo disponible para el diseñador. Describiremos la naturaleza detallada de esta base de datos a continuación. El diagrama de flujo de la figura 30-11 resume el procedimiento. Daremos un ejemplo de la aplicación del procedimiento para ilustrar los detalles del procedimiento.

Paso 1 Recabar los criterios para el diseño

Los criterios de diseño consisten en los siguientes parámetros:

a) Valor de inductancia L.
b) Corriente pico especificada o nominal $\hat{I}$.
c) Corriente CC especificada o nominal I_{CC}.
d) Corriente rms especificada o nominal I_{rms}.

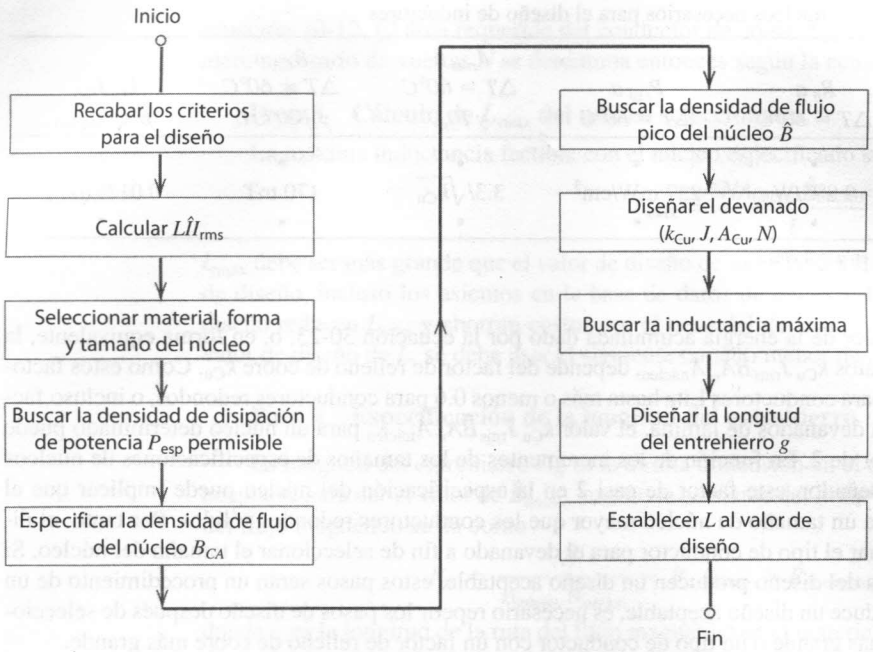


Figura 30-11 Diagrama de flujo del procedimiento de diseño de un inductor de un solo paso. El procedimiento supone la existencia de una extensa base de datos de características de todos los núcleos disponibles para el diseñador del inductor. Estas características incluyen la densidad de disipación de potencia permisible para el rango de temperaturas del diseño.

e) Frecuencia de operación f.
f) Temperatura máxima de la superficie del inductor T_s y temperatura máxima del ambiente T_a.

Los valores de los primeros cinco criterios se encuentran por medio de los cálculos de diseño para el circuito del convertidor de electrónica de potencia específico en el cual se va a usar el inductor. Las temperaturas máximas se determinan a partir de consideraciones de otros componentes de temperatura limitada en el mismo circuito, de las limitaciones de temperatura de los materiales del inductor y del ambiente en el cual el inductor debe operar. Un valor común de T_s es 100°C.

Paso 2 Calcular el valor de energía acumulada $L\hat{I}I_{rms}$

El segundo paso es usar los criterios de diseño para calcular $L\hat{I}I_{rms}$. $\hat{I}$ es el valor pico máximo de la corriente e I_{rms} es el valor máximo de rms de la corriente.

Paso 3 Seleccionar material, forma y tamaño del núcleo

El siguiente paso es seleccionar el material, forma y tamaño del núcleo. En la selección del material influye la frecuencia de operación. El diagrama de desempeño de materiales de la figura 30-3 es útil si se elige la ferrita. Para frecuencias más bajas también se pueden considerar aceros magnéticos, núcleos de hierro pulverizado y vidrios metálicos amorfos. La selección de la forma del núcleo, es decir, núcleo "E", núcleo "U", toroide, etc., depende del costo, disponibilidad y facilidad de realizar los devanados en la forma del núcleo seleccionado.

El tamaño del núcleo se selecciona con base en el valor de $L\hat{I}I_{rms}$ calculado en el paso 2. El diseñador busca en la base de datos el núcleo con el valor más aproximado de $k_{Cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$ (véase la ecuación 30-23) que sea más grande que $L\hat{I}I_{rms}$. Este paso de búsqueda supone que las características de todos los núcleos de interés se tabularon en una base de datos como la de la tabla 30-3. Esta base de datos se elabora independientemente de cualquier diseño particular de inductores, con los métodos ilustrados en las secciones 30-1 y 30-2. Las entradas de la base de datos J_{rms}, B_{CA} y $k_{Cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$ se calculan con la suposición de que la potencia disipada en el inductor se distribuye de manera uniforme por todo el inductor, es decir, que la densidad de disipación de potencia en el devanado $P_{w,esp}$ es igual a la densidad de disipación de potencia en el núcleo, $P_{núcleo,esp}$. Se demuestra en los problemas (problema 30-21) que la densidad de disipación de potencia uniforme rinde el valor más alto del producto J_{rms}, B_{CA} y $k_{Cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$, con el supuesto de una temperatura máxima de superficie T_s y, por tanto, una máxima disipación de potencia total $P_T = [T_s - T_a]/R_{\theta sa}$.

Tabla 30-3 Base de datos de características de núcleos necesarios para el diseño de inductores

Núm. de núcleo	*Material*	$AP = A_w A_{núcleo}$	$R_\theta\, a$ $\Delta T = 60°C$	$P_{esp}\, a$ $\Delta T = 60°C$	$J_{rms}\, a$ $\Delta T = 60°C$ y P_{esp}	$B_{CA}\, a$ $\Delta T = 60°C$ y 100 kHz	$k_{Cu} J_{rms}$ $\hat{B} A_w A_{núcleo}$
•	•	•	•	•	•	•	•
8[a]	3F3	21 cm^4	9.8°C/W	237 mW/cm^3	$3.3/\sqrt{k_{Cu}}$	170 mT	$0.0125\sqrt{k_{Cu}}$
•	•	•	•	•	•	•	•

[a] El núcleo número 8 es el mismo que el de la tabla 30-1 en $a = 1$ cm.

Observe que el valor de la energía acumulada dado por la ecuación 30-23, o, en forma equivalente, la entrada en la base de datos $k_{Cu} J_{rms} \hat{B} A_w A_{núcleo}$, depende del factor de relleno de cobre k_{Cu}. Como estos factores abarcan desde 0.3 para conductores Litz hasta más o menos 0.6 para conductores redondos, o incluso factores más grandes para devanados de lámina, el valor $k_{Cu} J_{rms} \hat{B} A_w A_{núcleo}$ para un núcleo determinado puede variar casi por un factor de 2. En función de los incrementos de los tamaños de especificaciones de núcleos disponibles para el diseñador, este factor de casi 2 en la especificación del núcleo puede implicar que el conductor Litz requiera un tamaño de núcleo mayor que los conductores redondos sólidos. Por tanto, el diseñador debe seleccionar el tipo de conductor para el devanado a fin de seleccionar el tamaño del núcleo. Si los pasos subsiguientes del diseño producen un diseño aceptable, estos pasos serán un procedimiento de un solo paso. Si no se produce un diseño aceptable, es necesario repetir los pasos de diseño después de seleccionar ya sea un núcleo más grande o un tipo de conductor con un factor de relleno de cobre más grande.

Paso 4 Buscar R_θ y P_{esp}

La resistencia térmica $R_{\theta sa}$ (superficie y ambiente) de la combinación de núcleo y devanado es el siguiente punto que se debe buscar. Se busca en la base de datos de núcleos, como en la tabla 30-3, o se calcula con el planteamiento de la sección 30-3. En los dos casos, el valor de $R_{\theta sa}$ debe ajustarse a las temperaturas especificadas T_s y T_a. La densidad de potencia específica permisible, P_{esp}, que se disipa en el núcleo y el devanado se encuentra en la base de datos o se calcula con

$$P_{esp} = P_{núcleo,esp} = P_{w,sp} = \frac{(T_s - T_a)}{R_{\theta sa}(V_{núcleo} + V_W)} \tag{30-26}$$

Paso 5 Especificación de la densidad de flujo del núcleo de CA

La densidad de flujo de CA del núcleo B_{CA} se encuentra ahora mediante la base de datos, en la tabla 30-3. De otra manera, B_{CA} se encuentra con el valor permisible de la disipación de densidad de potencia específica, P_{esp}, estimada en el paso 5, junto con datos como los de la figura 30-2 o la ecuación 30-2, proporcionados por el fabricante del núcleo.

Paso 6 Cálculo de la densidad de flujo pico del núcleo $\hat{B}$

La densidad de flujo en el núcleo del inductor es proporcional a la corriente en el inductor. La aplicación determina la corriente pico $\hat{I}$, y el núcleo del inductor se tiene que seleccionar de modo que la corriente pico $\hat{I}$ genere una densidad de flujo pico $\hat{B}_{núcleo} < B_{sat}$. Si la corriente pico tiene tanto un valor de CC I_{CC} como un valor de CA $\hat{I} - I_{CC}$, la relación

$$\frac{\hat{I} - I_{CC}}{\hat{I}} = \frac{B_{CA}}{\hat{B}_{núcleo}} \quad \text{o} \quad \hat{B}_{núcleo} = B_{CA} \frac{\hat{I}}{\hat{I} - I_{CC}} \tag{30-27}$$

Si la ecuación 30-27 da $\hat{B}_{núcleo} > B_{sat}$, B_{CA} se debe reducir hasta que $\hat{B}_{núcleo} < B_{sat}$. En este caso, el flujo del núcleo no está limitado por pérdidas.

Paso 7 Especificación de los parámetros de arrollamiento (J_{rms}, A_{Cu}, N)

Seleccionamos el tipo de conductor de devanado, ya sea alambre redondo, alambre Litz, etc., en el paso 3, así que conocemos el factor de relleno de cobre, k_{Cu}. La selección del tipo de conductor depende de la frecuencia operativa y la importancia de la pérdida por corrientes parásitas en los devanados. La densidad de corriente permisible se estima ahora con la base de datos de núcleos, tabla 30-3, o por inversión de la

ecuación 30-12. El área requerida del conductor de cobre A_{Cu} se da entonces como $A_{Cu} = I_{rms}/J_{rms}$. El número necesario de vueltas N se determina entonces según la ecuación 30-9.

Paso 8 Cálculo de $L_{máx}$ del núcleo seleccionado

La máxima inductancia factible con el núcleo especificado se da como

$$L_{máx} = \frac{NA_{núcleo}\hat{B}_{núcleo}}{\hat{I}} \tag{30-28}$$

$L_{máx}$ debe ser más grande que el valor de diseño de inductancia si se siguió correctamente el procedimiento de diseño, incluso los asientos en la base de datos de núcleos. Los pasos restantes del procedimiento de diseño reducen $L_{máx}$ y ahorran costos por el peso del devanado de cobre. Si $L_{máx}$ es mucho mayor que el valor de diseño de L, se debe usar el siguiente tamaño menor de núcleo y repetir la secuencia de diseño.

Paso 9 Especificación de la longitud del entrehierro

La longitud del entrehierro Σg es la última dimensión en el diseño de un inductor. El entrehierro debe adaptarse para dar el valor de $\hat{B}_{núcleo}$ cuando la corriente del inductor sea $\hat{I}$. La reluctancia total R_m de la ruta del flujo magnético se da como

$$R_m = \frac{N\hat{I}}{A_{núcleo}\hat{B}_{núcleo}} = R_{m,núcleo} + R_{m,entrehierro} = \frac{l_c}{\mu A_c} + \frac{\Sigma g}{\mu_0 A_g} \tag{30-29}$$

donde l_c es la longitud de la ruta del flujo magnético en el material del núcleo y el área del entrehierro A_g se da por la ecuación 30-18 para un núcleo doble "E". En la mayoría de las situaciones,

$$R_{m,entrehierro} = \frac{\Sigma g}{\mu_0 A_g} \gg R_{m,núcleo} = \frac{I_c}{\mu A_c}$$

de modo que la longitud del entrehierro Σ_g está dada por

$$\Sigma g = \mu_0 A_g R_{m,entrehierro} = \mu_0 A_g \frac{N\hat{I}}{A_{núcleo}\hat{B}_{núcleo}} \tag{30-30}$$

Esta ecuación no sirve para encontrar Σ_g porque el área del entrehierro A_g es una función de la longitud del entrehierro (véase la ecuación 30-18). Además, el parámetro de longitud del entrehierro (g) en la ecuación 30-18 suele ser mucho más pequeño que $g_{especificado}$ porque varios entrehierros más pequeños están distribuidos de manera uniforme alrededor de la ruta del flujo magnético. Si hay N_g donde cada uno de estos entrehierros distribuidos tiene una longitud g,

$$\Sigma g = N_g g \tag{30-31}$$

Con los entrehierros distribuidos se mantiene al mínimo el flujo magnético que bordea a los devanados de cobre. Este flujo de bordeado causa pérdidas por corrientes parásitas adicionales en los devanados. Un solo entrehierro grande tendría rutas de flujo magnético de bordeado que penetrarían mucho más en los devanados de cobre y por ende producirían pérdidas por corrientes parásitas mucho mayores que un entrehierro distribuido. La sustitución de las ecuaciones 30-18 y 30-31 en la ecuación 30-30 nos da

$$\Sigma g = \mu_0 \frac{N\hat{I}}{A_{núcleo}\hat{B}_{núcleo}}\left(a + \frac{\Sigma g}{N_g}\right)\left(d + \frac{\Sigma g}{N_g}\right) \tag{30-32}$$

La expansión de la ecuación 30-32 produce una ecuación de segundo grado en el parámetro deseado Σg. En situaciones prácticas de diseño que implican entrehierros distribuidos, la longitud individual del entrehierro $g \ll a$ o d, o, en forma equivalente, $\Sigma g/N_g \ll a$ o d. De este modo, los términos cuadráticos en la ecuación 30-32 se ignoran en comparación con los términos lineales en Σg, y se manipulan para dar

$$\Sigma g \approx \frac{A_{núcleo}}{\dfrac{A_{núcleo}\hat{B}_{núcleo}}{\mu_0 N\hat{I}} - \dfrac{(a+d)}{Ng}} \tag{30-33}$$

Aunque la ecuación 30-33 sólo aplica para un núcleo doble "E", se pueden desarrollar expresiones similares para otras formas de núcleos.

Paso 10 Ajuste del valor de inductancia $L_{máx}$

Si el valor de inductancia deseado $L < L_{máx}$, $L_{máx}$ se reduce con ahorros correspondientes de tamaño, peso y costo de material. La reducción se puede obtener mediante el aumento de la longitud del entrehierro

más allá del valor dado por la ecuación 30-33. Sin embargo, con esto $\hat{B}_{\text{núcleo}}$ sería menor que la máxima densidad de flujo permisible, lo que a su vez produciría menores pérdidas del núcleo y una menor temperatura de la carcasa. Esto sería un diseño deficiente porque no reduciría la pérdida en el devanado de cobre. Un mejor planteamiento sería reducir el número de vueltas N hasta alcanzar el valor deseado de L. El peso y volumen de cobre sería menor, $P_{w,\text{esp}}$ se incrementaría y A_{Cu} se reduciría. Esto también permite ahorrar costos. De este modo, la densidad de flujo se mantiene constante mediante el ajuste de la longitud del entrehierro Σg.

30-5-3 PROCEDIMIENTO ITERATIVO DEL DISEÑO DE INDUCTORES

Si el diseñador no cuenta con una base de datos completa de características de núcleos disponibles similar a la de la figura 30-3, se debe usar un procedimiento de diseño iterativo. En este procedimiento se hace un estimado inicial de la energía acumulada y por tanto del tamaño del núcleo mediante la ecuación 30-23 y los valores normales de J_{rms} y $\hat{B}$. Para el estimado inicial, un valor J_{rms} razonable puede ser de 2 a 4 A/mm^2. Una estimación inicial de B_{CA} se determina con un valor supuesto de $P_{\text{núcleo,esp}}$ y una gráfica de pérdida del núcleo respecto de B_{CA}, como en la figura 30-2 o en la ecuación 30-2. Los valores máximos de $P_{\text{núcleo,esp}}$ en la mayoría de las situaciones de diseño suelen ser de 10 a 100 mW/cm^3, que da, para un material de ferrita 3F3 con una frecuencia de 100 kHz, un valor de B_{CA} entre 47 mT (10 mW/cm^3 y 105 mT (100 mW/cm^3).

Con la estimación inicial del tamaño del núcleo, se calculan luego los valores corregidos de J_{rms} y $\hat{B}$, consistentes con este tamaño de núcleo, y con ellos se obtiene un valor corregido del producto $k_{\text{Cu}}J_{\text{rms}}\hat{B}A_wA_{\text{núcleo}}$. Si este valor corregido es mayor que $L\hat{I}_rI_{\text{rms}}$, se encontró el tamaño correcto del núcleo. Si no es el caso, se debe seleccionar un tamaño de núcleo más grande y repetir el proceso. Las iteraciones continúan hasta encontrar el tamaño correcto. El diagrama de flujo de la figura 30-12 resume este procedimiento.

30-5-4 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR

Como ejemplo del procedimiento de diseño, "designaremos" el inductor analizado en la sección 30-4, con el método de un solo paso.

Paso 1 Criterios de diseño

$L = 300\ \mu\text{H}$
Corriente de onda sinusoidal $\hat{I} = 5.6$ A
$I_{\text{rms}} = 4$ A
Frecuencia = 100 kHz
Temperaturas máximas $T_s = 100°\text{C}$ y $T_a = 40°\text{C}$

Paso 2 Energía acumulada

$L\hat{I}I_{\text{rms}} = 0.0068$ H-A^2

Paso 3 Material, forma y tamaño del núcleo

Como la frecuencia de operación está en 100 kHz, usaremos un material ferrita para el núcleo. El material específico seleccionado es 3F3 porque, según la figura 30-3, este material tiene el mejor factor de desempeño. Seleccionamos un núcleo doble "E" para la forma del núcleo. Según la base de datos de núcleos, en la tabla 30-3, el núcleo número 8 con $a = 1$ cm tiene $k_{\text{Cu}}J_{\text{rms}}\hat{B}A_wA_{\text{núcleo}}$ igual a $0.0125\sqrt{k_{\text{Cu}}}$. Este valor es mayor o igual que 0.0068 en todos los valores de k_{Cu} mayores que 0.3. Seleccionamos el conductor Litz $k_{\text{Cu}} = 0.3$ para el devanado porque tiene la menor pérdida por corriente parásita de cualquier tipo de conductor con frecuencias altas, como 100 kHz.

Paso 4 R_θ y P_{esp}

Según la base de datos de núcleos, $R_\theta = 9.8°\text{C/W}$ y $P_{\text{esp}} = 237$ mW/cm^3.

Paso 5 Densidad de flujo del núcleo CA

En la base de datos de núcleos, $B_{\text{CA}} = 170$ mT.

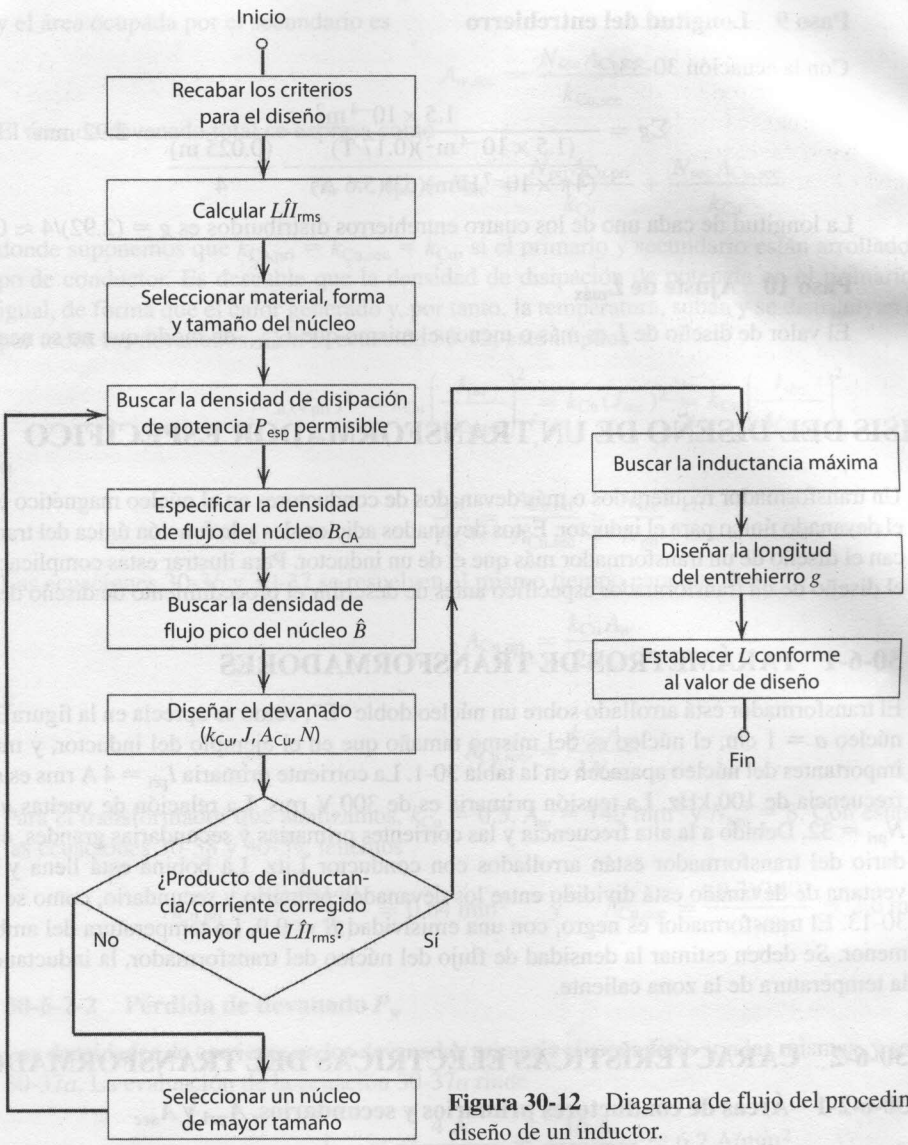


Figura 30-12 Diagrama de flujo del procedimiento iterativo de diseño de un inductor.

Paso 6 Densidad de flujo pico del núcleo

No hay corriente CC en el inductor, y por tanto, $B_{CA} = \hat{B}$.

Paso 7 Parámetros de devanado (k_{Cu}, J_{rms}, A_{Cu}, N)

Como se usa conductor Litz, $k_{Cu} = 0.3$.
Según la base de datos de núcleos, $J_{rms} = 3.3/\sqrt{0.3} = 6$ A/mm^2.
El área requerida del conductor $A_{Cu} = (4\text{ A})(6\text{ A/mm}^2) = 0.67$ mm^2.
El número de vueltas

$$N = \frac{(140\text{ mm}^2)(0.3)}{(0.67\text{ mm}^2)} = 63\text{ vueltas}$$

Paso 8 $L_{máx}$

Con la ecuación 30-28,

$$L_{máx} = \frac{(63)(170\text{ mT})(1.5 \times 0^{-4}\text{ m}^2)}{5.6\text{ A}} = 287\ \mu\text{H}$$

Paso 9 Longitud del entrehierro

Con la ecuación 30-33,

$$\Sigma g = \frac{1.5 \times 10^{-4}\,\text{m}^2}{\dfrac{(1.5 \times 10^{-4}\,\text{m}^2)(0.17\ \text{T})}{(4\pi \times 10^{-7}\,\text{H/m})(63)(5.6\ \text{A})} - \dfrac{(0.025\ \text{m})}{4}} = 2.92\ \text{mm}$$

La longitud de cada uno de los cuatro entrehierros distribuidos es $g = (2.92)/4 \approx 0.73$ mm.

Paso 10 Ajuste de $L_{máx}$

El valor de diseño de L es más o menos el mismo que $L_{máx}$, de modo que no se necesitan ajustes.

30-6 ANÁLISIS DEL DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR ESPECÍFICO

Un transformador requiere dos o más devanados de conductores en el núcleo magnético en comparación con el devanado único para el inductor. Estos devanados adicionales y la función única del transformador complican el diseño de un transformador más que el de un inductor. Para ilustrar estas complicaciones analizaremos el diseño de un transformador específico antes de describir el procedimiento de diseño de transformadores.

30-6-1 PARÁMETROS DE TRANSFORMADORES

El transformador está arrollado sobre un núcleo doble "E", como se aprecia en la figura 30-6*a*. El ancho del núcleo $a = 1$ cm, el núcleo es del mismo tamaño que en el ejemplo del inductor, y muchas dimensiones importantes del núcleo aparecen en la tabla 30-1. La corriente primaria $I_{pri} = 4$ A rms es sinusoidal, con una frecuencia de 100 kHz. La tensión primaria es de 300 V rms. La relación de vueltas $n = N_{pri}/N_{sec} = 4$ y $N_{pri} = 32$. Debido a la alta frecuencia y las corrientes primarias y secundarias grandes, el primario y secundario del transformador están arrollados con conductor Litz. La bobina está llena y el devanado en la ventana de devanado está dividido entre los devanados primario y secundario, como se ilustra en la figura 30-13. El transformador es negro, con una emisividad $E = 0.9$. La temperatura del ambiente $T_a = 40°C$ o menor. Se deben estimar la densidad de flujo del núcleo del transformador, la inductancia de dispersión y la temperatura de la zona caliente.

30-6-2 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL TRANSFORMADOR

30-6-2-1 Áreas de conductores primarios y secundarios, A_{pri} y A_{sec}

Suponemos que el área total A_w está completamente ocupada por los devanados divididos entre el área ocupada por el primario y la ocupada por el secundario. El área ocupada por el primario es

$$A_{w,pri} = \frac{N_{pri} A_{Cu,pri}}{k_{Cu,pri}} \tag{30-34}$$

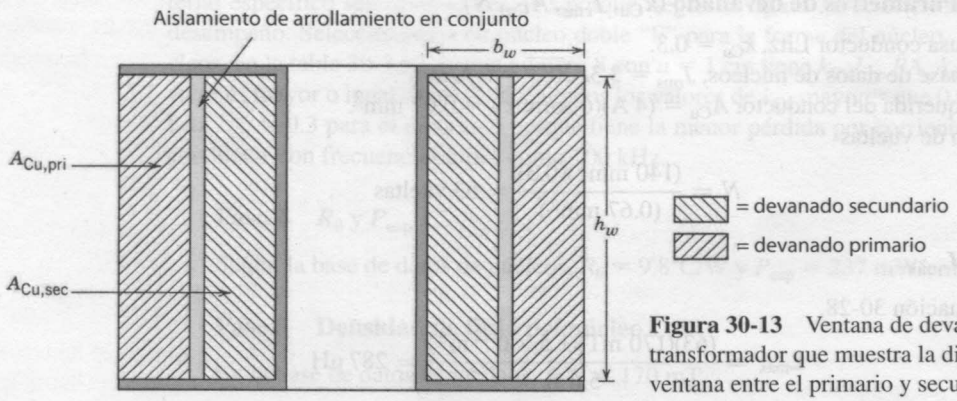


Figura 30-13 Ventana de devanado sobre el núcleo de un transformador que muestra la división de los devanados en la ventana entre el primario y secundario.

y el área ocupada por el secundario es

$$A_{w,\text{sec}} = \frac{N_{\text{sec}} A_{\text{Cu,sec}}}{k_{\text{Cu,sec}}} \tag{30-35}$$

El área de devanado total se expresa como

$$A_w = A_{\text{pri}} + A_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}} A_{\text{Cu,pri}}}{k_{\text{Cu}}} + \frac{N_{\text{sec}} A_{\text{Cu,sec}}}{k_{\text{Cu}}} \tag{30-36}$$

donde suponemos que $k_{\text{Cu,pri}} = k_{\text{Cu,sec}} = k_{\text{Cu}}$, si el primario y secundario están arrollados con el mismo tipo de conductor. Es deseable que la densidad de disipación de potencia en el primario y secundario sea igual, de forma que el calor generado y, por tanto, la temperatura, suban y se distribuyan de modo uniforme por todos los devanados. Con la ecuación 30-12, esto implica

$$k_{\text{Cu}}(J_{\text{pri}})^2 = k_{\text{Cu}}\left(\frac{I_{\text{pri}}}{A_{\text{Cu,pri}}}\right)^2 = k_{\text{Cu}}(J_{\text{sec}})^2 = k_{\text{Cu}}\left(\frac{I_{\text{sec}}}{A_{\text{Cu,sec}}}\right)^2 \tag{30-37a}$$

o

$$\frac{I_{\text{pri}}}{I_{\text{sec}}} = \frac{A_{\text{Cu,pri}}}{A_{\text{Cu,sec}}} = \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pri}}} \tag{30-37b}$$

Las ecuaciones 30-36 y 30-37 se resuelven al mismo tiempo para que den

$$A_{\text{Cu,pri}} = \frac{k_{\text{Cu}} A_w}{2N_{\text{pri}}} \tag{30-38}$$

y

$$A_{\text{Cu,sec}} = \frac{k_{\text{Cu}} A_w}{2N_{\text{sec}}} \tag{30-39}$$

Para el transformador que analizamos, $k_{\text{Cu}} = 0.3$, $A_w = 140$ mm^2 y $N_{\text{sec}} = 8$. Con estas informaciones en las ecuaciones 30-38 y 30-39, tenemos

$$A_{\text{Cu,pri}} = \frac{(0.3)(140)}{(2)(32)} = 0.64 \text{ mm}^2 \quad \text{y} \quad A_{\text{Cu,sec}} = \frac{(0.3)(140)}{(2)(8)} = 2.6 \text{ mm}^2$$

30-6-2-2 Pérdida de devanado P_w

Las densidades de corriente en los devanados primario y secundario son las mismas, y se dan en la ecuación 30-37*a*. La evaluación de la ecuación 30-37*a* rinde

$$J_{\text{rms}} = \frac{4 \text{ A}}{0.64 \text{ mm}^2} = \frac{16 \text{ A}}{2.6 \text{ mm}^2} = 6.2 \text{ A/mm}^2$$

Como las densidades de corriente son las mismas en el primario y el secundario, con la ecuación 30-12 se estiman las pérdidas totales de devanado $P_w = P_{w,\text{esp}} V_w$. El volumen de devanado V_w según la tabla 30-1 es 12.3 cm^3, por lo que la pérdida de devanado total es

$$P_w = (22)(0.3)(6.2)^2(12.3) = 3.1 \text{ W}$$

30-6-2-3 Densidad de flujo y pérdida del núcleo

La densidad de flujo pico en el núcleo, $\hat{B}_{\text{núcleo}}$, se estima a partir del voltaje primario, pues

$$\hat{V}_{\text{pri}} = N_{\text{pri}} A_c \left| \frac{d\hat{B}_{\text{núcleo}} \text{sen}(\omega t)}{dt} \right|_{\text{máx}} = N_{\text{pri}} A_c \omega \hat{B}_{\text{núcleo}} \tag{30-40}$$

Si resolvemos esta ecuación para la densidad de flujo e insertamos los valores numéricos para los parámetros, incluso $\hat{V}_{\text{pri}} = \sqrt{2}\,(300) = 425$ V, tenemos

$$\hat{B}_{\text{núcleo}} = \frac{425 \text{ V}}{(32 \text{ vueltas})(1.5 \times 10^{-4} \text{m}^2)(2\pi)(10^5 \text{Hz})} = 0.141 \text{ T}$$

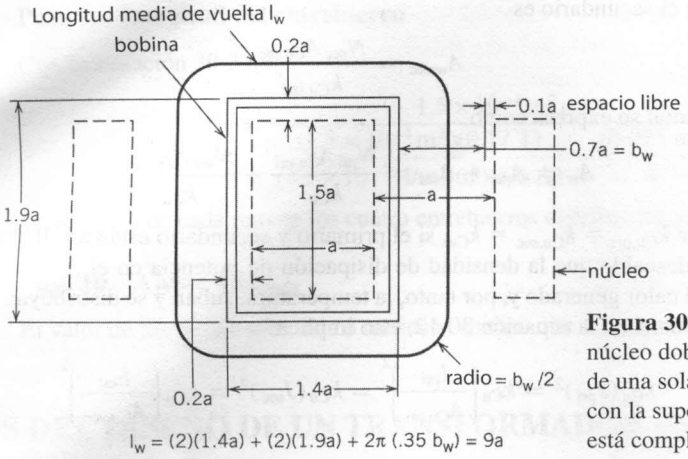


Figura 30-14 Vista superior de la bobina de un núcleo doble "E" que muestra la longitud media l_w de una sola vuelta del conductor (arrollamiento), con la suposición de que la ventana de devanado está completamente llena.

Con la ecuación 30-2 para la pérdida del núcleo específica de la ferrita 3F3, a una temperatura del núcleo de 100°C y 100 kHz, y $\hat{B}_{\text{núcleo}} = 0.14$ T, rinde $P_{\text{esp,núcleo}} = 140$ mW/cm^3. El volumen total del núcleo es de 13.5 cm^3 (véase la tabla 30-1), de modo que las pérdidas del núcleo totales son $P_{\text{núcleo}} = 1.9$ W.

30-6-2-4 Inductancia de dispersión

En una sección posterior veremos que la inductancia de dispersión L_{disp} de un transformador arrollado sobre un núcleo de forma rectangular, como el núcleo doble "E" de la figura 30-6, se da por

$$L_{\text{disp}} \approx \frac{\mu_0 (N_{\text{pri}})^2 l_w b_w}{3h_w} \tag{30-41}$$

La longitud media l_w de una vuelta individual del conductor, si suponemos que el volumen de devanado está completamente lleno, se obtiene de la vista superior del núcleo doble "E" que se muestra en la figura 30-14. El promedio de longitud de un turno es

$$l_w \approx 9a \tag{30-42}$$

Las dimensiones de la ventana de devanado se encuentran en la sección 30-1-5, donde se determina que $h_w = 2a$ y $b_w = 0.7a$. Con estas dimensiones en la ecuación 30-41, junto con $a = 1$ cm y $N_{\text{pri}} = 32$, tenemos

$$L_{\text{disp}} \approx \frac{(4\pi \times 10^{-9})(32)^2(9)(0.7)}{(3)(2)} = 14\ \mu H$$

30-6-3 TEMPERATURA EN EL TRANSFORMADOR

La transmisión de calor tanto por radiación como por convección contribuye al enfriamiento del transformador. La resistencia térmica de superficie a ambiente por radiación se da en la ecuación 29.17. La resistencia térmica de superficie a ambiente por convección se da en la ecuación 29-20. La resistencia térmica total de superficie a ambiente para este transformador es la misma que para el ejemplo del inductor de la sección 30-4 porque los tamaños de los núcleos son idénticos, el volumen de devanado y el área de superficie son idénticos, y las máximas temperaturas de la superficie, T_s, y del ambiente, T_a, son iguales. De este modo, la resistencia térmica total de superficie a ambiente para el transformador es $R_{\theta sa} = 9.8$°C/W. La disipación de potencia en el devanado es $P_w = 3.1$ W, y en el núcleo, $P_{\text{núcleo}} = 1.9$ W. Por tanto, la máxima temperatura de superficie en el transformador es

$$T_{s,\text{máx}} = (9.8)(3.1 + 1.9) + 40 = 89°\text{C}$$

30-6-4 EFECTO DE SOBRECORRIENTES EN LAS TEMPERATURAS DEL TRANSFORMADOR

Una sobrecorriente en el primario o secundario del transformador aumenta la temperatura del transformador exactamente como una sobrecorriente incrementaba la temperatura del inductor que estudiamos en la

sección 30-4. Con fines ilustrativos supondremos una sobrecorriente de 25%, es decir, $I_{\text{pri,máx}} = 5$ A rms. Las pérdidas en el devanado aumentan un factor de $(1.25)^2 = 1.56$, lo que produce pérdidas del devanado $P_w = (1.56)(3.1 \text{ W}) = 4.8$ W. Si suponemos que $R_{\theta sa} = 9.8°\text{C/W}$ todavía sirve, la temperatura de superficie T_s aumenta a

$$T_{s,\text{máx}} = (9.8)(4.8 + 1.9) + 40 = 106°\text{C}$$

Este incremento de temperatura (17°C) aún se encuentra dentro de los parámetros de diseño. Si se desea, se puede reducir la resistencia térmica por medio del enfriamiento forzado por aire o un disipador de calor adherido al núcleo.

La razón por la que la sobrecorriente produce un incremento de temperatura más pequeño en el transformador comparado con el ejemplo anterior del inductor es que el flujo en el núcleo no cambia de manera significativa ni siquiera con un incremento de 25% de la corriente. El primario del transformador se activa por una fuente de tensión casi ideal, cuya magnitud en esencia no se ve afectada por el aumento de la corriente. Como el flujo del núcleo se controla por la tensión aplicada (véase la ecuación 30-40), no cambia a menos que cambie la tensión. En un inductor, un aumento de corriente produce aumentos de la densidad de flujo y, por tanto, pérdidas tanto del núcleo como del devanado.

30-7 CORRIENTES PARÁSITAS

Hasta ahora, en nuestros análisis de inductores y transformadores supusimos que la pérdida por corrientes parásitas (corrientes de eddy) en los devanados se podía ignorar, en comparación con la pérdida óhmica normal debido a la resistencia de CC de los devanados. Las únicas concesiones a la posible pérdida por corrientes parásitas fueron en el uso de conductores Litz o devanados de lámina delgada para reducir problemas de efecto superficial. Sin embargo, conforme las frecuencias de operación continúan en aumento, es cada vez más difícil justificar el descuido del efecto de proximidad y la pérdida por corrientes parásitas que conlleva. Los inductores y transformadores diseñados mediante procedimientos que no toman en cuenta las corrientes parásitas tienen pérdidas del devanado inaceptablemente grandes conforme aumenta la frecuencia de operación. En esta sección describiremos los fenómenos de la pérdida por corrientes parásitas y cómo optimizar el diseño de devanados de modo que la pérdida total, CC más corriente parásita, permanezcan al mínimo.

30-7-1 EFECTO DE PROXIMIDAD

Consideremos la sección transversal del devanado de un inductor que conduce una corriente I que se muestra en la ventana de devanado de un núcleo de ferrita en la figura 30-15*a*. A fin de simplificar nuestras consideraciones iniciales, supondremos que el diámetro del conductor de devanado o la frecuencia es lo bastante pequeño para ignorar el efecto superficial. La aplicación de la ley de Ampère, ecuación 3-53, a lo largo de la ruta A de la figura 30-15 comprende varios amperios-vueltas de fuerza magnetomotriz (fmm), y por tanto muestra que un campo magnético está presente en la ventana de devanado. Si tomamos la ruta B, que se ubica a una mayor distancia x de la ventana de devanado, se encierra una mayor cantidad de fmm y el campo magnético es aún más grande. La distribución aproximada de la fmm y por ende la magnitud del campo magnético se indica en la figura 30-15*a*.

El campo magnético genera corrientes parásitas en los devanados de conductor en la misma forma exacta que describimos ya para el núcleo magnético conductivo. En la figura 30-15, el flujo magnético está contenido en el plano de la ventana de devanado, y por tanto es perpendicular a la dirección longitudinal (el sentido del flujo de corriente aplicada) de los devanados de conductores. Por tanto, las corrientes parásitas fluyen ya sea en forma paralela o antiparalela a la corriente aplicada, como se diagrama en la figura 30-15*b*. Esta generación de corrientes parásitas se llama efecto de proximidad porque las corrientes parásitas en una capa específica del conductor o devanado son consecuencia de los campos magnéticos de los demás conductores de conducción de corriente próximos al conductor dado.

Estas corrientes parásitas disipan la potencia P_{cp} y, por ende, contribuyen a la pérdida eléctrica en el devanado además de las causadas por la pérdida óhmica normal P_{CC}, debido a la resistencia de CC de los devanados. Nuestro análisis anterior de las corrientes parásitas en núcleos magnéticos conductivos indicaba que la disipación de potencia por corrientes parásitas era proporcional al cuadrado de la intensidad de los campos magnéticos locales (véase la ecuación 30-8). Por tanto, la pérdida por corrientes parásitas por uni-

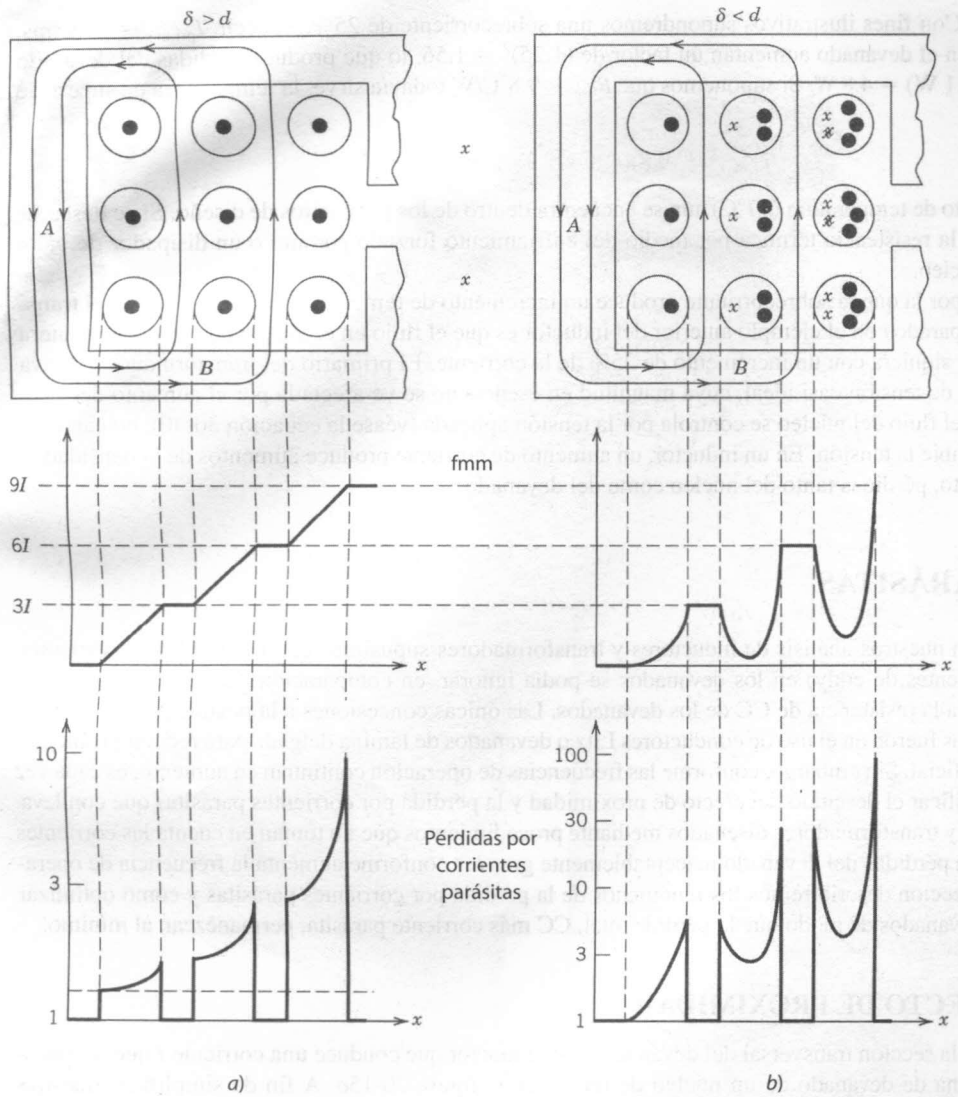


Figura 30-15 Vista transversal del devanado de un inductor en la ventana de devanado de un núcleo de ferrita, y distribución espacial asociada de la densidad de fmm y pérdidas por corrientes parásitas donde la profundidad superficial es más o menos igual que el diámetro del conductor, *a*) y donde la profundidad superficial es mucho menor que el diámetro del conductor. Los puntos (·) y *x* en las secciones transversales del conductor indican la magnitud relativa, la distribución espacial de la densidad de corriente y el sentido de la corriente.

dad de longitud del devanado de conductor en la figura 30-15 aumenta en forma drástica conforme aumenta la posición x en la ventana de devanado, y por tanto incrementa el número de capas que contribuyen al campo magnético local. Una distribución aproximada de la pérdida por corrientes parásitas con posición se muestra en la figura 30-15*a*. En general, la pérdida total por corrientes parásitas aumenta en forma drástica con el número de capas en un devanado determinado.

La potencia total disipada en un devanado es

$$P_w = P_{CC} + P_{cp} = (I_{rms})^2 R_{CC} + (I_{rms})^2 R_{cp} = (I_{rms})^2 R_{CA} \tag{30-43}$$

donde R_{cp} es la resistencia efectiva de corriente parásita y R_{CC} es la frecuencia baja o de CC del devanado. La resistencia neta del devanado, R_{CA}, está dada por

$$R_{CA} = F_R R_{CC} = \left(1 + \frac{R_{cp}}{R_{CC}}\right) R_{CC} \tag{30-44}$$

donde F_R se denomina factor de resistencia. Para la situación de la figura 30-15*a*, donde el diámetro del conductor es menor o más o menos igual que la profundidad superficial, el factor de resistencia es un poco mayor que la unidad.

Si el diámetro del conductor de devanado es mucho mayor que una profundidad superficial, las corrientes parásitas fluyen sólo cerca de la superficie del conductor. Debido al efecto superficial, no fluyen

corrientes en el interior, como se aprecia en la figura 30-8*c*. El flujo magnético queda excluido del interior del conductor y el diagrama de fmm se modifica como en la figura 30-15*b*, que muestra muy poca fmm en el interior del conductor. El confinamiento de la corriente total a un área delgada en la parte exterior del conductor significa que la densidad de corriente es mucho más grande en la superficie del conductor que en la situación de la figura 30-15*a* para el caso de frecuencia baja. Por consiguiente, el factor de resistencia será mucho más grande para frecuencias altas de lo que se pronosticaría sólo con base en el efecto de proximidad con frecuencias bajas. El factor de resistencia puede aumentar hasta uno o dos órdenes de magnitud más que la resistencia de CC, y por tanto también la pérdida total.

30-7-2 TAMAÑO ÓPTIMO DEL CONDUCTOR Y PÉRDIDA MÍNIMA DEL DEVANADO

El análisis de la sección anterior deja en claro que, a fin de reducir la pérdida por corriente parásita en un devanado, el diámetro del conductor de arrollamiento (si se usa un conductor redondo) o el espesor de un conductor de lámina debe ser menor o, en su caso, igual, que la profundidad superficial. La dificultad es que la profundidad superficial se reduce conforme aumenta la frecuencia de operación. Por tanto, da la impresión de que las pérdidas de CC aumentan con altas frecuencias de operación. Para toda frecuencia dada existe entonces un diámetro de conductor o espesor óptimo que reduce la pérdida total en el conductor. El tamaño óptimo es más o menos la dimensión de profundidad superficial, pero varía hasta cierto grado según la frecuencia y el número de capas en el devanado. A continuación presentamos un método general para estimar el tamaño óptimo del conductor.

Cuando el diámetro o espesor es el óptimo para el devanado del conductor, el factor de resistencia tiene el valor [1]

$$F_R = 1.5 \tag{30-45}$$

Esto significa que la disipación de potencia debido a corrientes parásitas es igual a

$$P_{cp} = 0.5P_{CC} \tag{30-46}$$

y la pérdida total del devanado es

$$P_w = 1.5P_{CC} \tag{30-47}$$

30-7-3 REDUCCIÓN DE PÉRDIDA EN EL DEVANADO DEL INDUCTOR

En este punto de nuestro análisis de la pérdida por corrientes parásitas parece que nos encontramos en un dilema. A fin de mantener la pérdida por corrientes parásitas bajo control conforme aumenta la frecuencia, debe disminuir el diámetro de los conductores redondos para los devanados de inductores. En apariencia, esto produciría resistencias de CC grandes y por ende una pérdida del devanado inaceptablemente grande si las corrientes aplicadas tuviesen alguna magnitud apreciable. Lo que se requiere es una forma de reducir la resistencia de CC sin incrementar la pérdida por corrientes parásitas.

Esto se logra mediante la conexión de varios conductores de diámetros pequeños (mucho más pequeños que una profundidad superficial) en paralelo. Luego, los conductores conectados en paralelo se tienen que trenzar o tejer para formar un arreglo parecido a una soga, en la que cada hilo individual periódicamente se mueva desde el interior al exterior del conductor y de regreso. Este trenzado periódico o transposición de cada hilo individual causa que el voltaje inducido en un hilo determinado en una sección de medio trenzado se oponga al que se induce en la siguiente sección de medio trenzado del mismo hilo, como se muestra en la figura 30-16. Esto provoca que las corrientes parásitas inducidas en una parte de un hilo dado se opongan a las que se inducen en la siguiente sección de medio trenzado, como se aprecia en la figura 30-16. El resultado neto es que se genera poca corriente parásita, si acaso, en el par trenzado. Cada hilo debe estar aislado eléctricamente de los demás hilos en el haz, y todos los hilos deben estar conectados en paralelo sólo en las terminales del inductor, fuera del volumen de devanado.

Los haces hechos de esta manera se llaman conductores Litz. Es posible aumentar el diámetro de un haz de conductores Litz para que sea muchas veces más grande que el diámetro de un filamento de hilo a fin de lograr la reducción deseada de resistencia de CC sin un aumento considerable de las pérdidas por corriente parásita. La desventaja de este planteamiento es que los hilos Litz son mucho más caros que los conductores de alambre sólido, y el factor de relleno k_{Cu} aproximado es sólo de 0.3.

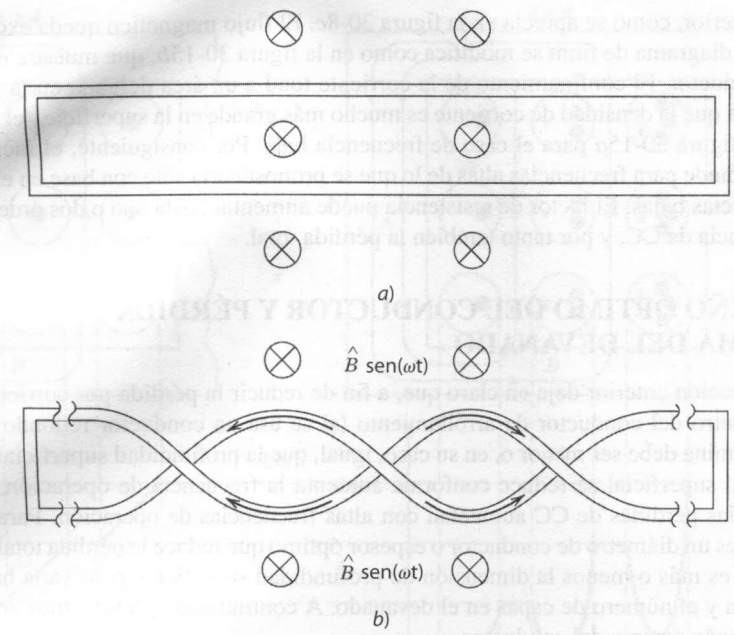


Figura 30-16 Problema de corrientes parásitas en devanados. En *a*) dos hilos paralelos conectados en cortocircuito en cada extremo interceptan los flujos que generan corrientes parásitas alrededor del lazo. Sin embargo, en *b*) los hilos están trenzados, por lo que los efectos del flujo interceptado se cancelan en gran parte.

Si las corrientes que fluyen en el inductor son grandes y el número de vueltas es relativamente pequeño, quizá sea preferible, en lugar de los hilos Litz, un arreglo de conductores diferente de conductores delgados y anchos de forma rectangular. El ancho del conductor puede ser casi tan grande como la altura h_w de la ventana de devanado de la bobina (véase la figura 30-6). El espesor h de este llamado conductor de lámina debe ser del orden de una profundidad superficial o menor, y hay un valor óptimo, como ya mencionamos. El factor de relleno k_{Cu} para conductores de lámina es más o menos de 0.6.

30-7-4 SECCIONADO DE DEVANADOS DE TRANSFORMADORES PARA REDUCIR PÉRDIDAS POR CORRIENTES PARÁSITAS

La presencia del devanado secundario en un transformador permite reducir la pérdida por corrientes parásitas en un transformador. Consideremos la distribución de fmm en la ventana de devanado del transformador de la figura 30-17*b*. La fmm en la sección secundaria del transformador tiene una pendiente negativa y regresa a cero porque la corriente inducida en el secundario se opone a la del primario.

Ahora consideremos seccionar el devanado primario en dos partes, como se muestra en la figura 30-18*a*, e intercalar el secundario en forma de emparedado entre las dos mitades del primario. El número total de vueltas primarias y secundarias permanece sin cambios, como el volumen total ocupado por cada devanado. La distribución de fmm resultante también se ve en la figura 30-18*a*. El valor pico de la fmm con su devanado de emparedado es ahora más o menos la mitad del valor pico del devanado de la figura 30-17 para el devanado del transformador simple, pues el número de amperios-vueltas en cada media sección del primario es la mitad del valor que se muestra en la figura 30-17. Como la fmm pico se reduce por un factor de 2, también el flujo magnético máximo en la ventana de devanado. La pérdida por corriente parásita es proporcional al cuadrado del flujo magnético, por lo que la pérdida por corriente parásita en el transformador de la figura 30-18*a* debe ser más o menos una cuarta parte de la del transformador de la figura 30-17.

Este planteamiento se extiende mediante la división de los devanados tanto del primario como del secundario en más secciones, como se indica en la figura 30-18*b*. Ahora la fmm pico es un cuarto de la fmm de la figura 30-17, y de este modo la pérdida por corriente parásita debe ser de una dieciseisava parte de las del transformador simple. En principio, esta subdivisión de los devanados en varias secciones podría continuar hasta que cada sección consistiese en una o dos capas de devanado. Sin embargo, este planteamiento tiene sus desventajas. Arrollar un transformador de esta manera es complejo. La capacitancia entre los diversos arrollamientos se incrementa en proporción al número de secciones, y la cantidad de aislamiento de seguridad entre los devanados primario y secundario aumenta y por tanto reduce la confiabilidad del aislamiento y del factor de relleno de cobre.

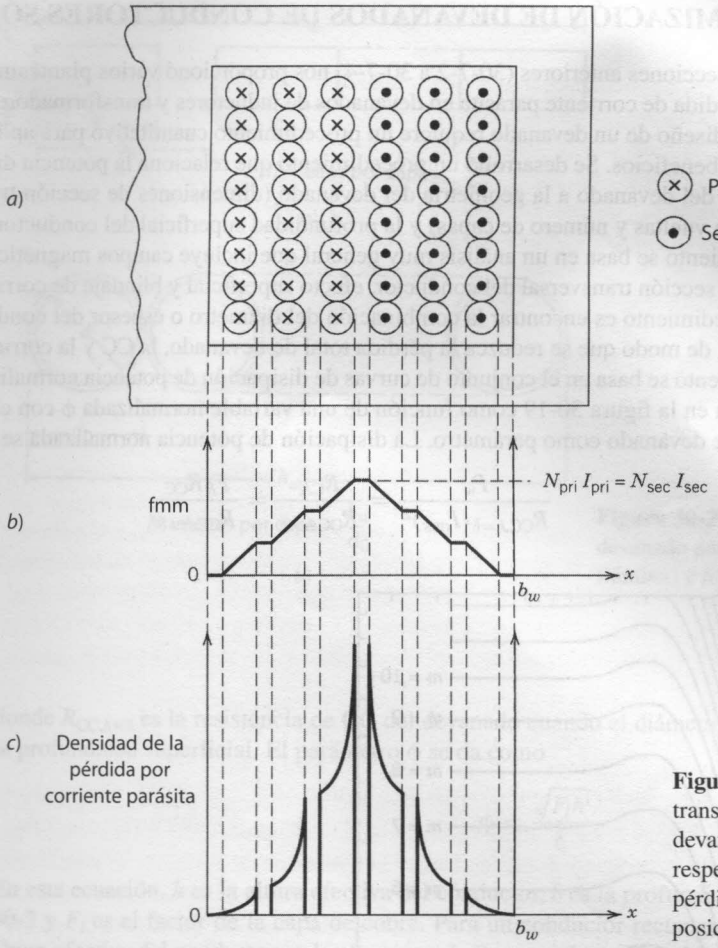


Figura 30-17 Ventana de devanado en un transformador con *a*) un arreglo de devanado simple, *b*) distribución de fmm respecto de la posición y *c*) densidad de la pérdida por corriente parásita respecto de la posición.

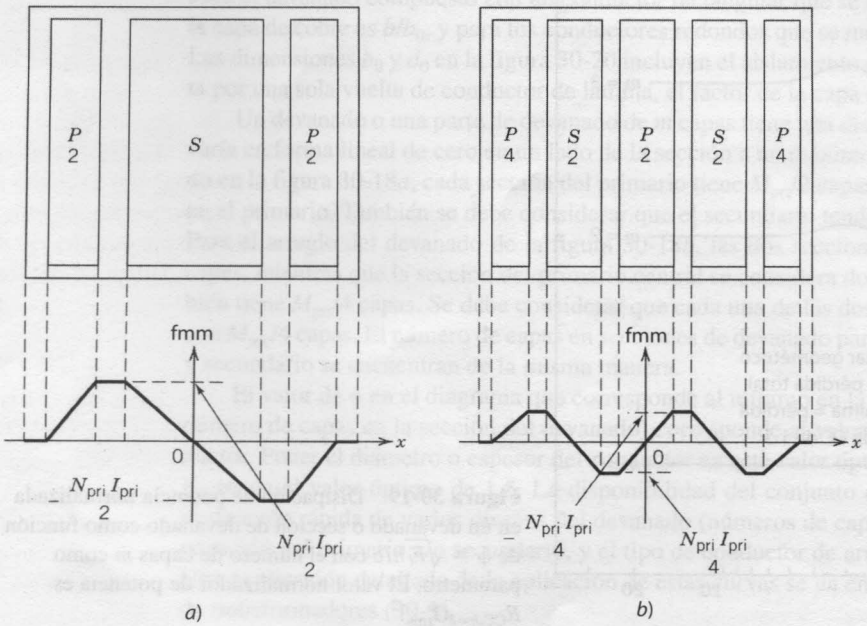


Figura 30-18 Partición de los devanados primario y secundario en secciones múltiples para reducir la pérdida por corriente parásita. La distribución de fmm resultante se indica debajo del diagrama de devanado seccionado. En *a*) hay un primario dividido y un solo secundario; en *b*) el primario está dividido en tres secciones y el secundario en dos secciones.

30-7-5 OPTIMIZACIÓN DE DEVANADOS DE CONDUCTORES SÓLIDOS

El análisis de las secciones anteriores (30-7-2 a 30-7-4) nos proporcionó varios planteamientos cualitativos para reducir la pérdida de corriente parásita en devanados de inductores y transformadores. Sin embargo, la optimización del diseño de un devanado requiere un procedimiento cuantitativo para aplicar estas sugerencias y evaluar sus beneficios. Se desarrolló un procedimiento que relaciona la potencia disipada en el devanado o la sección del devanado a la geometría del devanado (dimensiones de sección transversal del conductor, número de vueltas y número de capas) y la profundidad superficial del conductor de arrollamiento. [3,4] El procedimiento se basa en un análisis muy general que incluye campos magnéticos no uniformes a través del área de sección transversal del conductor, efecto superficial y blindaje de corrientes parásitas. El objetivo del procedimiento es encontrar la combinación del diámetro o espesor del conductor y el número de capas óptimas, de modo que se reduzca la pérdida total de devanado, la CC y la corriente parásita.

El procedimiento se basa en el conjunto de curvas de disipación de potencia normalizada en el devanado que se muestra en la figura 30-19 como función de una variable normalizada ϕ con el número de capas m en la sección de devanado como parámetro. La disipación de potencia normalizada se define como

$$\frac{P_w}{R_{CC,h=\delta}(I_{rms})^2} = \frac{R_{CA}}{R_{CC,h=\delta}} = \frac{F_R R_{CC}}{R_{CC,h=\delta}} \tag{30-48}$$

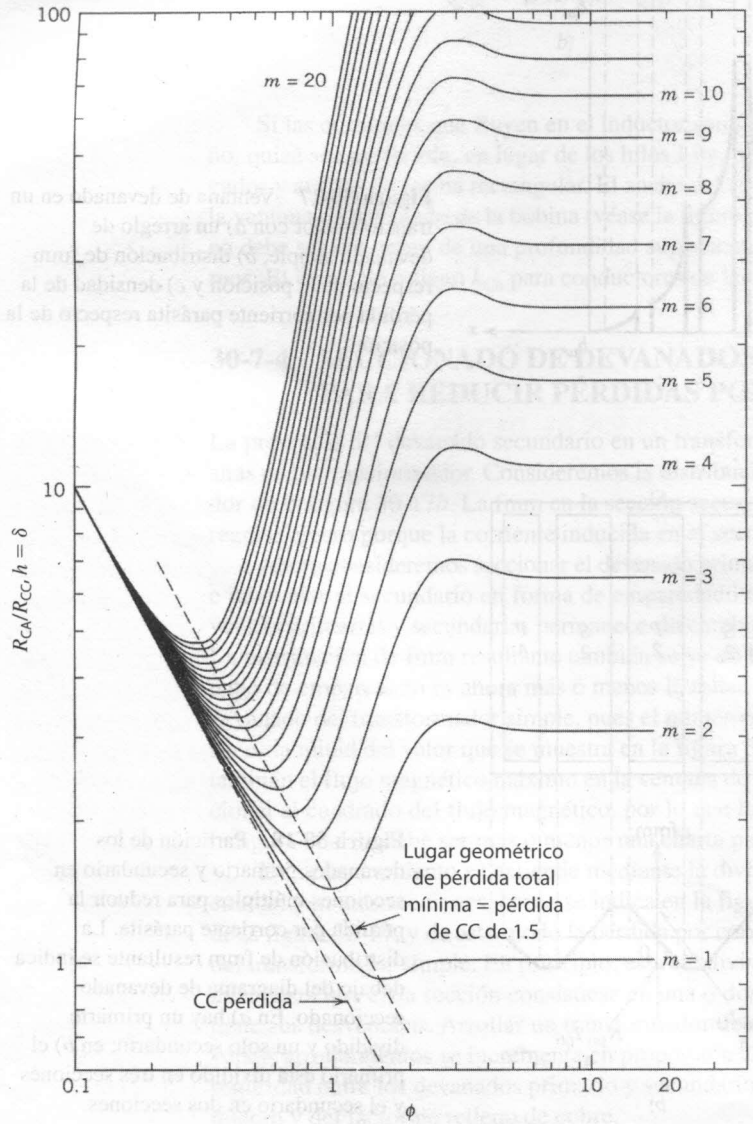


Figura 30-19 Disipación de potencia normalizada en un devanado o sección de devanado como función de $\phi = \sqrt{F_l}h/\delta$ con el número de capas m como parámetro. El valor normalizador de potencia es $R_{CC,h=\delta}(I_{rms})^2$.

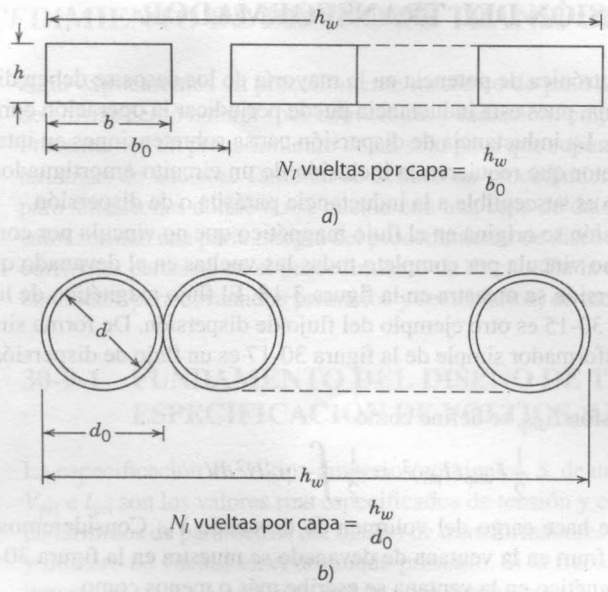


Figura 30-20 Evaluación de los parámetros de devanado para *a*) un conductor rectangular (lámina) y *b*) un conductor redondo.

donde $R_{CC,h=\delta}$ es la resistencia de CC del devanado cuando el diámetro o espesor del conductor es igual a la profundidad superficial. El parámetro ϕ se da como

$$\phi = \frac{\sqrt{F_l h}}{\delta} \tag{30-49}$$

En esta ecuación, h es la altura efectiva del conductor, δ es la profundidad superficial dada por la ecuación 30-3 y F_l es el factor de la capa de cobre. Para un conductor rectangular como el de la figura 30-20*a*, la altura efectiva del conductor es la altura real h. Para conductores redondos, la altura efectiva del conductor es $[\sqrt{\pi}/4]d$, donde d es el diámetro del conductor. El parámetro m en la figura 30-19 es el número de capas en la sección de devanado en consideración. El factor de la capa de cobre es la fracción del ancho de la capa (o, en forma equivalente, la altura de la ventana de devanado; véase la figura 30-6) h_w ocupada por cobre. Para el devanado compuesto con un conductor rectangular que se muestra en la figura 30-20*a*, el factor de la capa de cobre es b/b_0, y para los conductores redondos que se muestran en la figura 30-20*b*, el $F_l = d/d_0$. Las dimensiones b_0 y d_0 en la figura 30-20 incluyen el aislamiento en el conductor. Para una capa compuesta por una sola vuelta de conductor de lámina, el factor de la capa sería igual a la unidad.

Un devanado o una parte de devanado de m capas tiene una distribución de fmm de baja frecuencia que varía en forma lineal de cero en un lado de la sección a un máximo en el otro lado. Para el primario dividido en la figura 30-18*a*, cada sección del primario tiene $M_{\text{pri}}/2$ capas, donde M_{pri} es el número total de capas en el primario. También se debe considerar que el secundario tendrá dos partes con $M_{\text{sec}}/2$ capas cada una. Para el arreglo del devanado de la figura 30-18*b*, las dos secciones exteriores del primario tienen $M_{\text{pri}}/4$ capas, mientras que la sección del primario central se considera dos partes separadas, donde cada una también tiene $M_{\text{pri}}/4$ capas. Se debe considerar que cada una de las dos secciones del primario tiene dos partes con $M_{\text{sec}}/4$ capas. El número de capas en secciones de devanado para otras divisiones del devanado primario y secundario se encuentran de la misma manera.

El valor de ϕ en el diagrama que corresponde al mínimo en la curva seleccionada (seleccionada por el número de capas en la sección del devanado) corresponde al valor óptimo del diámetro o espesor del conductor. Poner el diámetro o espesor del conductor en este valor óptimo provoca que el factor de resistencia F_R tenga el valor óptimo de 1.5. La disponibilidad del conjunto de curvas en la figura 30-19 permite la evaluación rápida de varios diseños del devanado (números de capas por sección, número de secciones de partición del primario y/o secundario, y el tipo de conductor de arrollamiento, sea redondo o rectangular). Una explicación detallada de la aplicación de estas curvas se da en la sección del procedimiento de diseño de transformadores (30-9).

30-8 INDUCTANCIA DE DISPERSIÓN DEL TRANSFORMADOR

Los transformadores para electrónica de potencia en la mayoría de los casos se deben diseñar para una inductancia de dispersión mínima, pues esta inductancia puede perjudicar la operación correcta de los circuitos de electrónica de potencia. La inductancia de dispersión causa sobretensiones en interruptores de energía en el apagado del interruptor que requieren la inclusión de un circuito amortiguador. La operación de algunas topologías de circuito es susceptible a la inductancia parásita o de dispersión.

La inductancia de dispersión se origina en el flujo magnético que no vincula por completo los devanados primario y secundario o no vincula por completo todas las vueltas en el devanado que genera el flujo. Un ejemplo del flujo de dispersión se muestra en la figura 3-18. El flujo magnético de la ventana de devanado del inductor en la figura 30-15 es otro ejemplo del flujo de dispersión. De forma similar, el flujo en la ventana de devanado del transformador simple de la figura 30-17 es un flujo de dispersión que produce una inductancia de dispersión.

La inductancia de dispersión L_{disp} se define como

$$\frac{1}{2}L_{\text{disp}}(I_{\text{pri}})^2 = \frac{1}{2}\int_{V_W} \mu_0 H^2 dV \tag{30-50}$$

La integración de volumen se hace cargo del volumen de devanado V_w. Consideremos el transformador simple de la figura 30-17. La fmm en la ventana de devanado se muestra en la figura 30-17*b*, y según esto queda claro que el campo magnético en la ventana se escribe más o menos como

$$\begin{aligned} H_{\text{disp}} &= \frac{2N_{\text{pri}}I_{\text{pri}}x}{h_w b_w} \quad 0 < x < \frac{b_w}{2} \\ &= \frac{2N_{\text{sec}}I_{\text{sec}}}{h_w}\left(1 - \frac{x}{b_w}\right) \quad \frac{b_w}{2} < x < b_w \end{aligned} \tag{30-51}$$

En la ecuación 30-51, $N_{\text{pri}}I_{\text{pri}} = N_{\text{sec}}I_{\text{sec}}$. Un elemento de volumen para la integral en la ecuación 30-51 es $dV = l_w h_w dx$, donde l_w es la longitud de vuelta ubicada en la posición x en la ventana de devanado. La longitud l_w aumenta con la posición x. Sin embargo, por motivos de sencillez la consideraremos una constante igual al promedio de la longitud de vuelta en el volumen de devanado. Para el núcleo doble "E" que se usa en el transformador en la figura 30-17, $l_w \approx 9a$ (véase la ecuación 30-42 y la figura 30-15). Esta aproximación sobrestima la longitud de vuelta para $x < b_w/2$, pero la compensa al subestimar la longitud de vuelta para $x > b_w/2$. La inserción de las expresiones de H_{disp} y el elemento de volumen en la ecuación 30-51 nos da

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}L_{\text{disp}}(I_{\text{pri}})^2 &= \frac{1}{2}2\int_0^{b_w/2} \mu_0\left(\frac{2N_{\text{pri}}I_{\text{pri}}x}{h_w b_w}\right)^2 I_w h_w dx \\ &= \frac{\mu_0(N_{\text{pri}})^2 l_w b_w (I_{\text{pri}})^2}{6h_w} \end{aligned} \tag{30-52}$$

La división de ambos lados de la ecuación entre $\frac{1}{2}(I_{\text{pri}})^2$ da la expresión para L_{disp} de la ecuación 30-41.

Si los devanados están divididos o particionados como se muestra en la ecuación 30-18 a fin de reducir la pérdida por corriente parásita, también habrá una reducción en la inductancia de dispersión debido a la reducción de energía magnetostática acumulada que resulta de los campos magnéticos pico más pequeños. El arreglo de devanado de la figura 30-18*a* tiene un cuarto de la inductancia de dispersión del arreglo de devanado simple de la figura 30-17, mientras que la reducción de la figura 30-18*b* es un factor de 16. Una expresión general para la dispersión de un arreglo de devanado dividido es

$$L_{\text{disp}} \approx \frac{\mu_0(N_{\text{pri}})^2 l_w b_w}{3p^2 h_w} \tag{30-53a}$$

En esta ecuación, p es el número de interconexiones entre secciones de devanado. Un tratamiento más exacto que toma en cuenta el aislamiento entre conductores adyacentes en la misma capa nos da

$$L_{\text{disp}} \approx \frac{\mu_0(N_{\text{pri}})^2 l_w}{p^2 h_w}\left(\frac{b_{\text{Cu}}}{3} + b_i\right) \tag{30-53b}$$

donde b_i es el espesor de aislamiento entre arrollamientos y b_{Cu} es el ancho total del cobre en la ventana de devanado. Para el arreglo de devanado de la figura 30-18*a*, $p = 2$ y, en la figura 30-18*b*, $p = 4$.

30-9 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES

Aquí explicaremos un procedimiento metódico de paso a paso para el diseño de transformadores pequeños de enfriamiento natural (por convección y radiación) empleados en aplicaciones de electrónica de potencia. Presentamos un procedimiento de un solo paso que supone el acceso a una base de datos completa de características de núcleos. También se deduce un procedimiento iterativo, parecido al descrito para el inductor, para situaciones donde no se cuente con una base de datos completa. Las consideraciones de disipación de calor forman una parte íntegra del procedimiento de diseño. También se toma en consideración la pérdida por corrientes parásitas en el procedimiento de diseño. En la mayoría de las situaciones se usa el mismo tipo de conductor para devanados primarios y secundarios, de modo que supondremos que $k_{Cu,pri} = k_{Cu,sec} = k_{Cu}$.

30-9-1 FUNDAMENTO DEL DISEÑO DE TRANSFORMADORES: ESPECIFICACIÓN DE VOLTIOS, AMPERIOS NOMINALES

La especificación de voltios-amperios nominales, S, de un transformador se define como $S = V_{pri}I_{pri}$, donde V_{pri} e I_{pri} son los valores rms especificados de tensión y corriente. La ecuación 30-40 expresa el voltaje V_{pri} en términos de parámetros del diseño de transformadores, como frecuencia, flujo, densidad, área del núcleo y número de vueltas en el devanado primario. Si la frecuencia de operación es baja, de modo que se pueda ignorar el efecto superficial, o si se usan conductores Litz para el arrollamiento, la ecuación 30-37 expresa la corriente primaria en términos de densidad de corriente y área primaria de sección transversal del conductor. Si usamos estas dos ecuaciones para construir el producto de voltios-amperios, nos da

$$S = V_{pri}I_{pri} = \frac{N_{pri}A_{núcleo}\omega\hat{B}}{\sqrt{2}}J_{rms}A_{Cu,pri} \tag{30-54}$$

La ecuación 30-38 da el área primaria de sección transversal del conductor $A_{Cu,prim}$ en términos del área de devanado A_w, número de vueltas del primario N_{pri} y factor de relleno de cobre k_{Cu}. Si usamos esta ecuación obtenemos

$$S = V_{pri}I_{pri} = 2.22k_{Cu}fA_{núcleo}A_wJ_{rms}\hat{B} \tag{30-55}$$

Si se tiene que tomar en consideración la pérdida por corrientes parásitas, la resistencia efectiva del devanado R_{CA} se encuentra a partir de la figura 30-19. La ecuación 30-12 se debe modificar entonces a

$$P_{w,esp} = 22\frac{R_{CA}}{R_{CC}}k_{Cu}(J_{rms})^2 \tag{30-56}$$

La ecuación 30-55 es el punto de partida del procedimiento de diseño del transformador porque relaciona los requerimientos de diseño (V_{pri} e I_{pri}) de la aplicación del circuito a variables de diseño del transformador, como zona del núcleo, zona del conductor, densidad de flujo y densidad de corriente. Esta ecuación desempeña el mismo papel en el diseño de transformadores que el valor de energía acumulada (ecuación 30-23) en el diseño de inductores.

30-9-2 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE UN SOLO PASO

En esta sección presentamos un esbozo del procedimiento etapa por etapa de diseño de transformadores de un solo paso (no de iteraciones). El procedimiento depende de la disponibilidad de una base de datos completa de características de núcleos, como se requirió para el procedimiento de diseño de un solo paso para inductores. Un diagrama de flujo de los pasos de diseño se da en la figura 30-21. Usaremos un ejemplo del procedimiento de diseño para ilustrar sus detalles.

Paso 1 Recabar los criterios para el diseño

Los criterios de diseño consisten en los siguientes parámetros:

a) El voltaje primario nominal rms especificado V_{pri}.

b) La corriente primaria nominal rms especificada I_{pri}.

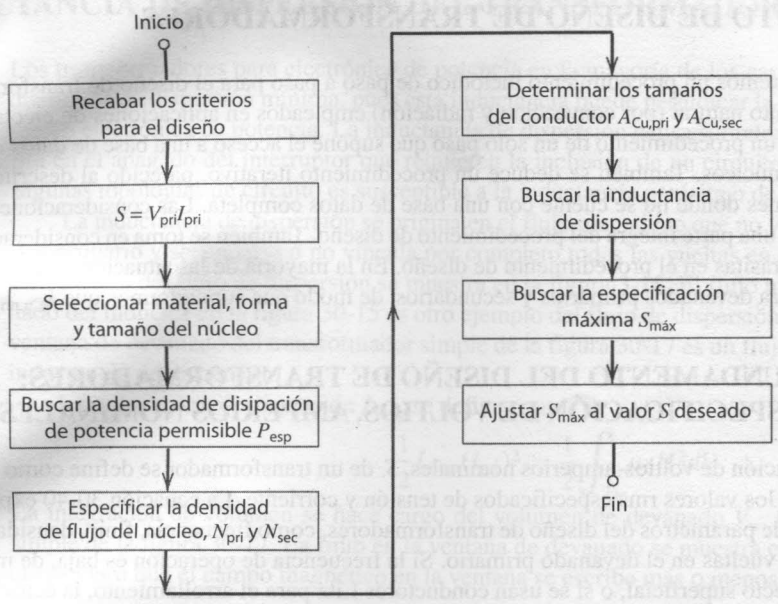


Figura 30-21 Diagrama de flujo del procedimiento de diseño de transformadores de un solo paso. El procedimiento supone la existencia de una extensa base de datos de todos los núcleos disponibles para el diseñador del transformador. Las características incluyen la densidad de disipación de potencia permisible para el rango de temperatura del diseño.

c) La relación de vueltas del transformador $n = N_{pri}/N_{sec}$.
d) La frecuencia de operación f.
e) La temperatura máxima de la carcasa T_s del transformador y la temperatura máxima del ambiente T_a.

Los valores de los primeros cuatro parámetros se encuentran por medio de cálculos de diseño para el circuito específico del convertidor de electrónica de potencia en el cual se va a usar el transformador. Las temperaturas máximas se determinan a partir de consideraciones de otros componentes limitados por temperatura en el mismo circuito, limitaciones de temperatura de los materiales del transformador y el ambiente en el cual el transformador tiene que operar. Un valor común de *Ts* es 100°C.

Paso 2 Calcular la especificación de voltios-amperes nominales *S*

El segundo paso es usar los criterios de diseño para calcular la especificación de voltios-amperes nominales del transformador. I_{pri} es el máximo valor de rms de la corriente primaria y V_{pri} es el máximo valor de rms de la tensión primaria.

Paso 3 Seleccionar material, forma y tamaño del núcleo

El tercer paso es la selección de material, forma y tamaño del núcleo. Las consideraciones son las mismas que en el procedimiento de diseño de inductores descrito en la sección 30-5-3. En particular, si se van a usar núcleos de ferrita, el factor de desempeño de materiales de la figura 30-3 debe ser parte íntegra del proceso de selección.

El tamaño del núcleo se selecciona con base en el valor de S calculado en el paso 2. El diseñador busca en la base de datos aquél con el valor más aproximado a $2.22\, k_{Cu} f J_{rms} \hat{B} A_{núcleo} A_w$ que sea mayor que S. Este paso de búsqueda supone que se tabularon las características de todos los núcleos de interés en una base de datos como la de la tabla 30-4. Esta base de datos se elabora independientemente de cualquier diseño particular de inductores, con los métodos ilustrados en las secciones anteriores de este capítulo.

Del mismo modo que en el diseño de inductores, es necesario seleccionar un tipo de conductor de arrollamiento (alambre Litz, conductor redondo, etc.), de modo que se conozca el factor de relleno de cobre a fin de completar la selección del tamaño del núcleo. La selección del tipo de conductor depende de la frecuencia de operación y de la importancia de las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados. Para conductores redondos, $k_{Cu} = 0.55$, y para alambre Litz, $k_{Cu} = 0.3$. Si los subsiguientes pasos de diseño producen un diseño aceptable, estos pasos serán un procedimiento de un solo paso. Si no se produce un diseño aceptable, será necesario repetir los pasos de diseño después de seleccionar ya sea un núcleo más grande o un tipo de conductor con un factor de relleno de cobre más grande.

Tabla 30-4 Base de datos de características de núcleos necesarios para el diseño de transformadores

Núm. de núcleo	*Material*	$AP = A_w A_c$	R_θ *a* $\Delta T = 60°C$	P_{esp} *a* $T_s = 100°C$	J_{rms} *a* $T_s = 100°C$ *y* P_{esp}	$\hat{B}_{nominal}$ *a* $T_s = 100°C$ *y 100 kHz*	$2.22k_{Cu}f$ $J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$ $(f = 100\ kHz)$
•	•	•	•	•	•	•	•
8[a]	3F3	2.1 cm^4	9.8°C/W	237 mW/cm^3	$3.3/\sqrt{\frac{R_{CC}}{k_{Cu}R_{AC}}}$ A/mm^2	170 mT	$2.6 \times 10^3\sqrt{\frac{k_{Cu}R_{CC}}{R_{AC}}}$
•	•	•	•	•	•	•	•

[a] El núcleo número 8 es el mismo que el de la tabla 30-3.

Paso 4 Buscar $R_{\theta sa}$ y P_{esp}

La resistencia térmica $R_{\theta sa}$ (superficie a ambiente) del transformador es el siguiente punto. Se busca en la base de datos de núcleos, como se muestra en la tabla 30-4, o se calcula con el planteamiento que se ilustra en la sección 30-4-4. En los dos casos, el valor de $R_{\theta sa}$ debe ajustarse a las temperaturas especificadas T_s y T_a. Por las mismas razones que se detallaron en el procedimiento de diseño de inductores, suponemos una disipación de potencia uniforme en el transformador, y por tanto, la densidad de potencia específica permisible P_{esp} es igual a la del núcleo, $P_{núcleo,esp} = P_{esp}$. El valor de P_{esp} que se disipa en el núcleo y los devanados se encuentra en la base de datos o se calcula con la ecuación 30-26.

Paso 5 Especificar la densidad de flujo del núcleo y el número de vueltas de primario y secundario

La densidad de flujo del núcleo $\hat{B}$ se encuentra con la base de datos de núcleos (tabla 30-4). De otra manera, $\hat{B}$ se determina con el valor permisible de la disipación de densidad de potencia específica, P_{esp}, estimada en el paso 4 junto con datos como los de la figura 30-2 o la ecuación 30-2, proporcionados por el fabricante del núcleo. El número de vueltas N_{pri} que se necesita en el devanado primario se encuentra con la ecuación 30-40 por medio del valor de densidad de flujo $\hat{B}$ que se acaba de encontrar en este paso. El número de vueltas en el secundario, N_{sec}, se encuentra con la relación de turnos especificada $n = N_{pri}/N_{sec}$.

Paso 6*a* Determinar los tamaños del conductor de primario y secundario: corrientes parásitas ignoradas

Ya seleccionamos tentativamente el tipo de conductor del devanado, es decir, alambre redondo, alambre de Litz, etc., en el paso 3, así que conocemos el factor de relleno de cobre. Las zonas requeridas, $A_{Cu,pri}$ y $A_{Cu,sec}$, de los conductores de primario y secundario, se encuentran entonces con las ecuaciones 30-38 y 30-39, y los valores de N_{pri} y N_{sec} que determinamos en el paso 5.

Hay otra manera de estimar las zonas del conductor. Si la frecuencia de operación es baja y por ende se ignoran las corrientes parásitas, o si se usa un conductor Litz, la densidad de corriente permisible J_{rms} se estima con la base de datos de núcleos (tabla 30-4) o mediante la inversión de la ecuación 30-12. Las zonas $A_{Cu,pri}$ y $A_{Cu,sec}$ de los conductores de arrollamiento se calculan entonces a partir de la ecuación 30-37*a*.

Los dos modos aparentemente separados de calcular las zonas de sección transversal del conductor de arrollamiento que se requieren no están en conflicto. Ambos dan el mismo resultado. Esto se demuestra en los problemas al final del capítulo.

Paso 6*b* Determinar los tamaños del conductor de primario y secundario: corrientes parásitas incluidas

Cuando se incluyen las pérdidas por corrientes parásitas en el procedimiento de diseño, sólo se consideran conductores sólidos de sección transversal redonda o rectangular para los devanados de primario y secundario. Suponemos que si se usan hilos Litz debido a preocupaciones de pérdidas por corrientes parásitas, los diámetros de los filamentos que constituyen el hilo Litz son mucho más pequeños que una profundidad superficial, así que el procedimiento de diseño de baja frecuencia es apropiado. Tanto los conductores redondos

como los rectangulares se consideran al principio en el diseño de devanado antes de hacer una selección definitiva. Para conductores redondos, $k_{Cu} = 0.55$, mientras que para conductores rectangulares, $k_{Cu} = 0.6$.

Las zonas de sección transversal del conductor se encuentran mediante uno de dos métodos equivalentes. Como el número de vueltas de primario y secundario, N_{pri} y N_{sec}, se encontraron en el paso 5, las zonas se encuentran con las ecuaciones 30-38 y 30-39. También se encuentra la densidad de corriente permisible J_{rms} con la columna de J_{rms} en la base de datos de núcleos por medio de $\sqrt{R_{CA}/R_{CC}} = \sqrt{1.5}$, y con este valor de J_{rms} en la ecuación 30-37 se determinan las zonas requeridas.

Para completar el dimensionamiento de los conductores es necesario seleccionar el tamaño del conductor de modo que se cumplan los requerimientos de sección transversal de las zonas en forma simultánea dentro de los límites de la figura 30-19. Esta figura indica que muchas dimensiones distintas del conductor pueden satisfacer la condición de $\sqrt{R_{CA}/R_{CC}} = \sqrt{1.5}$, según el número de capas en cada sección de devanado del transformador. Se necesita un procedimiento iterativo a fin de encontrar una combinación aceptable de dimensiones del conductor y número de capas por sección.

Para iniciar el proceso iterativo conviene suponer una sola vuelta por capa y dividir el devanado sólo en dos secciones, una primaria con N_{pri} capas y una secundaria con N_{sec} capas. El grosor requerido h del conductor de primario es

$$A_{Cu,pri} = F_l h_w h \quad \text{o} \quad h = \frac{A_{Cu,pri}}{F_l h_w} \tag{30-57}$$

donde F_l es el factor de capa de cobre (o factor de utilización de capa) y h_w es la altura de la bobina. Un valor habitual de F_l es 0.9 para un conductor rectangular o de lámina. El siguiente paso es calcular el espesor normalizado del conductor, dado por la ecuación 30-49. Luego, con la figura 30-19 se encuentra el valor óptimo de ϕ para N_{pri} capas en la sección del devanado primario. Si el valor óptimo es igual o un poco más grande (10 a 20%) que el valor encontrado en la ecuación 30-49, el diseño inicial es factible. Si el valor óptimo es sustancialmente más pequeño que el valor encontrado con la ecuación 30-49, el devanado primario se tendrá que seccionar de modo que se reduzca el número de capas por sección.

En la siguiente (segunda) iteración dividimos el primario en dos secciones, y el secundario se mete en forma de emparedado entre las dos secciones del primario, como se ilustra en la figura 30-18*a*. Para usar la figura 30-19, la sección secundaria también se debe considerar en la división en dos secciones igual que la primaria, donde una mitad de la secundaria está asociada con una mitad de la primaria original, y el número de capas en cada sección primaria y secundaria es más pequeño por un factor de 2 que la primera iteración. Se repite el procedimiento del párrafo anterior y se compara de nuevo el valor óptimo de ϕ con el valor calculado mediante la ecuación 30-49. El proceso se repite hasta que el valor óptimo de ϕ sea igual o un poco mayor que el valor estimado con la ecuación 30-49.

Si el valor óptimo de ϕ es mucho más grande (cerca de un factor de 2) que el valor estimado por la ecuación 30-49, puede ser posible tener dos o más vueltas por capa en el devanado. Si se usan dos vueltas por capa, el número de capas en la sección se reduce por un factor de 2. El proceso iterativo se debe repetir con la suposición de dos o más vueltas por capa, y se debe continuar hasta que el valor óptimo de ϕ sea igual o exceda moderadamente el pronóstico de la ecuación 30-49.

Una vez que el devanado primario se diseñó de manera satisfactoria, es necesario repetir el proceso para el devanado secundario. Según la relación de vueltas, puede ser necesario ajustar el número de vueltas de primario y secundario hacia arriba o hacia abajo, según los valores estimados en el paso 5, de modo que se efectúe el seccionamiento requerido de los devanados. Además, quizá sea necesario regresar al diseño del devanado primario y ajustarlo de modo que los devanados primario y secundario sean compatibles.

El proceso iterativo necesario para encontrar las dimensiones del conductor parece complejo. Sin embargo, el hecho de que el número de vueltas tenga que ser una integral y el número de vueltas por capa también deba ser una integral limita el número de arreglos de devanado factibles, y de este modo mantiene pequeño el número de iteraciones. Ofrecemos una aplicación detallada del procedimiento en una sección posterior de este capítulo. La complicación del procedimiento de diseño mediante conductores sólidos en la presencia de pérdida por corrientes parásitas se justifica en la mayoría de las situaciones porque el hilo Litz es mucho más caro que los conductores sólidos y tiene un factor de relleno de cobre mucho más deficiente.

Paso 7 Estimación de la inductancia de dispersión

La inductancia de dispersión se encuentra con la ecuación 30-53.

Paso 8 Estimación de la máxima especificación nominal *V-I*, $S_{máx}$, del núcleo seleccionado

La máxima especificación nominal de *V-I*, $S_{máx}$, del núcleo seleccionado está dada por

$$S_{máx} = 2.2k_{Cu}fA_{núcleo}A_wJ_{rms}\hat{B} \tag{30-58}$$

La especificación *V-I* del transformador $S = V_{pri}I_{pri}$ debe ser menor que $S_{máx}$ si el procedimiento de diseño se siguió correctamente, pero mayor que el $S_{máx}$ del siguiente núcleo más pequeño disponible. Si S es mucho menor que $S_{máx}$ (digamos, $S < 0.8\ S_{máx}$), el siguiente paso en el procedimiento de diseño baja a $S_{máx}$, y se ahorra en el costo y peso de los devanados de cobre. Es probable que S sea mucho menor que $S_{máx}$ cuando sólo haya un número relativamente pequeño de núcleos en la base de datos y, por tanto, relativamente grandes diferencias en sus especificaciones de volts-amperios alcanzables. Si S es más pequeño que el $S_{máx}$ del siguiente tamaño de núcleo más pequeño, se debe repetir el procedimiento de diseño con el tamaño de núcleo más pequeño.

Paso 9 Ajuste de $S_{máx}$

El valor de $S_{máx}$ se reduce mediante la reducción del número de vueltas en los devanados primario y secundario si el voltaje es demasiado grande. Si la corriente es demasiado grande, se reduce la zona de cobre. Cualquiera de estos pasos reduce el peso y volumen, y por tanto el costo del cobre.

En el caso improbable de que S sea mucho más grande que $S_{máx}$ (digamos, $S > 1.2\ S_{máx}$), pero aún menor que el $S_{máx}$ del siguiente núcleo más grande, se debe aumentar $S_{máx}$. La manera más fácil de lograrlo es aumentar la densidad de potencia específica en el devanado $P_{esp,w}$. Esto incrementa la temperatura del transformador por una cantidad pequeña arriba del límite de diseño, pero si no es demasiado grande tal vez sea preferible a la selección de un núcleo más grande. Si S es mayor que el $S_{máx}$ del siguiente tamaño de núcleo más grande, se debe repetir el procedimiento de diseño con el tamaño mayor de núcleo.

30-9-3 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR

Como ejemplo del procedimiento de diseño, "diseñaremos" el transformador que analizamos en la sección 30-6 con la secuencia de paso a paso recién descrita.

Paso 1 Criterios de diseño

$I_{pri} = 4$ A de corriente rms de onda sinusoidal.
$V_{pri} = 300$ V de voltaje rms de onda sinusoidal.
Frecuencia $f = 100$ kHz.
Relación de vueltas $N_{pri}/N_{sec} = n = 4$.
Temperaturas máximas $T_s = 100°C$ y $T_a = 40°C$

Paso 2 Especificación *S* de voltios-amperes del transformador

$$S = V_{pri}I_{pri} = (300\text{ V})(4\text{ A}) = 1\,200\text{ V-A}$$

Paso 3 Seleccionar material, forma y tamaño del núcleo

La relativamente alta frecuencia de operación sugiere que se debe usar un núcleo de ferrita. Las curvas del factor de desempeño para materiales ferritas en la figura 30-3 indican que, en esta frecuencia, la ferrita 3F3 es la mejor opción. Se selecciona un núcleo doble "E" como forma del núcleo.

Según la base de datos de núcleos (tabla 30-4), el núcleo número 8 con $a = 1$ cm tiene $2.22k_{Cu}fJ_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$ igual a $(2.6 \times 10^3)\sqrt{k_{Cu}}\sqrt{R_{CC}/R_{CA}}$ V-A. Este valor es mayor que $S = 1\,200$ V-A para todos los valores de factor de relleno de cobre más grandes que $k_{Cu} = 0.21$ si $\sqrt{R_{CC}/R_{CA}} = 1$, o más grande que $S = 1\,200$ V-A para $k_{Cu} > 0.32$ si $\sqrt{R_{CC}/R_{CA}} = \dfrac{1}{\sqrt{1.5}}$.

Paso 4 Buscar $R_{\theta sa}$ y P_{esp}

Con la base de datos de núcleos (tabla 30-4), $R_{\theta sa} = 9.8°C/W$ y $P_{esp} = 237\text{ mW/cm}^3$.

Paso 5 Especificar la densidad de flujo del núcleo y el número de vueltas del primario y secundario

Con la base de datos de núcleos (tabla 30-4), la máxima densidad de flujo del núcleo $\hat{B} = 170$ mT. Con este valor en la ecuación 30-40 junto con los criterios de diseño $V_{pri} = 300\sqrt{2} = 424$ V y $\omega = (2\pi)(100$ kHz), y $A_{núcleo} = 1.5$ cm^2, nos da

$$N_{pri} = \frac{\hat{V}_{pri}}{A_{núcleo}\omega\hat{B}_{núcleo}} = \frac{424}{(1.5 \times 10^{-4}\,\text{m}^2)(2\pi)(10^5\,\text{Hz})(0.17\text{T})} = 26.5 = 24 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas primarias se redondea a 24 debido al requerimiento de que el número de vueltas debe ser un número entero divisible entre 4. El número de vueltas secundarias es $N_{sec} = N_{pri}/n = 24/4 = 6$. Pudimos elegir $N_{pri} = 28$, pero esto habría hecho que $N_{sec} = 7$, lo que significa que el secundario quizá sería una sección individual de siete capas o siete secciones de una capa. Esto habría reducido en gran medida la flexibilidad en el diseño del devanado seccionado de un transformador.

El número de vueltas primarias y secundarias que aquí estimamos es un poco menor que en el ejemplo de la sección 30-6 porque supusimos que la ventana de devanado en aquel ejemplo estaba llena por completo. En este procedimiento de diseño consideramos innecesario rellenar la ventana por completo. La razón de esta diferencia es que la pérdida del núcleo en este ejemplo se estableció en el máximo de 237 mW/cm^3, mientras que en el ejemplo de la sección 30-6 las pérdidas del núcleo fueron sólo de 140 mW/cm^3. Las pérdidas más bajas de la sección 30-6 significaban valores más bajos de densidad de flujo, y por tanto se necesitaban más vueltas para lograr los voltajes primarios y secundarios deseados.

Paso 6*a* Especificar los tamaños del conductor primario y secundario: conductores laminados

La frecuencia es lo bastante alta para hacer necesario considerar pérdidas por corriente parásita en el procedimiento de diseño si se van a usar conductores de cobre sólido; de lo contrario, se debe usar alambre Litz. Al principio intentaremos el diseño con conductores rectangulares (lámina) de cobre sólido en lugar de conductores Litz a fin de reducir el costo de cobre. La densidad de corriente permisible J_{rms} es, si usamos la base de datos de núcleos y suponemos que los conductores rectangulares tienen un factor de relleno de cobre $k_{Cu} = 0.6$,

$$J_{rms} = \frac{3.3}{\sqrt{.6}\sqrt{1.5}} = 3.5\ A/\text{mm}^2$$

La zona del conductor primario $A_{Cu,pri} = (4\text{ A})/(3.5\text{ A/mm}^2) = 1.15$ mm^2. La zona del conductor para el devanado secundario es $A_{Cu,sec} = nA_{Cu,pri} = (4)(1.15\text{ mm}^2) = 4.6$ mm^2.

A fin de disminuir el número de iteraciones necesarias para lograr un diseño práctico, usaremos la figura 30-19 para estimar el número de capas que se necesitan por sección para obtener las zonas de conductor requeridas. Supongamos que los conductores rectangulares tienen un factor de capa $F_l = 0.9$ y usamos una sola vuelta por capa. La profundidad superficial $\delta = 0.24$ mm en cobre a 100 kHz y 100°C. El espesor requerido h del conductor primario es

$$A_{Cu,pri} = 1.5\text{ mm}^2 = (0.90)\ (20\text{ mm})\ (h) \quad \text{o} \quad h = 0.064\text{ mm}$$

El valor del espesor del conductor primario normalizado es

$$\sqrt{0.9}\frac{h}{\delta} = (0.95)\frac{0.064}{0.24} = 0.25$$

La inspección de la figura 30-19 indica una sola sección primaria compuesta por 24 capas. Una vuelta por capa tiene un valor de espesor óptimo normalizado de más o menos $\sqrt{0.9}\ h/\delta = 0.3$, y por tanto cumple con el requerimiento.

El espesor requerido del conductor secundario es

$$A_{Cu,sec} = 4.6\text{ mm}^2 = (0.90)\ (20\text{ mm})\ (h) \quad \text{o} \quad h = 0.256\text{ mm}$$

El valor del conductor secundario normalizado es

$$\sqrt{0.9}\frac{h}{\delta} = (0.95)\frac{0.256}{0.24} = 1.01$$

La inspección de la figura 30-19 indica que se cumple con este requerimiento si hay dos capas por sección de devanado secundario. Esto significa que el devanado secundario está compuesto por tres secciones, cada una con dos capas y cada capa con una sola vuelta.

Para ser compatible con esto, el devanado primario tiene cuatro secciones, como se ve en la figura 30-22. Las dos secciones primarias centrales tienen ocho capas y las dos secciones exteriores cuatro capas, si suponemos una sola vuelta por capa. El valor óptimo del espesor normalizado del conductor para ocho capas es $\sqrt{0.9}\ h/\delta = 0.5$. Este valor es casi dos veces más grande de lo necesario y sugiere que podríamos tener más que una vuelta por capa. Con base en las experiencias previas trataremos de usar cuatro vueltas por capa de devanado primario, lo que produce que cada sección primaria exterior tenga cuatro vueltas, y las dos secciones primarias internas, dos capas de cuatro turnos cada una. El espesor h requerido para cuatro por capa es $A_{Cu,pri} = 1.15\ mm^2 = (0.90)\ (5\ mm)\ (h)$, o $h = 0.256$ mm, y el espesor normalizado es (0.95) 0.256/0.24 = 1.01. El valor óptimo de $\sqrt{0.9}\ h/\delta$ para dos capas es $\sqrt{0.9}\ h/\delta = 1.0$. Por tanto, las dos secciones primarias internas están óptimamente diseñadas. Las dos secciones externas, solamente con una capa, tienen un valor un poco incrementado de R_{CA}/R_{CC} de cerca de 1.7 (calculado a partir de la figura 30-19), lo cual es sólo 20% mayor que el valor óptimo de 1.5. En forma global, el devanado primario tiene un valor casi óptimo de R_{CA}/R_{CC}.

El diseño definitivo del devanado del transformador se muestra en la figura 30-22, junto con el correspondiente diagrama de fmm. El primario está dividido en cuatro secciones, donde las dos secciones centrales tienen dos capas y las dos exteriores tienen una capa. Cada capa tiene cuatro vueltas, y el espesor del conductor primario es de 0.26 mm y el ancho 5 mm. El secundario está dividido en tres secciones, con dos capas por sección con una vuelta por capa. El conductor secundario tiene un ancho aproximado de 20 mm y un espesor $h = 0.26$ mm.

Este arreglo sólo se debe considerar un punto de partida para el diseño definitivo. Las consideraciones prácticas de fabricación tal vez requieran modificaciones de diseño, como anchos del devanado primario más delgados, etcétera.

Paso 6*b* Determinar los tamaños del conductor primario y secundario: conductores Litz

La complicada geometría de devanado que se necesita para un devanado sólido del transformador nos obliga a considerar un transformador embobinado con alambre Litz. En este caso, el procedimiento de di-

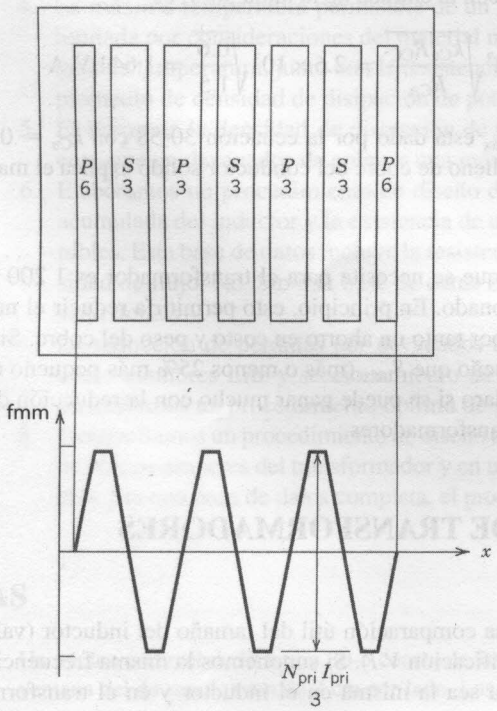


Figura 30-22 Arreglo de devanado de emparedado requerido para el ejemplo de diseño de un transformador arrollado con conductores de cobre sólido. Se usan conductores rectangulares o de lámina tanto en el devanado primario como en el secundario, y también se muestra la distribución resultante de fmm.

seño para el devanado es más sencillo. La densidad de corriente permisible $J_{rms,esp}$, con la base de datos del núcleo y un factor de relleno de cobre supuesto para alambre Litz de $k_{Cu} = 0.3$, es

$$J_{rms,esp} = \frac{3.3}{\sqrt{.3}} = 6 \text{ A/mm}^2$$

La zona del conductor primario $A_{Cu,pri} = (4 \text{ A})/(6 \text{ A/mm}^2) = 0.67 \text{ mm}^2$. La zona del conductor para el devanado secundario es $A_{Cu,sec} = nA_{Cu,pri} = (4)(0.67 \text{ mm}^2) = 2.7 \text{ mm}^2$.

El diámetro aproximado de un haz de hilos Litz con una zona de cobre de 0.67 mm^2 es más o menos

$$d_{Litz} \approx \sqrt{\frac{4A_{Cu}}{\pi k_{Cu}}} = \sqrt{\frac{(4)(0.67 \text{ mm}^2)}{(\pi)(0.3)}} = 1.69 \text{ mm}$$

mientras que el del conductor secundario es de 3.37 mm. El diámetro del secundario es un poco más grande que los alambres Litz disponibles, y por tanto sería un pedido especial o lo tendría que fabricar quien construye el transformador. Tampoco se tiene la certeza de que un haz de hilos de un diámetro tan grande pueda caber en la zona de la ventana de devanado. El tamaño de núcleo más grande siguiente resolvería el problema de colocar los haces de conductores en la ventana del devanado.

Paso 7 Estimar la inductancia de dispersión

Para la geometría de devanado de la figura 30-22*a*, la inductancia de dispersión, mediante la ecuación 30-53*a* con todas las dimensiones en cm y $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-9}$ H/cm, es

$$L_{disp} = \frac{(4\pi \times 10^{-9})(24)^2(9)(0.7)(1)}{(3)(6^2)(2)} = 0.2 \, \mu H$$

Si se usa alambre Litz en el arreglo de devanado simple de la figura 30-17, sólo hay una interconexión entre los devanados, de suerte que $P = 1$ en la ecuación 30-53*a* y la inductancia de dispersión es $L_{disip} = 8.1$ μH.

Paso 8 Máxima especificación nominal *V-I* $S_{máx}$ para el núcleo seleccionado

La especificación máxima nominal *V-I* del núcleo seleccionado para el transformador cuando se usan conductores rectangulares sólidos para el devanado se da en la ecuación 30-55, o en la entrada de la extrema derecha de la tabla 30-4. El valor $S_{máx}$, con la entrada de la tabla 30-4, es

$$S_{máx} = 2.6 \times 10^3 \sqrt{\frac{k_{Cu} R_{CC}}{R_{CA}}} = 2.6 \times 10^3 \sqrt{\frac{0.6}{1.5}} = 1\,644 \text{ V-A}$$

Para el devanado con alambre Litz, $S_{máx}$ está dado por la ecuación 30-58 con $k_{Cu} = 0.3$, y tiene el valor $S_{máx} = 1.424$ V-A. El mejor factor de relleno de cobre del conductor sólido explica el mayor valor de $S_{máx}$.

Paso 9 Ajuste de $S_{máx}$

La especificación de *V-I* nominal que se necesita para el transformador es 1 200 V-A, un poco más pequeña que el $S_{máx}$ del núcleo seleccionado. En principio, esto permitiría reducir el número de vueltas o de las zonas del conductor de cobre, y por tanto un ahorro en costo y peso del cobre. Sin embargo, en este caso S es sólo marginalmente más pequeño que $S_{máx}$ (más o menos 25% más pequeño en el caso de devanados de conductores sólidos). No es claro si se puede ganar mucho con la reducción de $S_{máx}$, en especial si sólo se van a fabricar unos cuantos transformadores.

30-10 COMPARACIÓN DE TAMAÑOS DE TRANSFORMADORES E INDUCTORES

Para un núcleo específico se efectúa una comparación útil del tamaño del inductor (valor de inductancia) con el tamaño del transformador (especificación *V-I*). Si suponemos la misma frecuencia de operación, de modo que la densidad de flujo máxima sea la misma en el inductor y en el transformador, el producto

de inductancia/corriente de la ecuación 30-23 es igual a la especificación nominal *V-I* del transformador, *S*, la ecuación 30-55 dividida entre el parámetro $2.2f$, donde f es la frecuencia de operación. Por ende,

$$\frac{S}{2.2f} = L\hat{I}I_{\text{rms}} = k_{\text{Cu}}A_cA_wJ_{\text{rms}}B \tag{30-59}$$

o

$$S = 2.2fL\hat{I}I_{\text{rms}} \tag{30-60}$$

Por las corrientes de inductancia y del inductor, es posible equiparar el tamaño del inductor con el de un transformador en una frecuencia f cuya especificación de voltios-amperes S se calcula con la ecuación 30-55. Si se comparan las corrientes sinusoidales en el inductor y en el transformador, $\hat{I} = \sqrt{2}I_{\text{rms}}$ y la ecuación 30-60 se convierte en

$$S = \pi fLI_{\text{rms}}^2 \tag{30-61}$$

RESUMEN

En este capítulo analizamos el diseño y fabricación de inductores y transformadores previstos para la operación de alta frecuencia (decenas de kilohertz hasta megahertz) en circuitos de electrónica de potencia. A continuación presentamos las conclusiones importantes.

1. Los materiales magnéticos para los núcleos de inductores y transformadores tienen dos tipos de pérdidas eléctricas: por corrientes parásitas debido a la conductividad eléctrica finita y por histéresis (magnéticas). La operación de alta frecuencia dicta el uso de ferritas, las cuales tienen una resistividad eléctrica grande y por tanto sólo tienen pérdidas magnéticas.
2. Hay núcleos magnéticos disponibles en una gran variedad de formas, tamaños y materiales para adaptarse a casi todas las aplicaciones.
3. Los devanados para inductores y transformadores están hechos de conductores de cobre, material disponible en una gran gama de tamaños y formas geométricas a fin de reducir las pérdidas eléctricas. Las pérdidas de cobre no sólo incluyen pérdidas por resistencia de CC, sino óhmicas adicionales causadas por concentraciones de densidad de corriente no uniformes que surgen del efecto de proximidad y del efecto superficial.
4. La máxima temperatura permisible de un inductor o transformador es más o menos de 100°C, y está limitada por consideraciones del material magnético y del material de aislamiento de devanado. Este límite de temperatura, junto con la resistencia térmica de superficie a ambiente del componente, limita el promedio de densidad de disipación de potencia /(W/cm^3) en el componente.
5. El límite de la densidad de disipación de potencia se traduce en un límite de la máxima densidad de corriente en devanados de cobre y una máxima densidad de flujo pico de CA en el material del núcleo.
6. Elaboramos un procedimiento de diseño de inductores de un solo paso basado en el valor de energía acumulada del inductor y la existencia de una base de datos completa de propiedades de núcleos disponibles. Esta base de datos incluye la resistencia térmica, límites de densidad de corriente, límites de densidad de flujo, etc. Sin una base de datos completa, el procedimiento se convierte en un método de diseño iterativo.
7. La reducción de pérdidas por devanados de cobre en altas frecuencias requiere esfuerzos especiales, como alambres Litz y seccionamiento de los devanados primario y secundario en un transformador. Describimos un procedimiento óptimo de seccionar el devanado de un transformador.
8. Desarrollamos un procedimiento de diseño de transformadores de un solo paso basado en la especificación de voltios-amperes del transformador y en una base de datos completa de propiedades de núcleos disponibles. Sin una base de datos completa, el procedimiento se convierte en un método de diseño iterativo.

PROBLEMAS

30-1 Un núcleo como el de la figura 30-5 consta de laminaciones de acero magnético cuyas dimensiones exteriores (la ventana del devanado) son de 2 cm por lado. Las laminaciones tienen un espesor de 0.25 mm y el factor de apila-

miento es 0.95. Se usan 40 de estas laminaciones para hacer el núcleo. La resistividad del núcleo $\rho_{\text{núcleo}} = 30$ $\mu\Omega$-cm y la permeabilidad relativa es 900. Un devanado de inductor embobinado sobre el núcleo produce una densidad de flujo sinusoidal $\hat{B} = 0.5$ T en una frecuencia de 100 Hz.

a) ¿Cuál es la profundidad superficial en el núcleo?

b) ¿Cuál es el promedio de las pérdidas totales del núcleo debido a corrientes parásitas?

30-2 Suponga que la máxima temperatura de superficie T_s del núcleo del problema 30-1 no puede exceder 100°C y que la temperatura del ambiente T_a nunca excede 40°C. Modele el núcleo como un núcleo sólido rectangular paralelepípedo cuyas dimensiones exteriores son las que se dan en el problema anterior, y suponga una emisividad E = 0.9.

a) ¿Cuáles son las máximas pérdidas del núcleo permisibles por centímetro cúbico?

b) ¿Cuál es el $\hat{B}$ permisible en una frecuencia de 800 Hz?

30-3 ¿Cuál es la relación de energía acumulada en el entrehierro con la energía acumulada en el núcleo del inductor de ejemplo analizado en la sección 30-4? Suponga una permeabilidad relativa $\mu_r = 200$ para la ferrita.

30-4 Diseñe un procedimiento de diseño iterativo de un transformador sin una base de datos completa de núcleos disponible. Muestre el diagrama de flujo del procedimiento de diseño e indique valores razonables de cualquier valor inicial de parámetros para iniciar la iteración. Use como modelo el procedimiento de diseño iterativo de inductores.

30-5 Se necesita una inductancia de 750 μH para un convertidor de electrónica de potencia que opera a 100 kHz. Una corriente sinusoidal de 5 A rms máximo fluye a través del inductor. El único núcleo disponible es un núcleo doble "E" con la dimensión $a = 1.5$ cm y hecho de un material ferrita 3F3. La máxima temperatura de superficie $T_s \leq 125$°C y la temperatura del ambiente $T_a \leq 35$°C. A continuación se presenta una base de datos de núcleos. Se usa alambre Litz para el bobinado.

a (cm)	A_w (cm)	$A_{\text{núcleo}}$ (cm^2)	V_w (cm^3)	$A_{\text{núcleo}}$ (cm^3)	$R_{\theta sa}$ (°C/W)
1.5	3.15	3.38	34.1	45.6	3.4

a) Determine la inductancia máxima $L_{\text{máx}}$ que se puede bobinar en el núcleo.

b) Determine la longitud requerida del entrehierro Σg que produzca la máxima densidad de flujo del núcleo cuando la corriente en el inductor sea máxima (5 A rms). Suponga cuatro entrehierros distribuidos.

30-6 Verifique la ecuación (30-12a) para cobre a 100°C. Suponga ρ_{Cu} (100°C) $= 2.2 \times 10^{-8}$ Ω-m.

30-7 Demuestre que δ_{Cu} (100°C) $= 75/\sqrt{f}$ (mm), donde f está en hertzios.

30-8 Un inductor con pérdida por devanado y pérdida de núcleo se modela con un circuito equivalente que consiste en un inductor L en serie y una resistencia R. Para el inductor de ejemplo que analizamos en la sección 30-4, encuentre el valor del reóstato R en el circuito equivalente. Suponga que la corriente en el inductor está en el valor máximo de 4 A rms.

30-9 Estime el factor de calidad Q del inductor del problema 30-8. Suponga una frecuencia de 100 kHz, la misma que se especifica en la sección 30-4.

30-10 ¿Cuál es la tensión de CA a través del inductor de los problemas 30-8 y 30-9 en una frecuencia de 100 kHz?

30-11 Se usa un inductor en un circuito que causa que el flujo del núcleo tenga la forma de onda de la figura 30-1 con $B_{\text{medio}} = 200$ mT y $\hat{B} = 300$ mT. La frecuencia de rizado es 400 kHz y el material del núcleo es 3F3, cuya característica de pérdida se muestra en la figura 30-2. Encuentre la pérdida de potencia específica en el núcleo del inductor.

30-12 Suponga que el inductor del problema 30-11 se modifica como cubo con 2 cm por lado. El inductor es negro y tiene una capacidad de emisión de 0.9. Encuentre la temperatura de superficie T_s del inductor si la temperatura del ambiente $T_a = 40$°C. (Tal vez sean necesarias varias iteraciones con la suposición de un valor de prueba de T_s, con el cálculo de $R_{\theta sa}$ y luego con el cálculo de un valor corregido de T_s.) Suponga $P_{c,esp} = P_{w,esp}$.

30-13 El inductor del problema 30-11 se usa en un circuito diferente que causa una densidad de flujo $B(t) = B \operatorname{sen}(\omega t)$ con $B = 300$ mT y la frecuencia $f = 100$ kHz. El inductor todavía se puede modelar como cubo, igual que en el problema 30-12.

a) Encuentre la pérdida del núcleo específica $P_{\text{esp,núcleo}}$.

b) La temperatura de superficie T_s se debe mantener a 90°C cuando la temperatura del ambiente $T_a = 30$°C. El inductor se puede montar en un disipador de calor, de ser necesario, para ofrecer una ruta adicional de flujo de calor a fin de mantener la temperatura del inductor a 90°C. Determine si se necesita el disipador de calor y, en caso afirmativo, la resistencia térmica del disipador de calor.

30-14 Un inductor se usa en un circuito que causa que la máxima corriente del inductor sea $I_{rms} = 8$ A (onda sinusoidal). El inductor es idéntico al que analizamos en la sección 30-4, excepto que el número de vueltas $N = 33$ y la zona de cobre $A_{Cu} = 1.28$ mm^2. ¿Cuál es el valor de la inductancia L? Suponga que se usa el mismo tipo de conductor en ambos inductores.

30-15 Se va a diseñar un inductor para tener un valor $L = 150$ μH. La corriente a través del inductor debe ser $I_{rms} = 4$ A (onda sinusoidal) en una frecuencia de 100 kHz. El inductor está bobinado sobre el mismo núcleo ($a = 1$ cm) que usamos en el ejemplo de la sección 30-4. Suponga que la longitud del entrehierro Σg permanece constante con el valor $\Sigma g = 3$ mm que encontramos en la sección 30-4. Encuentre el número de vueltas N que se requiere.

30-16 Suponga que el inductor del problema 30-15 tiene la misma área de superficie que el inductor que analizamos en la sección 30-4, la misma temperatura máxima de superficie de 100°C, y que la longitud media de cada vuelta es la misma que la del inductor de la sección 30-4. Si la potencia disipada en el devanado $P_w = 3.17$ W para el inductor del problema 30-15, encuentre lo siguiente:

a) La densidad de corriente en el devanado del nuevo inductor.

b) La relación entre el peso del cobre en el nuevo inductor y la del inductor de la sección 30-4.

30-17 El inductor del problema 30-15 disipa una potencia total $P_{tot} = 6.3$ W. La corriente $I_{rms} = 4$ A (onda sinusoidal) en una frecuencia de 100 kHz. Encuentre lo siguiente:

a) La densidad de corriente en el devanado del nuevo inductor.

b) La relación entre el peso del cobre en el nuevo inductor y la del inductor de la sección 30-4.

30-18 La longitud del entrehierro Σg para el inductor del problema 30-15 se reduce para mantener el flujo del núcleo $\hat{B}_{núcleo}$ constante en 177 mT. Encuentre el número de vueltas N que se necesita ahora para realizar una inductancia $L = 150$ μH.

30-19 Suponga que el inductor del problema 30-18 tiene la misma área de superficie que el inductor de la sección 30-4 y la misma diferencia de temperatura $T_s - T_a$. Encuentre lo siguiente:

a) La densidad de corriente en el devanado del nuevo inductor.

b) La relación entre el peso del cobre en el nuevo inductor y la del inductor de la sección 30-4.

30-20 Se va a fabricar un inductor con un núcleo doble "E" parecido al núcleo de la figura 30-6, donde $d = 1.5a$. Sin embargo, las dimensiones de la ventana $h_a = 2.5b_a$ son independientes de a. Suponga $NA_{Cu} = 0.2^a_a$, donde $A_a = 2.5b^2_a$ es el área de la ventana. La máxima densidad de corriente $J_{rms} = 6.25$ A/mm^2, la densidad pico de flujo $B_{CA} = 0.2$ Wb/m^2, la inductancia $L = 0.3$ mH y la corriente máxima en el inductor es 4 A rms (onda sinusoidal).

a) Encuentre b_a y h_a como funciones del número de vueltas N.

b) Encuentre a y d como funciones del número de vueltas N.

c) Encuentre V_w y $V_{núcleo}$ como funciones de N.

d) Dibuje $V_w + V_{núcleo}$ como funciones de N. ¿Para qué valor de N es un mínimo el volumen total?

e) Suponga que el costo del material de cobre (Litz) de bobinado por unidad de volumen es el doble del costo del material del núcleo por unidad de volumen. ¿Para qué valor de N es un mínimo el costo del material del inductor (núcleo más devanado)?

30-21 El objetivo de este problema es demostrar que la especificación de voltios-amperes de un transformador, dada por la ecuación 30-55, es más o menos un máximo cuando la densidad de disipación de potencia en el transformador es uniforme, es decir, cuando $P_{w,esp}$ es igual a $P_{núcleo,esp}$. Este resultado también aplica para inductores.

a) Demuestre que $J_{rms} = \sqrt{P_T(1-\alpha)/V_w C_w k_{cu}}$ donde V_w es el volumen de devanado y C_w es una constante numérica.

b) Demuestre que $B_{CA} = [P_T \alpha / V_{núcleo} C_c f^{1.3}]^{0.4}$ donde $V_{núcleo}$ es el volumen del núcleo, C_c es una constante numérica, $\alpha = \dfrac{P_c}{P_T}$ y P_c es la potencia disipada en el núcleo.

c) Use los resultados de las partes *a*) y *b*) para demostrar que S es un máximo cuando $\alpha = 0.44$.

d) Grafique $S(\alpha)/S_{máx}$ para $0.1 < \alpha < 0.9$. ¿Para qué rango de α es la relación > 0.9, es decir, para qué rango de α es $S(\alpha) > 0.9\, S_{máx}$?

e) ¿Qué es α y $P_{w,esp}/P_{c,esp}$ para el transformador diseñado en la sección 30-9-3?

30-22 En el análisis del procedimiento de diseño de transformadores presentamos dos maneras aparentemente diferentes de encontrar el área de sección transversal requerida, $A_{Cu,pri}$, de los conductores de devanado (ecuaciones 30-37*a* y 30-38). Demuestre que estas dos maneras son equivalentes con la evidencia de que cada método rinde los mismos

valores para las áreas. (*Pista:* recuerde que el transformador está diseñado sujeto a las restricciones del producto de voltios-amperes.)

30-23 Un circuito equivalente para un transformador se da en la figura 3-21*b*. Encuentre valores numéricos para los componentes de este circuito mediante el transformador diseñado en la sección 30-9-3 que usa conductores rectangulares sólidos. Divida la inductancia de dispersión en dos valores iguales y suponga $\mu_r = 200$ para el núcleo de ferrita.

30-24 Repita el problema 30-23 con el transformador embobinado con alambre Litz.

30-25 El transformador diseñado en la sección 30-9-3 se va a usar en una frecuencia de 300 kHz. Aparte de esto, todos los demás parámetros eléctricos de criterios permanecen iguales. ¿Cuál será la temperatura T_s del transformador? Suponga que se usa alambre Litz para los devanados.

REFERENCIAS

1. E. C. Snelling, *Soft Ferrites – Properties and Applications*, Butterworths, Londres, 1988.
2. John G. Kassakian, Martin F. Schlecht y G. Vergassian, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Boston, 1991.
3. P. I. Dowell, "Effects of Eddy Current in Transformer Windings", *Proc. of IEEE*, vol. 113, núm. 8, agosto de 1966.
4. Bruce Carsten, "High Frequency Conductors in Switchmode Magnetics", *HFPC Proceedings*, mayo de 1986, pp. 155-176.

ÍNDICE

Acción
  regenerativa en tiristores, 528
Accionamiento(s)
  Kramer, 379
  Scherbius, 379
  velocidad ajustable, 351
Accionamientos por motores de inducción, 351
  accionamiento Kramer, 379
  accionamientos de frecuencia de línea y tensión variable, 377
  armónicos, impacto de los, 370
  arranque
    con tensión reducida, 378
    consideraciones de, 360
  capacidades de los, 362
  características de par de torsión velocidad, 358
  clasificaciones de convertidores de frecuencia variable, 368
  comparación de accionamientos, 376, 377
  compensación de deslizamiento de los, 373
  consideraciones de arranque de los, 360-361
  control de velocidad
    ajustable de PWM-VSI, 371
    mediante variación de frecuencia y voltaje del estator, 357-358
    recuperación de deslizamiento estático, 379, 380
  control orientado en campo de los, 374
  factor de potencia de entrada de los, 371
  frecuencia variable, 369
  frenado de los, 364-365
  impulso de voltaje a baja velocidad de los, 377
  inversor de fuente de
    CSI de frecuencia variable, 375
    VSI de onda cuadrada y frecuencia variable, 374
  limitación de corriente, 376
  ondulación o rizo
    de par de torsión de los, 368, 374
    por velocidad de los, 368, 374
  principios básicos de la operación, 352
    Véase también Motores de inducción
  pulsaciones del par de torsión de los, 367
  regeneración, 377
  región de frecuencia constante de los, 364
  región de par de torsión constante, 362
  región de potencia constante de los, 362
  relaciones importantes de los, 356
  Scherbius, 379
  servoaccionamientos, 373
Accionamientos de motores síncronos, 383
  cicloconvertidores, 391
  forma de onda(s)
    sinusoidales, 386
    trapezoidal, 388
  inversor conmutado por carga (LCI), 389
  principios básicos de la operación, 383
Accionamientos por motor CC, 332
  constante de par de torsión (torque) *kt*, 333, 336
  constante de voltaje *ke* y *kt*, 333
  convertidor de electrónica de potencia, 333
  corriente discontinua, efecto de los, 346
  devanados o arrollamiento de campo de excitación por separado, 347
  factor de potencia, 349
  motores de CC, 332
  modelo de función de transferencia de los, 338
  motores de imán permanente, 332, 334
  no linealidad debido a tiempo de supresión, 344
  pulsaciones del par de torsión, 344
  servoaccionamientos, 344
  velocidad ajustable, 344
Accionamientos por motor, 332
  consideraciones térmicas, 426
  de velocidad ajustable, 424
  mecanismo de acoplamiento, 424
  sensores de velocidad y/o posición, 330
  Véase también Motores
Aire acondicionado, 397
Aislamiento
  de la unión, 576
  dieléctrico, 576
Aislamiento eléctrico, 302, 303
  de circuitos excitadores, 617, 636
  necesidad de, 614

Alambre Litz (trenzado), 660, 666, 689
Amortiguador
  capacitivo, 587
  necesidad de, 594
  polarizado de RL, 606
  R-C, 606
  resistencia, 588
Amortiguador de apagado, 596
  capacitancia del, 596
  resistencia de, 598
Amortiguador de encendido, 601
  circuito, 602
  inductancia del, 602
  resistencia del, 599
Amortiguador de sobretensión, 600
  capacitancia, 601
  inductancias parásitas, 600
Amplificador de pulso de compuerta, 624
Análisis de Fourier, 35, 37, 51
Ángulo
  extinción, 134, 138, 410, 411
  factor de potencia de carga, 207
  factor de potencia de desplazamiento, 32, 52
  fase, 215
Anillo de guarda, 466, 476
Apiñamiento de campos, 577
Aplicaciones, 7
  aeroespaciales, 8
  comerciales, 8
  electrónica de potencia, 8
  en sistemas de suministro de energía, 405
  industriales, 8, 397, 400, 404
  residenciales, 397
  telecomunicaciones, 8
  transporte, 8
Área
  devanado de inductores y transformadores, 675, 676
  operación segura de polarización inversa (RBSOA), 499
Área segura de operación, 498
  BJT, 499
  IGBT, 558
  MCT, 572
  MOSFET, 520
Armónico(s)
  bandas laterales, 190, 192
  distorsión de corriente, 428
  eliminación, 211, 215
  espectro, 190, 200
  filtros, del lado de CA, 412
    HVDC, 412
  límites de corriente, 428
  normas, 427
Armónicos de corriente, 408
Arranque
  de accionamientos de motores de inducción, 360
  suave, 300, 378
Arrastre
  corriente, 457
  longitud de la región, 478, 479
  MOSFET de la región, 504, 516, 517
  región de, 474, 475
  velocidad de, 451
Arseniuro de galio, 577, 578, 581
ATP, 63

Balastro inductivo (o bobina), 398
Barrera de potencial, 453-455
Base efectivo, espesor, 495
Batería, 315
  corriente de carga constante, 316
  intermitente, 316
  plomo-ácido, 315
Beta, 484-487
  caída con corrientes laterales, 488
BJT. *Véase* Transistor de unión bipolar
Blindajes
  de campo, 577
  eléctricos, 614
Bobina, 670, 672
Bobinado
  desmagnetización, 307
  transformador con derivación central, 196
Bomba centrífuga, 352

Cable de fibra óptica, 615, 636
Calentamiento por inducción, 256, 260
Canal
  n, 503, 504
  p, 504, 505
Capa de inversión, 510
Capacidad de cortocircuito, 442
Capacitancia de carga espacial, 477, 479
Capacitor(es)
  cerámico, 635
  conmutado por tiristor (TSC), 417
  corrección del factor de potencia, 413
  de aceleración, 612
  electrolítico, 632, 635
  electrolítico de aluminio, 635
  polipropileno, 635
    metalizado, 635
Carga espacial, 454
  ancho de la capa, 460
  capacitancia de la, 477, 479
Celdas
  de combustible, 420, 421
  solares, 418
Cicloconvertidor, 392
Circuito amortiguador, 27, 585
  de apagado, 596
  de encendido, 601
  diodo del, 586
    aplicación, 590
    capacitivo, 587
  función y tipos de, 585
  GTO, 605
  necesidad de, con transistores, 594
  para configuraciones de circuitos de puentes, 602
  para tiristores, 592
  resistencia, 588
  sobretensión, 600
Circuito(s)
  accionamiento, 560

conmutador cascode, 625
de un convertidor reductor, 556
equivalente del IGBT, 551
excitadores, 626
idealizado, 75
paralelos resonantes, 225
resonantes, conceptos básico, 223
Cocido por inducción, 400
Coeficiente de temperatura, 558
Compensación del deslizamiento, 373
Conceptos básicos del rectificador, 72
Conductividad térmica, 643
Conexión Darlington, 481, 484
Véase también Darlington Monolítico (MD)
Conmutación(es)
corriente cero, 219, 220
corriente inductiva, 219
Darlington monolíticos, 493
forzada, 625
pulsos de ondas cuadradas, 211
regenerativa, 530
tensión cero, 220
Conmutación de suministros de potencia CC, 265
aislamiento eléctrico de la, 265, 268
aproximación del factor K de la, 296
arranque suave de la, 300
avance, 265
capacitor de gran capacidad de la, 305
compensación (control de realimentación), 310
contrafase *(push-pull)*, 307
control, 296
de modo de corriente, 297
corriente irruptora, 305
especificaciones de diseño, 303
fuentes de alimentación lineal, 266
limitación de corriente, 306
linealización, 284
modulación digital del ancho de pulsos de la, 290, 292, 293
núcleo del transformador de la, 281, 300
protección de la, 301
puente completo de la, 300
rectificadores síncronos de la, 306
relación directa de servicio PWM de la, 296
resistencia serie equivalente de la, 289
salidas múltiples de la, 265, 267
semipuente de la, 300
tiempo de retención de la, 304, 308
vista general de la, 267
Conservación de energía, 7
Constante de tiempo
térmica, 642, 649
Constante dieléctrica, 456
Contactos óhmicos, 477
Control
banda de tolerancia, 297, 298, 433
constante, 433
variable, 433
discontinuo, 433
frecuencia constante, 298, 433
PWM de alimentación directa de voltaje, 296
tiempo de apagado constante, 298
VAR, 418
estático (SVC), 417, 422, 424
instantáneo (volts amperes reactivos), 417
vector orientado en campo, 381
Control de modulación del ancho de pulso (PWM), 299
asíncrono, 183
digital, 300
eliminación programada de armónicos, 217
modulación lineal del, 201
síncrono, 184, 217
sinusoidal, 216
sobremodulación del, 184, 201
Control del modo de la corriente, 297
Véase también Regulado por la corriente
Controlado por fase
convertidor, 112
inversor, 108
rectificador, 108
tiristor, 108
Controladores integrales de semiciclo, 404
Convección, 638
natural, 639, 644
símbolo, 12
Convertidor(es), 9
CA-CC, 12
carga resonante, 226
CC-CC híbrido resonante, 236
clasificación del, 8
contrafase (*push-pull*), 307
cuasirresonante, 222
Cúk, 142, 163
elevador, 142
elevador-reductor (*buck-boost*), 142
espalda con espalda (o en antiparalelo), 346
frecuencia de línea, 108. *Véase también* Convertidores de tiristor; Controlado por fases; De doce impulsos
de doce impulsos, 406
fuente de corriente, 307
matricial, 12
modo de cambio de CC a CC. *Véase* Convertidores de CC a CC
modo de operación (rectificación o inversión), 391
potencia reactiva consumida, 409
puente
completo, 142, 278
de doce pulsos, 406
reductor (*buck*), 142, 144
reductor/elevador, 174
resonante de CC-CC de carga paralela (PLR), 232-233
semiciclo integral, 223
de enlace de alta frecuencia, 223
semipuente, 279, 284
Convertidor directo, 276
de dos interruptores, 276
paralelo del, 276
Convertidores CC-CC, 9, 143
aislamiento eléctrico, 281
amplificación, 145
comparación, 171
control, 143
Cúk, 162-165, 173
elevador *(boost)*, 142

elevadores-reductores, 171, 172, 173
fuente de la corriente, 281
puente completo, 166, 173
reductor (*buck*), 142
sistema, 142
Convertidores de clase E, 238-239
modo no óptimo de los, 239, 240
modo óptimo de los, 238
Convertidor de flyback (derivados de los convertidores reductores/elevadores), 270, 271
de dos transistores, 272
paralelo del, 273
Convertidores de tiristores
conectados espalda con espalda, 346
monofásico, 113
operación por inversores de los, 120
otros convertidores trifásicos, 136
prácticos, 112
trifásicos, 136
Véase también Convertidor controlado por fases
Convertidores resonantes, 219
a la carga, 222
cancelación de voltaje, 251
circuitos resonantes en serie, 223
clase E, 238-239
clasificaciones de los, 221
conmutaciones de tensión cero y corriente cero, 220
enlace CC resonante, 254
enlace de alta frecuencia y semiciclo integral, 223
fuente de corriente, paralelo-resonante, 237
híbrido resonante de los, 236
interruptor, 239
resonante con carga en serie (SLR), 227
resonante de carga de los, 226
resonante de carga paralela de los, 232
seudorresonantes, 246
transición resonante, 246
Corriente
anódica máxima controlable, 545, 547
"backporch", GTO, 541, 542
cola de ánodo (GTO), 542
compuerta negativa, 528
compuerta al tiristor principal, 533
cortocircuito, 428
electrones inyectados, 526
filamento (o corriente no homogénea en su densidad), 497
inducido discontinua, 346
irruptora (sobrecorriente) en la activación inicial, 305
neutras, 90
retención del tiristor, 524
saturación inversa, 457, 458
Corriente de difusión, 458
área operativa segura (FBSOA), 499
voltaje de la, 492
Corriente de recuperación directa, 533
Corriente del colector
BJT, 492
GTO, 539
IGBT, 550
Corriente del devanado del inducido, 349
discontinua, 346
factor de forma de la, 337
ondulación de la, 337
Cortocircuito
cátodos, 534
cuerpo-fuente, 518, 519
de la fuente del cuerpo, 503
por la capa de inversión, 509
Cuasisaturación, 487

Darlington monolítico (MD), 493
Debilitamiento de campo en motores de CC, 337, 348
Densidad
carga especial, 454
electrones de equilibrio térmico, 448, 450
electrones libres, 447
flujo de saturación, 650
flujo por difusión, 452
impureza, 455
portador(es), 490
excedentes, 458
libre, 447
minoritarios, 458
receptor ionizado, 450
Desbordamiento térmico, 496, 497
Desempeño dinámico de señales pequeñas, 338
Deslizamientos, 359, 381
Devanados de transformadores seccionados, 676
Difusión
constante, 452
corriente, 458
electrones y huecos, 457
longitud, 457, 460
portadores minoritarios, 457
Diodo, 15, 462
antisaturación, 629
característica idealizada del, 16
corriente de fuga del, 16
corriente de recuperación inversa del, 474
dinámica S, 474
frecuencia de línea, 16
perforación, tensión de ruptura del, 464
polarización en directo, 16
polarización inversa, 17
potencia, 462, 562
recuperación rápida, 16, 613
ruptura inversa del, 15, 613
Schottky (diodo de aleación), 16, 475
Diseño de transformadores, 650
Disipadores de calor, 638
Dispositivos y circuitos emergentes, 561
Distorsión, 37
armónica global (THD), 52
armónica total (THD), 428, 429
de corrientes de línea, 37
Distribución de portadores excedentes, 458, 473
Drenaje
MOSFET, 519
resistencia de la región de arrastre, 517
unión del cuerpo, 505

Ecuaciones Ebers-Moll, 526
Efecto
campo, 506
estabilización térmica, 518
proximidad, 673, 689

superficial, 673, 674
Electrones, 468, 471
arrastre de electrones, 451
Emisor abierto
circuito de conmutación del, 621
EMTP, 65
Encoders de posición incremental, 329
Enfriado por circulación forzada de aire, 644
Entrehierro en inductores, 661
Equilibrio térmico, barrera de potencial, 453
Escobilla de carbón, 333
Espesor base, 482
Esquema de cambio de toma electrónico, 314
Estabilizadores de potencia, 312, 314
Estado activo
pérdidas, 451, 469, 518
resistencia, 514, 517, 518
Estado de bloqueo inverso del tiristor, 526
Estructura(s)
básica y características I-V, 637
básica y operación física del IGBT, 548
cátodo de compuerta altamente interdigitada GTO, 537
NPT, 557

Factor
cresta, 38
desempeño, ferritas, 682
forma, 337, 340
potencia (PF), 39, 40
potencia de desplazamiento (DPF), 51
relleno de cobre, 657
Falla de la corriente en la conmutación, 122
Filtrado activo de armónicos, 431
Filtro(s)
activos, 405, 422
blindaje, 441
de entrada, 303
EMI conducida, 441
pasivo, 430
Forma de onda de voltaje CA, 122
convertidores controlados por fases, 136
distorsión de la, 122
muescas de línea, 122
Véase también Armónicos, distorsión de voltaje
Formación del arco en el conmutador, 337
Frecuencia
conmutación *fS*, 6, 145
cruce, 295
portadores, 180
Frenado, 371, 373, 381
regenerativo, 176, 177
Fuente de la corriente, 402
convertidor CC-CC, 280
convertidor paralelo-resonante, 256
inversor paralelo-resonante de CC a CA, 241, 256
inversores (CSI), 215, 368, 375
Fuente del MOSFET, 504
Fuerza contraria electromotriz, 349
Función de transferencia de señales pequeñas, 284

Ganancia
bloqueo, 563, 567
de corriente, 22
desconexión de, GTO, 547
GTO. *Véase* Tiristor de desconexión de compuerta

HVDC, control de convertidores, 410

IGBT
simétrico, 551
Iluminación fluorescente de alta frecuencia, 398
Impacto sobre pérdidas de estado activo, 470
Impedancia térmica transitoria, 641, 643
Impurezas
difusoras de receptores, 466
donante, 449
ionizadas, 454
o imperfecciones en el cristal, 450
Inductancia de dispersión, 590, 592, 606
Inductor(es)
características, 661
controlados por tiristores, 415
diseño del, 664
parámetros, 661
temperaturas, 662
Inductores de almacenamiento de energía superconductivos, 420
Interconexión
de arreglos fotovoltaicos, 418
energía hidroeléctrica pequeña , 420
fuente de energía renovable, 418
monofásica, 419
trifásica, 420
Interface
de semiconductor metálico, 477
Minnesota, 420
Interferencia electromagnética (EMI), 219, 221, 439
filtro, 441
normas, 440
reducción, 441
Interruptor(es)
apagado, 163
estático de transferencia, 318, 319
genérico, 19, 20
ideal, 10, 11
inteligentes, 574
semiconductores de potencia, 19
Interruptor controlable, 15, 26
características deseadas del, 19
comparación del, 26
tiempos de conmutación del, 28
Intervalo de conmutación *u*, 130, 137
Intrínseca, 460
densidad de portadores, 450
temperatura, 460
Inversor(es), 176
CC a CA. *Véase* Inversores de modo de cambio de CC a CA
contrafase (push-pull), 196
cuatro cuadrantes, 178
fuentes de voltaje (VSI), 203
modulado por el ancho de pulsos (PWM-VSI), 368
modo de conmutación, 177
modulado por anchura del pulso (PWM), 210
Véase también Inversores de CC a CA de modo de conmutación
seis pasos, 368

semipuente, 227
trifásico(s), 199
modulado por el ancho de impulsos (PWM), 199
Inversores de CC a CA de modo de conmutación, 176
armónicos, 181, 217
control de salida mediante la cancelación de voltajes, 193
conceptos básicos de los, 177
control
banda de tolerancia, 213
corriente de frecuencia fija, 214
corriente del lado CC, id, 205, 206
eliminación de armónicos programada, 211
método de conmutación modulado por ancho de pulsos, 179
modo de operación del rectificadores, 214
modulación
lineal, 200, 201
regulada por la corriente (modo de corriente), 212
monofásico, 185
puente completo, 186
ondulación en la salida del inversor, 203-204
operación de ondas cuadradas, 192, 202
por pulsos de ondas cuadradas, 211
PWM con conmutación
bipolar, 189
de voltaje unipolar, 191
sobremodulación, 201
tiempo de supresión, 208
trifásicos, 198, 202
utilización de interruptores monofásicos, 197
Inversores de ondas cuadradas, 192, 202
accionamientos de VSI, 374
VSI de onda cuadrada y frecuencia variable, 374
Inyección de portador(es), 457, 472
excedentes, 457
Inyección doble, 468
Ionización
por impacto, 458
térmica, 457
Irradiación de electrones, 451

Laminados, núcleos, 655
Ley
acción de masas, 450
Ampère, 42
inducción magnética de Faraday, 46
Lenz, 46
Ohm, 46
voltaje de Kirchhoff:, 45
Limitación de corriente regresiva, 301
Limitador
d/dt, 347
rampas, 347, 373
Límite de corriente dinámico, 340
Lineal(es)
electrónica, 4
fuentes de alimentación, 265
modulación, 199
Longitud del conductor, 630

Magnético
campos, 680
componentes, 650
material de núcleos, 650
núcleo, 650
pérdidas por corrientes parásitas, 676
Margen de fase (PM), 295
Material ferrita, 668
factor de desempeño del, 653
MATLAB, 65
Mecanismo de acoplamiento, 326
Método de perturbación y ajustes, 419
Modelado de la corriente activa, 434, 442
Modo
de operación del inversor, 132
desacelerar el IGBT en la desconexión, 553
operación de rectificadores, 176, 214
Modulación
de conductividad, 467-460
del ancho de base (espesor), 487
MOSFET
baja tensión de ruptura, 517
canal n, 504, 505
canal p, 504, 505
en paralelo, conexión de, 518
Motor de CC de imanes permanentes, 334, 336
Motores
CC sin escobillas, 384
conmutación electrónica. *Véase* Accionamientos de motor síncrono
consideraciones térmicas de los, 326
corriente nominal de los, 328
pérdida de potencia de los, 326
Motores de inducción
características con frecuencia nominal, 356
características de velocidad contra par de torsión, 358
circuito equivalente por fase de los, 366
corrientes armónicas de los, 366
excitación no sinusoidal de los, 365
frenado en, 364
pérdidas armónicas de los, 366
pulsaciones de par de torsión de los, 367
servoaccionamientos, 373
Movilidad de portadores, 452
Muescas de línea, 135

Normas de armónicos, 427, 442
Núcleo(s)
área del, 681
base de datos del, 690
formas del, 655, 682
laminados, 655
materiales del, 650
pérdida del, 281
polvo de hierro, 650
tamaños del, 682, 685
Núcleo del transformador, 281, 307
selección del, 281

Ondulación o rizo, corriente de inducido, 341
en la salida del inversor, 203
Operación
cuatro cuadrantes, 334, 341
dos cuadrantes, 345
un cuadrante, 334, 345
Optoacoplador, 617, 628

Par de torsión, 387
Parásito
  BJT en MOSFET, 518-521
  diodo en MOSFET, 504, 520
  tiristor en IGBT, 548, 559
Pérdida
  corrientes parásitas, 678, 681
  histéresis, 651
  núcleo específico, 688
Perforación, 464-466
Perturbación
  corte de energía (apagón), 311
  EMI, 311
  forma de onda de voltaje truncado, 311
  fuentes de, 312
  pulsos parásito de voltaje, 311
  red eléctrica, 311
  sobretensión, 311
  tensión insuficiente (*brownout*), 311
Placa de campo, 466, 467
Polarización
  directa, área de operación segura, 499
  inversa, 485, 495
Portador de carga, 447
Portador de exceso, 458
  densidad del, 457, 473
  distribuciones, 458
  inyección del, 478
  tiempo de vida, 451
Portador libre, 453, 455
  arrastre y difusión, 451
  densidad, 453
  electrones, 451
  hueco, 451
Portador mayoritario, 449
  densidad de dopaje, 496
Portador minoritario, 458
  densidad, 458
  dispositivo de potencia del, 501
  distribución, 485
  tiempo de vida, 451, 457
Posición
  encoder, 329
  sensor, 329
Potencia
  aparente, S, 32, 39
  contacto, 460
  de desplazamiento (DPF), 52
  factor, 38
  media, 52
  reactiva, *Q*, 33
  real, 33
Procesador de potencia, 10-12
Producto de área, inductor/transformador, 659
Promediado de la descripción de variables de estado, 285
Promedio de energía y corriente *rms*, 30
Proporción de modulación de frecuencia *mf*, 183
Protección
  de fuentes de alimentación, 300
  del voltaje, 301
Puente completo
  convertidor de, 171, 281
  inversor del, 196, 197
Puente H, 341
Pulsos parásitos de voltaje, 311
PWM
  asíncrono, 183
  de conmutación de voltaje bipolar, 167-169
  síncrono, 183
  sinusoidal, 185

Recombinación, 415
  Auger, 451
  centro de, 451
Rectificadores controlados de silicio (SCR), 523
  Véase también Tiristores
Rectificador(es)
  asimétrico controlado de silicio (ASCR), 19
  Minnesota, 439
  modo de conmutación, 214, 216
  prácticos de puentes de diodos, 85
  síncrono, 306
  trifásicos, 98
  Véase Rectificadores de diodo, Rectificadores de modo de conmutación
Rectificadores de diodos, 71
  comparación de los, 101
  conceptos básicos de los, 72
  de frecuencia de línea, 100
  duplicadores de voltaje (monofásicos), 89
  puente de diodo monofásico, 74
  trifásicos de puente completo, 91
Recuperación de potencia estática de deslizamiento, 381
Región
  activa del MOSFET, 521
  arrastre del colector, 490, 492, 493
  compuerta de MOSFET, 506
  debilitamiento de campo, 348
  degradación, 455
  óhmica, 505, 513
Regiones
  carga espacial, 455
  degradación, 453, 454
Regulación de voltaje
  sistema de control por realimentación, 284
Regulado por la corriente
  convertidor de fuente de voltaje, 329, 330
  convertidor VSI, 374
  modulación del, 215, 329
  Véase también Control del modo de la corriente
Relación
  acoplamiento, 326
  ancho y largo de la compuerta, 504
  corriente, 427, 429
  Einstein, 454
  modulación de amplitud ma, 199
Representación fasorial, 31
Residuo de corriente. *Véase* Corriente residual
Resistencia
  canal, 517

capas de acumulación, 517
latera (de extensión), 552
óhmica de la capa del cuerpo, 553
serie equivalente (ESR) del condensador filtrante, 285
Resistencia térmica, 646
debida a convección, 645
debida a radiación, 646
Ruido
alta frecuencia, 312, 314
de línea, 133, 135
irradiado, *440, 441*
modo común, *314, 440*
Ruido conducido, 440
modo común, 440
modo diferencial, 440
red de estabilización de impedancia de línea (LISN), 440
Ruptura
de avalancha, 458
primaria, 484
secundaria, 496
tensión, 477

Saturación
de velocidad (electrones), 509, 510
severa 491, 497
Segunda, ruptura, 496
Semiconductores, 447
dopados, 448
movimiento del hueco, 449
Sensor de corriente, 634
de efecto Hall, 634
Sensor de velocidad, 330
Servoaccionamiento CC, 337
Silicio, 452, 458
Simulación, 55
de circuito en PSpice, 64
ecuaciones diferenciales
lineales de, 59
no lineales de, 61
EMTP, 63
MATLAB, 66
mecánicas, 52
método trapezoidal de integración, 60
orientados en circuitos, 62
por computadora, 56
SIMULINK, 65
técnicas de solución de, 59
Sistemas de almacenamiento de energía, 405, 420
Sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), 314
baterías convencionales de plomo/ácido, 315
diagrama de bloques, 315
flujo de potencia bidireccional, 435
interruptor de transferencia estático del, 318
inversor, 316
monofásico, 314
rectificador, 315, 316
trifásico, 314
Sobrecorriente, 626
detección de, 626
inductores, 663
protección de GTO de, 545
protección de, 626
transformadores, en, 688
Sobremodulación, 183, 201, 202
Soldadura, 402
por arco, 402
Suministro
energía, 311, 318
fluctuaciones de voltaje de, 299
potencia CC de modo de conmutación. *Véase* Conmutación de suministros de potencia CC
Supresores de oleadas, 312

Técnica
cortocircuito, 546
tramado, 419
Temperatura de la unión, 638
Tensión de ruptura, estimación, 459
Tiempo
apagado t_q, 532
caída de la corriente, 20-21
cortos de voltaje de conexión y desconexión, 21
desconexión del tiristor, 534
desconexión y recuperación cortos como el GTO, 539
encendido de un tiristor, 532
extensión del plasma, 531
recuperación especificado, 533
retención, 308
retraso de encendido, 530
subida t_r, 530
vida de los portadores excedentes, 533
Tiempo de supresión, 143, 344
efecto del, 210, 344
no linealidad del, 344
Tiempo de vida, 450, 451
capacitor, 635
control, 451
disminución, 451
portador excedente, 460
Tiras de cobre, barra colectora, 632
Tiristor
activado por luz, 18, 19
apagado de compuerta (GTO), 525
bipolar de inducción estática (BSIThy), 565
característica de *i-v*, 523
conducción inversa (RCT), 19
conmutación forzada, 27
controlado por el campo (FCT), 567
tiempo de desconexión, 534
tiempo de encendido, 531
Tiristores, 16, 523
circuito de conmutación de corriente de los, 237
circuito de control de disparo de puerta, 111
condensadores conmutados, 416
controlados por fases, 18
corriente de puerta de los, 17
de conversión, 18
de grado inversor, 18
estado de bloqueo de avance de los, 17
inductores controlados, 415
Transformador(es), 47
con núcleos sin pérdida, 47

conceptual con dos bobinas, 111
ferro-resonantes, 314
ideal, 49
Transistor de unión bipolar (BJT), 481
npn, 481, 495
pnp, 481, 495
Transistor(es)
apagado, 491
bipolar de compuerta aislada (IGBT), 528
bipolar de inducción estática (BSIT), 565
bipolar de potencia (BJT), 24, 546
efecto de campo de óxido metálico (MOSFET), 502
efecto de campo de uniones de potencia (JFET), 561
efecto de campo en modo de acumulación, 517
efecto de campo MOS (MOSFET). *Véase* Semiconductor de óxido metálico
inducción estática, 561
MOS bipolar, 548
Transmisión
de CC en altas tensiones, 405
térmica por conducción, 639
Triac, 314

Umbral de corriente de trabado en IGBT, 550
Unión
drenaje-cuerpo, 502, 516
enlaces (covalente), 450
metalúrgica, 453
pasos, 459
pn, 452-453

Vacío, enlace, 448-450
Valoración
di/dt, 18
dv/dt, 18
Varistor de óxido metálico (MOV), 312, 314
VDMOS, 503
Velocidad
de compresión en GTO, 541
síncrona, 378, 381
Voltaje
ánodo-cátodo, 536
bloqueo de polarización directa, 524
compuerta a fuente, 505
de línea a línea, 134
drenaje-fuente, 511
estrangulamiento, 563
máximo de colector-emisor, 482
retención del tiristor, 528
ruptura de colector-base, 482
umbral, 510, 522

Zona muerta, 344

La intención fundamental de esta obra es proporcionar una presentación de los principios básicos de la electrónica de potencia para aplicaciones y diseño en el rango de potencia de 500 kW o menos.

Este libro fue adoptado como libro para la asignatura en muchas universidades en todo el mundo; es por esta razón que su contenido no fue alterado:

Parte 1. Introducción al campo de la electrónica de potencia.

Parte 2. Analiza las topologías genéricas de convertidores.

Parte 3. Discute fuentes de alimentación conmutadas.

Parte 4. Contempla los accionamientos motrices.

Parte 5. Incluye varias aplicaciones industriales y comerciales en un solo capítulo.

Parte 6. Estudia los dispositivos de semiconductores de potencia que se usan en convertidores de electrónica de potencia.

Mc Graw Hill Educación

The McGraw-Hill Companies

978-970-10-7248-6

EAN 9 789701 072486 00000

Visite nuestra página WEB
www.mcgraw-hill-educacion.com