

Cuarta edición

# ELECTRÓNICA DE POTENCIA



MUHAMMAD H. RASHID

1223

# ELECTRÓNICA DE POTENCIA

CUARTA EDICIÓN

**Muhammad H. Rashid**

*Fellow IET,  
Life Fellow IEEE*

*Electrical and Computer  
Engineering  
University of West Florida*

TRADUCCIÓN

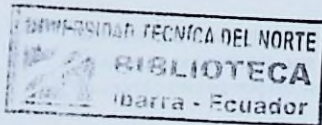
**Rodolfo Navarro Salas**

*Ingeniero Mecánico  
Universidad Nacional Autónoma de México*

REVISIÓN TÉCNICA

**Brahim El Filali**

*Academia de Sistemas  
Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería  
y Tecnologías Avanzadas (UPIITA)  
Instituto Politécnico Nacional, México*



**PEARSON**

**RASHID, MUHAMMAD, H**

**Electrónica de potencia**

Cuarta edición

PEARSON EDUCACIÓN, México, 2015

ISBN: 978-607-32-3325-5

Área: Ingeniería

Formato: 20 × 25.5 cm

Páginas: 680

Authorized translation from the English language edition entitled *Power Electronics, 4<sup>th</sup> Edition*, by *Muhammad H. Rashid*, published by Pearson Education, Inc., publishing as Prentice Hall, Copyright © 2014. All rights reserved.  
ISBN 9780133125900

Traducción autorizada de la edición en idioma inglés titulada *Power Electronics, 4a edición*, por *Muhammad H. Rashid*, publicada por Pearson Education, Inc., publicada como Prentice Hall, Copyright © 2014. Todos los derechos reservados.

Esta edición en español es la única autorizada.

#### Edición en español

Director General: Sergio Fonseca Garza

Director de Contenidos

y Servicios Digitales: Alan David Palau

Editor Sponsor: Luis M. Cruz Castillo

e-mail: luis.cruz@pearson.com

Editor de Desarrollo: Bernardino Gutiérrez Hernández

Supervisor de Producción: Gustavo Rivas Romero

Gerencia de Contenidos

Educación Superior: Marisa de Anta

#### CUARTA EDICIÓN, 2015

D.R. © 2015 por Pearson Educación de México, S.A. de C.V.

Antonio Dovalí Jaime núm. 70,

Torre B, Piso 6,

Col. Zedec Ed Plaza Santa Fe,

Delegación Álvaro Obregón, C.P. 01210, México, D.F.

Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana. Reg. núm. 1031.

Reservados todos los derechos. Ni la totalidad ni parte de esta publicación pueden reproducirse, registrarse o transmitirse, por un sistema de recuperación de información, en ninguna forma ni por ningún medio, sea electrónico, mecánico, fotoquímico, magnético o electroóptico, por fotocopia, grabación o cualquier otro, sin permiso previo por escrito del editor.

El préstamo, alquiler o cualquier otra forma de cesión de uso de este ejemplar requerirá también la autorización del editor o de sus representantes.

**ISBN LIBRO IMPRESO: 978-607-32-3325-5**

**ISBN E-BOOK: 978-607-32-3328-6**

Impreso en México. *Printed in Mexico.*

1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 - 18 17 16 15

Esta obra se terminó de imprimir en mayo de 2015

en los talleres de Litográfica Ingramex, S.A. de C.V.

Centeno 162-1, Col. Granjas Esmeralda, C.P. 09810, México, D.F.

**PEARSON**

[www.pearsonenespañol.com](http://www.pearsonenespañol.com)

*A mis padres, mi esposa Fatema, y  
mis hijos: Fa-eza, Farzana, Hasan, Hannah, Laith, Laila y Nora*

# Contenido

<b>Prefacio</b>	<b>xvii</b>
<b>Acerca del autor</b>	<b>xxiii</b>
<b>Capítulo 1</b> <b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1    Aplicaciones de la electrónica de potencia	2
1.2    Historia de la electrónica de potencia	4
1.3    Tipos de circuitos electrónicos de potencia	6
1.4    Diseño de equipo electrónico de potencia	10
1.5    Determinación de valores de la media cuadrática de formas de onda	11
1.6    Efectos periféricos	12
1.7    Características y especificaciones de conmutadores	15
1.7.1    Características ideales	15
1.7.2    Características de los dispositivos prácticos	16
1.7.3    Especificaciones de un conmutador	18
1.8    Dispositivos semiconductores de potencia	19
1.9    Características de control de dispositivos de potencia	25
1.10    Opciones de dispositivos	25
1.11    Módulos de potencia	29
1.12    Módulos inteligentes	29
1.13    Diarios y conferencias sobre electrónica de potencia	31
Resumen	32
Referencias	32
Preguntas de repaso	33
Problemas	33
<b>PARTE I</b> <b>Diodos de potencia y rectificadores</b>	<b>35</b>
<b>Capítulo 2</b> <b>Diodos de potencia y circuitos <i>RLC</i> conmutados</b>	<b>35</b>
2.1    Introducción	36
2.2    Lo básico de los semiconductores	36
2.3    Características del diodo	38
2.4    Características de recuperación inversa	41
2.5    Tipos de diodos de potencia	44
2.5.1    Diodos de uso general	44
2.5.2    Diodos de recuperación rápida	45
2.5.3    Diodos Schottky	46

2.6	Diodos de carburo de silicio	46
2.7	Diodos Schottky de carburo de silicio	47
2.8	Modelo SPICE de diodo	48
2.9	Diodos conectados en serie	49
2.10	Diodos conectados en paralelo	53
2.11	Carga $RC$ conmutada por diodo	54
2.12	Carga $RL$ conmutada por diodo	56
2.13	Carga $LC$ conmutada por diodo	58
2.14	Carga $RLC$ conmutada por diodo	61
2.15	Diodos de conducción libre con carga $RL$ conmutada	65
2.16	Recuperación de la energía atrapada con un diodo	68
	Resumen	72
	Referencias	72
	Preguntas de repaso	73
	Problemas	73
<b>Capítulo 3</b>	<b>Diodos rectificadores</b>	<b>79</b>
3.1	Introducción	80
3.2	Parámetros de desempeño	80
3.3	Rectificadores monofásicos de media onda	82
3.4	Rectificador monofásico de onda completa con carga $RL$	85
3.5	Rectificador monofásico de onda completa con una carga altamente inductiva	92
3.6	Rectificadores multifásicos en estrella	94
3.7	Rectificadores trifásicos	98
3.8	Rectificador trifásico conectado a una carga $RL$	102
3.9	Rectificador trifásico con carga altamente inductiva	106
3.10	Comparaciones de diodos rectificadores	108
3.11	Diseño de un circuito rectificador	108
3.12	Voltaje de salida con filtro $LC$	120
3.13	Efectos de las inductancias de la fuente y la carga	124
3.14	Consideraciones prácticas para seleccionar inductores y capacitores	127
3.14.1	Capacitores de película de ca	127
3.14.2	Capacitores de cerámica	128
3.14.3	Capacitores electrolíticos de aluminio	128
3.14.4	Capacitores de tantalio sólido	129
3.14.5	Supercapacitores	129
	Resumen	129
	Referencias	129
	Preguntas de repaso	130
	Problemas	130
<b>PARTE II</b>	<b>Transistores de potencia y convertidores de CD a CD</b>	<b>134</b>
<b>Capítulo 4</b>	<b>Transistores de potencia</b>	<b>134</b>
4.1	Introducción	135
4.2	Transistores de carburo de silicio	136
4.3	MOSFETs de potencia	137

4.3.1	Características en estado estable	140
4.3.2	Características de conmutación	143
4.3.3	MOSFETs de carburo de silicio	145
4.4	COOLMOS	147
4.5	Transistores de efecto de campo de unión (JFETs)	149
4.5.1	Funcionamiento y características de los JFETs	149
4.5.2	Estructuras de JFET de carburo de silicio	153
4.6	Transistores bipolares de unión	156
4.6.1	Características de estado estable	157
4.6.2	Características de conmutación	161
4.6.3	Límites de conmutación	168
4.6.4	BJTs de carburo de silicio	169
4.7	IGBTs	170
4.7.1	IGBTs de carburo de silicio	173
4.8	SITs	174
4.9	Comparaciones de transistores	175
4.10	Reducción de potencia de transistores de potencia	175
4.11	Limitaciones de $di/dt$ y $dv/dt$	179
4.12	Funcionamiento en serie y en paralelo	182
4.13	Modelos SPICE	184
4.13.1	Modelo SPICE de un BJT	184
4.13.2	Modelo SPICE de MOSFET	186
4.13.3	Modelo SPICE de IGBT	187
4.14	Control de compuerta de MOSFET	189
4.15	Control de compuerta de JFET	191
4.16	Excitación de base de BJT	192
4.17	Aislamiento de compuerta y excitadores de base	197
4.17.1	Transformadores de pulsos	199
4.17.2	Optoacopladores	199
4.18	Circuitos integrados de excitación de compuerta	200
	Resumen	202
	Referencias	203
	Preguntas de repaso	206
	Problemas	208
<b>Capítulo 5</b>	<b>Convertidores CD-CD</b>	<b>210</b>
5.1	Introducción	211
5.2	Parámetros de desempeño de convertidores CD-CD	211
5.3	Principio de la operación de reducción	212
5.3.1	Generación del ciclo de trabajo	216
5.4	Convertidor reductor con carga $RL$	217
5.5	Principio de la operación de elevación	222
5.6	Convertidor elevador con una carga resistiva	225
5.7	Parámetros que limitan la frecuencia	227
5.8	Clasificación de los convertidores	228
5.9	Reguladores en modo de conmutación	232
5.9.1	Reguladores reductores	233
5.9.2	Reguladores elevadores	237
5.9.3	Reguladores reductores-elevadores	241

5.9.4	Reguladores Cúk	245
5.9.5	Limitaciones de la conversión con una sola etapa	251
5.10	Comparación de los reguladores	252
5.11	Convertidor elevador de múltiples salidas	253
5.12	Convertidor elevador alimentado por diodo rectificador	256
5.13	Modelos promediados de convertidores	258
5.14	Análisis de espacio de estados de reguladores	264
5.15	Consideraciones de diseño para filtro de entrada y convertidores	268
5.16	Circuito integrado excitador para convertidores	273
	Resumen	275
	Referencias	277
	Preguntas de repaso	279
	Problemas	279
<b>PARTE III</b>	<b>Inversores</b>	<b>282</b>
<b>Capítulo 6</b>	<b>Convertidores CD-CA</b>	<b>282</b>
6.1	Introducción	283
6.2	Parámetros de desempeño	283
6.3	Principio de funcionamiento	285
6.4	Puentes inversores monofásicos	289
6.5	Inversores trifásicos	295
6.5.1	Conducción de 180 grados	296
6.5.2	Conducción durante 120 grados	303
6.6	Control de voltaje de inversores monofásicos	306
6.6.1	Modulación por ancho de pulsos múltiples	306
6.6.2	Modulación por ancho de pulso senoidal	309
6.6.3	Modulación por ancho de pulso senoidal modificada	312
6.6.4	Control por desplazamiento de fase	315
6.7	Control de voltaje de inversores trifásicos	316
6.7.1	PWM senoidal	317
6.7.2	PWM de 60 grados	320
6.7.3	PWM por terceros armónicos	320
6.7.4	Modulación por vector espacial	323
6.7.5	Comparación de las técnicas de PWM	335
6.8	Reducciones armónicas	335
6.9	Inversores con fuente de corriente	340
6.10	Inversor de enlace de cd variable	342
6.11	Inversor elevador	344
6.12	Diseño del circuito inversor	349
	Resumen	354
	Referencias	354
	Preguntas de repaso	356
	Problemas	357
<b>Capítulo 7</b>	<b>Inversores de pulsos resonantes</b>	<b>361</b>
7.1	Introducción	362
7.2	Inversores resonantes en serie	362

7.2.1	Inversores resonantes con interruptores unidireccionales	363
7.2.2	Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales	372
7.3	Respuesta a la frecuencia de inversores resonantes en serie	378
7.3.1	Respuesta de frecuencia para carga en serie	378
7.3.2	Respuesta de frecuencia para carga en paralelo	381
7.3.3	Respuesta de frecuencia para carga en serie-paralelo	383
7.4	Inversores resonantes en paralelo	384
7.5	Control de voltaje de inversores resonantes	388
7.6	Inversor resonante clase E	390
7.7	Rectificador resonante clase E	394
7.8	Convertidores resonantes de conmutación por corriente cero	398
7.8.1	Convertidor resonante ZCS tipo <i>L</i>	399
7.8.2	Convertidor resonante ZCS tipo <i>M</i>	402
7.9	Convertidores resonantes de conmutación por voltaje cero	402
7.10	Comparaciones entre convertidores ZCS y convertidores resonantes ZVS	406
7.11	Convertidores resonantes ZVS de dos cuadrantes	407
7.12	Inversores resonantes de enlace de CD	409
	Resumen	413
	Referencias	414
	Preguntas de repaso	414
	Problemas	415
<b>Capítulo 8</b>	<b>Inversores multinivel</b>	<b>417</b>
8.1	Introducción	417
8.2	Concepto multinivel	418
8.3	Tipos de inversores multinivel	420
8.4	Inversor multinivel con diodo fijador	420
8.4.1	Principio de funcionamiento	421
8.4.2	Características del inversor con diodo fijador	422
8.4.3	Inversor con diodo fijador mejorado	424
8.5	Inversor multinivel con capacitores volantes	426
8.5.1	Principio de funcionamiento	426
8.5.2	Características del inversor con capacitores volantes	428
8.6	Inversor multinivel en cascada	429
8.6.1	Principio de funcionamiento	429
8.6.2	Características del inversor en cascada	431
8.7	Aplicaciones	433
8.7.1	Compensación de potencia reactiva	433
8.7.2	Interconexión espalda con espalda	435
8.7.3	Excitadores de velocidad ajustable	435
8.8	Corrientes de dispositivo de conmutación	436
8.9	Balanceo del voltaje de capacitor de enlace de CD	437
8.10	Características de los inversores multinivel	438
8.11	Comparaciones de convertidores multinivel	439
	Resumen	440
	Referencias	440

	Preguntas de repaso	441
	Problemas	441
<b>PARTE IV</b>	<b>Tiristores y convertidores tiristorizados</b>	<b>443</b>
<b>Capítulo 9</b>	<b>Tiristores</b>	<b>443</b>
9.1	Introducción	443
9.2	Características del tiristor	444
9.3	Modelo de tiristor de dos transistores	447
9.4	Encendido del tiristor	449
9.5	Apagado del tiristor	451
9.6	Tipos de tiristores	453
9.6.1	Tiristores controlados por fase	453
9.6.2	Tiristores bidireccionales controlados por fase	454
9.6.3	Tiristores asimétricos de conmutación rápida	455
9.6.4	Rectificadores controlados de silicio activados por luz	456
9.6.5	Tiristores de triodo bidireccionales	456
9.6.6	Tiristores de conducción inversa	457
9.6.7	Tiristores apagados por compuerta	457
9.6.8	Tiristores controlados por FET	462
9.6.9	MTOs	463
9.6.10	ETOs	464
9.6.11	IGCTs	465
9.6.12	MCTs	466
9.6.13	SITHs	469
9.6.14	Comparaciones de tiristores	470
9.7	Funcionamiento en serie de tiristores	475
9.8	Funcionamiento en paralelo de tiristores	478
9.9	Protección contra $di/dt$	479
9.10	Protección contra $dv/dt$	480
9.11	Modelo SPICE de tiristor	482
9.11.1	Modelo SPICE de tiristor	482
9.11.2	Modelo SPICE de GTO	484
9.11.3	Modelo SPICE de MCT	486
9.11.4	Modelo SPICE de SITH	486
9.12	DIACs	486
9.13	Circuitos de disparo de tiristor	489
9.14	Transistor de una unión	492
9.15	Transistor de una unión programable	494
	Resumen	496
	Referencias	497
	Preguntas de repaso	500
	Problemas	501
<b>Capítulo 10</b>	<b>Rectificadores controlados</b>	<b>503</b>
10.1	Introducción	504
10.2	Convertidores monofásicos completos	504
10.2.1	Convertidor monofásico completo con carga $RL$	508

10.3	Convertidores monofásicos duales	511
10.4	Convertidores trifásicos completos	514
10.4.1	Convertidor trifásico completo con carga <i>RL</i>	518
10.5	Convertidores trifásicos duales	520
10.6	Control de modulación por ancho de pulso	523
10.6.1	Control de PWM	524
10.6.2	PWM senoidal monofásica	526
10.6.3	Rectificador trifásico de PWM	527
10.7	Convertidores monofásicos en serie	531
10.8	Convertidores de doce pulsos	534
10.9	Diseño de circuitos de convertidor	536
10.10	Efectos de las inductancias de carga y fuente	542
	Resumen	544
	Referencias	544
	Preguntas de repaso	546
	Problemas	546
<b>Capítulo 11 Controladores de voltaje de CA</b>		<b>552</b>
11.1	Introducción	553
11.2	Parámetros de desempeño de controladores de voltaje de CA	554
11.3	Controladores monofásicos de onda completa con cargas resistivas	555
11.4	Controladores monofásicos de onda completa con cargas inductivas	559
11.5	Controladores trifásicos de onda completa	563
11.6	Controladores trifásicos de onda completa conectados en delta	568
11.7	Cambiadores de conexión de transformador monofásico	572
11.8	Cicloconvertidores	577
11.8.1	Cicloconvertidores monofásicos	577
11.8.2	Cicloconvertidores trifásicos	580
11.8.3	Reducción de los armónicos de salida	581
11.9	Controladores de voltaje de ca con control de PWM	584
11.10	Convertidor matricial	586
11.11	Diseño de circuitos de controlador de voltaje de CA	588
11.12	Efectos de las inductancias de fuente y carga	596
	Resumen	597
	Referencias	597
	Preguntas de repaso	598
	Problemas	598

**Los capítulos 12 a 15 se encuentran en español en el sitio Web del libro**

**PARTE V Electrónica de potencia: aplicaciones y protecciones 602**

**Capítulo 12 Sistemas flexibles de transmisión de ca 602**

12.1	Introducción	603
12.2	Principio de transmisión de potencia	604
12.3	Principio de compensación en derivación	606

12.4	Compensadores en derivación	608
12.4.1	Reactor controlado por tiristor	608
12.4.2	Capacitor conmutado por tiristor	609
12.4.3	Compensador de VAR estático	612
12.4.4	Compensador de VAR estático avanzado	613
12.5	Principio de compensación en serie	615
12.6	Compensadores en serie	617
12.6.1	Capacitor en serie conmutado por tiristor	617
12.6.2	Capacitor en serie controlado por tiristor	619
12.6.3	Capacitor en serie controlado por conmutación forzada	620
12.6.4	Compensador de VAR estático en serie	621
12.6.5	SSVC avanzado	621
12.7	Principio de compensación por ángulo de fase	624
12.8	Compensador de ángulo de fase	627
12.9	Controlador de flujo de potencia unificado	628
12.10	Comparaciones de compensadores	629
	Resumen	631
	Referencias	631
	Preguntas de repaso	632
	Problemas	632

## **Capítulo 13 Fuentes de alimentación** 634

13.1	Introducción	635
13.2	Fuentes de alimentación de cd	635
13.2.1	Fuentes de alimentación de cd en modo conmutado	636
13.2.2	Convertidor de retorno	636
13.2.3	Convertidor directo	640
13.2.4	Convertidor balanceado	645
13.2.5	Convertidor de medio puente	647
13.2.6	Convertidor de puente completo	650
13.2.7	Fuentes de alimentación de cd resonantes	653
13.2.8	Fuentes de alimentación bidireccionales	655
13.3	Fuentes de alimentación de ca	655
13.3.1	Fuentes de alimentación de ca en modo conmutado	657
13.3.2	Fuentes de alimentación de ca resonantes	657
13.3.3	Fuentes de alimentación de ca bidireccionales	658
13.4	Conversiones en múltiples etapas	659
13.5	Circuitos de control	660
13.6	Consideraciones de diseño magnético	664
13.6.1	Diseño del transformador	664
13.6.2	Inductor de cd	668
13.6.3	Saturación magnética	669
	Resumen	670
	Referencias	670
	Preguntas de repaso	671
	Problemas	671

<b>Capítulo 14</b>	<b>Propulsores de cd</b>	<b>675</b>
14.1	Introducción	676
14.2	Características básicas de los motores de cd	677
14.2.1	Motor de cd de excitación independiente	677
14.2.2	Motor de cd de excitación en serie	680
14.2.3	Relación de engranes	682
14.3	Modos de funcionamiento	684
14.4	Propulsores monofásicos	686
14.4.1	Propulsores monofásicos de semiconvertidor	688
14.4.2	Propulsores monofásicos de convertidor completo	689
14.4.3	Propulsores monofásicos de convertidor dual	690
14.5	Propulsores trifásicos	694
14.5.1	Propulsores trifásicos de semiconvertidor	694
14.5.2	Propulsores trifásicos de convertidor completo	694
14.5.3	Propulsores trifásicos de convertidor dual	695
14.6	Propulsores de convertidor cd-cd	698
14.6.1	Principio del control de potencia	698
14.6.2	Principio del control de freno regenerativo	700
14.6.3	Principio del control de freno reostático	703
14.6.4	Principio del control de frenado combinado regenerativo y reostático	704
14.6.5	Propulsores de convertidor cd-cd de dos y cuatro cuadrantes	705
14.6.6	Convertidores cd-cd multifásicos	706
14.7	Control de lazo cerrado de propulsores de cd	709
14.7.1	Función de transferencia de lazo abierto	709
14.7.2	Función de transferencia de lazo abierto de motores de excitación independiente	710
14.7.3	Función de transferencia de lazo abierto de motores excitados en serie	713
14.7.4	Modelos de control de convertidor	715
14.7.5	Función de transferencia de lazo cerrado	717
14.7.6	Control de corriente de lazo cerrado	720
14.7.7	Diseño de un controlador de corriente	724
14.7.8	Diseño de un controlador de velocidad	725
14.7.9	Propulsor alimentado por convertidor cd-cd	729
14.7.10	Control de lazo de fase sincronizada	730
14.7.11	Control de propulsores de cd por microcomputadora	732
	Resumen	734
	Referencias	734
	Preguntas de repaso	735
	Problemas	736
<b>Capítulo 15</b>	<b>Propulsores de ca</b>	<b>740</b>
15.1	Introducción	741
15.2	Propulsores de motores de inducción	741
15.2.1	Características de desempeño	743
15.2.2	Características de par motor-velocidad	745

15.2.3	Control por voltaje del estator	750
15.2.4	Control por voltaje del rotor	754
15.2.5	Control por frecuencia	763
15.2.6	Control por voltaje y frecuencia	765
15.2.7	Control por corriente	770
15.2.8	Control por velocidad de deslizamiento constante	775
15.2.9	Control por voltaje, corriente y frecuencia	776
15.3	Control de lazo cerrado de motores de inducción	778
15.4	Dimensionamiento de las variables de control	782
15.5	Controles vectoriales	784
15.5.1	Principio básico del control vectorial	784
15.5.2	Transformación directa y del eje de cuadratura	786
15.5.3	Control vectorial indirecto	791
15.5.4	Control vectorial directo	795
15.6	Propulsores de motor sincrónico	797
15.6.1	Motores de rotor cilíndrico	798
15.6.2	Motores de polos salientes	801
15.6.3	Motores de reluctancia	802
15.6.4	Motores de reluctancia conmutados	803
15.6.5	Motores de imán permanente	805
15.6.6	Control de lazo cerrado de motores sincrónicos	808
15.6.7	Propulsores de motor de cd y ca sin escobillas	810
15.7	Diseño de un controlador de velocidad para propulsores de motores sincrónicos de imán permanente (PMSM)	812
15.7.1	Diagrama de bloques del sistema	812
15.7.2	Lazo de corriente	814
15.7.3	Controlador de velocidad	815
15.8	Control de un motor de pasos	818
15.8.1	Motores de pasos de reluctancia variable	818
15.8.2	Motores de pasos de imán permanente	821
15.9	Motores de inducción lineal	825
15.10	Circuito integrado de alto voltaje para propulsores de motor	828
	Resumen	833
	Referencias	834
	Preguntas de repaso	835
	Problemas	836

**Los capítulos 16 y 17 se encuentran en inglés en el sitio Web del libro**

<b>Chapter 16</b>	<b>Introduction to Renewable Energy</b>	<b>840</b>
16.1	Introduction	841
16.2	Energy and Power	842
16.3	Renewable Energy Generation System	843
16.3.1	Turbine	844
16.3.2	Thermal Cycle	845

16.4	Solar Energy Systems	847
16.4.1	Solar Energy	847
16.4.2	Photovoltaic	850
16.4.3	Photovoltaic Cells	850
16.4.4	PV Models	851
16.4.5	Photovoltaic Systems	857
16.5	Wind Energy	860
16.5.1	Wind Turbines	860
16.5.2	Turbine Power	861
16.5.3	Speed and Pitch Control	864
16.5.4	Power Curve	865
16.5.5	Wind Energy Systems	866
16.5.6	Doubly Fed Induction Generators	869
16.5.7	Squirrel-Cage Induction Generators	870
16.5.8	Synchronous Generators	871
16.5.9	Permanent-Magnet Synchronous Generators	872
16.5.10	Switched Reluctance Generator	873
16.5.11	Comparisons of the Wind Turbine Power Configurations	873
16.6	Ocean Energy	874
16.6.1	Wave Energy	874
16.6.2	Mechanism of Wave Generation	875
16.6.3	Wave Power	876
16.6.4	Tidal Energy	879
16.6.5	Ocean Thermal Energy Conversion	881
16.7	Hydropower Energy	882
16.7.1	Large-Scale Hydropower	882
16.7.2	Small-Scale Hydropower	883
16.8	Fuel Cells	886
16.8.1	Hydrogen Generation and Fuel Cells	887
16.8.2	Types of Fuel Cells	888
16.8.3	Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells (PEMFC)	889
16.8.4	Direct-Methanol Fuel Cells (DMFC)	890
16.8.5	Alkaline Fuel Cells (AFC)	892
16.8.6	Phosphoric Acid Fuel Cells (PAFC)	893
16.8.7	Molten Carbonate Fuel Cells (MCFC)	894
16.8.8	Solid Oxide Fuel Cells (SOFC)	895
16.8.9	Thermal and Electrical Processes of Fuel Cells	896
16.9	Geothermal Energy	900
16.10	Biomass Energy	900
	Summary	901
	References	901
	Review Questions	902
	Problems	903
<b>Chapter 17</b>	<b>Protections of Devices and Circuits</b>	<b>907</b>
17.1	Introduction	907
17.2	Cooling and Heat Sinks	908

17.3	Thermal Modeling of Power Switching Devices	913
17.3.1	Electrical Equivalent Thermal Model	914
17.3.2	Mathematical Thermal Equivalent Circuit	916
17.3.3	Coupling of Electrical and Thermal Components	917
17.4	Snubber Circuits	919
17.5	Reverse Recovery Transients	920
17.6	Supply- and Load-Side Transients	926
17.7	Voltage Protection by Selenium Diodes and Metaloxide Varistors	929
17.8	Current Protections	931
17.8.1	Fusing	931
17.8.2	Fault Current with Ac Source	934
17.8.3	Fault Current with Dc Source	936
17.9	Electromagnetic Interference	939
17.9.1	Sources of EMI	940
17.9.2	Minimizing EMI Generation	940
17.9.3	EMI Shielding	941
17.9.4	EMI Standards	941
	Summary	942
	References	943
	Review Questions	943
	Problems	944
<b>Apéndice A</b>	<b>Circuitos trifásicos</b>	<b>A-1</b>
<b>Apéndice B</b>	<b>Circuitos magnéticos</b>	<b>A-5</b>
<b>Apéndice C</b>	<b>Funciones de conmutación de convertidores</b>	<b>A-13</b>
<b>Apéndice D</b>	<b>Análisis transitorio de CD</b>	<b>A-19</b>
<b>Apéndice E</b>	<b>Análisis de Fourier</b>	<b>A-23</b>
<b>Apéndice F</b>	<b>Transformación en un marco de referencia</b>	<b>A-26</b>
<b>Bibliografía</b>		<b>B-1</b>
<b>Respuestas a problemas seleccionados</b>		<b>R-1</b>
<b>Índice</b>		<b>I-1</b>

# Prefacio

Esta nueva edición de *Electrónica de potencia* se planeó como libro de texto para un curso de electrónica de potencia y convertidores estáticos de potencia, de nivel licenciatura de ingeniería eléctrica o electrónica. También lo pueden utilizar como libro de texto estudiantes de maestría, y como libro de referencia ingenieros practicantes interesados en el diseño y aplicaciones de electrónica de potencia. Los requisitos son conocimientos básicos de electrónica y circuitos eléctricos. El contenido de este libro está más allá de un curso de un semestre. Aun cuando el tiempo asignado a un curso de electrónica de potencia de nivel licenciatura suele ser de sólo un semestre, la electrónica de potencia ha llegado a un punto en el cual es difícil cubrir la materia completa en ese tiempo. A nivel licenciatura, los capítulos 1 a 11 deben bastar para obtener un buen conocimiento de electrónica de potencia. Los capítulos 12 a 15 (en español en el sitio Web de este libro) se pueden dejar para otro curso, o incluirlos en uno de maestría. Quien desee profundizar un poco más, puede revisar los capítulos 16 y 17, que se encuentran en inglés en la página Web de este libro. La tabla P.1 muestra los temas sugeridos para un curso de un semestre de “Electrónica de potencia” y la tabla P.2 para un curso de un semestre de “Electrónica de potencia y excitadores de motor”.

TABLA P.1 Temas sugeridos para un curso de un semestre de electrónica de potencia

Capítulo	Temas	Secciones	Clases
1	Introducción	1.1 a 1.12	2
2	Diodos semiconductores de potencia y circuitos	2.1 a 2.4, 2.6–2.7, 2.11 a 2.16	3
3	Diodos rectificadores	3.1 a 3.11	5
4	Transistores de potencia	4.1 a 4.9	3
5	Convertidores cd-cd	5.1 a 5.9	5
6	Inversores PWM	6.1 a 6.7	7
7	Inversores de pulso resonantes	7.1 a 7.5	3
9	Tiristores	9.1 a 9.10	2
10	Rectificadores controlados	10.1 a 10.5	6
11	Controladores de voltaje de ca	11.1 a 11.5	3
	Exámenes y cuestionarios trimestrales		3
	Examen final		3
	Total de clases en un semestre de 15 semanas		45

TABLA P.2 Temas sugeridos para un curso de un semestre de electrónica de potencia y excitadores de motores

Capítulo	Temas	Secciones	Clases
1	Introducción	1.1 a 1.10	2
2	Diodos semiconductores de potencia y circuitos	2.1 a 2.7	2
3	Diodos rectificadores	3.1 a 3.8	4
4	Transistores de potencia	4.1 a 4.8	1
5	Convertidores cd-cd	5.1 a 5.8	4
4	Propulsores de cd	14.1 a 14.7	5
6	Inversores PWM	6.1 a 6.10	5
9	Tiristores	9.1 a 9.6	1
Apéndice	Circuitos trifásicos	A	1
10	Rectificadores controlados	10.1 a 10.7	5
11	Controladores de voltaje de ca	11.1 a 11.5	2
Apéndice	Circuitos magnéticos	B	1
5	Propulsores de ca	15.1 a 15.9	6
	Exámenes y cuestionarios trimestrales		3
	Examen final		3
	Total de clases en un semestre de 15 semanas		45

Los fundamentos de electrónica de potencia están bien establecidos y no cambian con tanta rapidez. Sin embargo, las características de los dispositivos mejoran continuamente y también aparecen nuevos dispositivos. La *electrónica de potencia*, que emplea el método ascendente, estudia las características de los dispositivos y las técnicas de conversión, y por consiguiente sus aplicaciones; además, pone énfasis en los principios básicos de las conversiones de potencia. Esta nueva edición de *Electrónica de potencia* ha sido completamente revisada y actualizada, y entre los cambios más importantes se encuentran los siguientes:

- Emplea un método ascendente en lugar de uno descendente. Es decir, después de estudiar los dispositivos se presentan las especificaciones del convertidor, antes de considerar las técnicas de conversión.
- Considera el desarrollo de dispositivos de carburo de silicio (SiC).
- Presenta los modelos promediadores de convertidores cd-cd.
- Amplía las secciones sobre técnica de punta de modulación por vector espacial.
- Integra los circuitos de excitación de compuerta a los capítulos relacionados con los dispositivos de potencia y convertidores.
- Expande los métodos de control tanto a los excitadores de cd como a los de ca.
- Agrega explicaciones a lo largo del texto.

Para un mejor aprovechamiento, el libro se ha dividido de cinco partes:

Parte I: Diodos de potencia y rectificadores (capítulos 2 y 3).

Parte II: Transistores de potencia y convertidores de cd a cd (capítulos 4 y 5).

Parte III: Inversores (capítulos 6, 7 y 8).

Parte IV: Tiristores y convertidores tiristorizados (capítulos 9, 10 y 11).

Parte V: Electrónica de potencia. Aplicaciones y protecciones (capítulos 12, 13, 14 y 15 se encuentran en español en el sitio Web) (capítulos 16 y 17 se encuentran en inglés en el sitio Web).

Temas como los circuitos trifásicos, circuitos magnéticos, funciones de conmutación de convertidores, análisis de transitorios en circuitos de cd, análisis de Fourier y transformación mediante marco de referencia se revisan en los apéndices. La electrónica de potencia se ocupa de las aplicaciones de electrónica de estado sólido para el control y conversión de energía eléctrica. Las técnicas de conversión requieren la conmutación del estado de encendido y apagado de dispositivos semiconductores de potencia. Los circuitos electrónicos de bajo nivel, que normalmente se componen de circuitos integrados y componentes discretos, generan las señales de compuerta requeridas para los dispositivos de potencia. Los microprocesadores y los circuitos integrados procesadores de señales están reemplazando a los circuitos integrados y a los componentes discretos.

Un dispositivo de potencia ideal no debe tener limitaciones de conmutación de encendido y conmutación de apagado en función de tiempo de encendido, tiempo de apagado, corriente, y capacidades de manejo de voltaje. La tecnología de semiconductores de potencia está permitiendo el acelerado desarrollo de dispositivos de potencia de conmutación rápidos con límites de corriente y voltaje cada vez mayores. Los dispositivos de conmutación de potencia como los BJT de potencia, MOSFET de potencia, SIT, IGBT, MCT, SITH, SCR, TRIAC, GTO, MTO, ETO, IGCT, y otros dispositivos semiconductores se utilizan cada vez más en una amplia gama de productos.

Conforme la tecnología evoluciona y la electrónica de potencia encuentra más aplicaciones se siguen desarrollando nuevos dispositivos de potencia con capacidad de más altas temperaturas y menos pérdidas. A lo largo de los años se ha presentado un gran avance en dispositivos semiconductores de potencia. Sin embargo, los dispositivos fabricados a base de silicio ya casi llegaron a su límite. Gracias a la investigación y desarrollo recientes, la electrónica de potencia de carburo de silicio (SiC) ha dejado de ser una promisoría tecnología del futuro para convertirse en una potente alternativa de la tecnología de silicio (Si) de punta en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura. La electrónica de potencia de SiC tiene valores de voltaje más altos, caídas de voltaje más bajas, temperaturas máximas más altas y conductividades térmicas más altas. Se espera que los dispositivos de potencia de SiC evolucionen durante los próximos años, lo que conduciría a una nueva era de la electrónica y aplicaciones de potencia.

Con la disponibilidad de dispositivos de conmutación más rápidos, las aplicaciones de microprocesadores modernos y procesamiento de señales digitales en la sintetización de la estrategia de control de dispositivos de potencia de compuerta que cumplan con las especificaciones de conversión están ampliando el alcance de la electrónica de potencia. La revolución de la electrónica de potencia ha cobrado impulso desde principios de la década de 1990. Ha empezado una nueva era en la electrónica de potencia. Es el comienzo de la tercera revolución de la electrónica de potencia en el procesamiento de energía renovable y ahorros de energía en todo el mundo. Dentro de los próximos 30 años la electrónica de potencia conformará y condicionará el empleo de la electricidad en todas partes entre su generación y sus usuarios. Las aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia no se han explorado del todo, pero nos hemos esforzado por cubrir la mayor cantidad posible de aplicaciones potenciales.

Todos los comentarios y sugerencias con respecto a este libro son bienvenidos y deben ser enviados al autor.

Dr. Muhammad H. Rashid  
Profesor de Ingeniería eléctrica y computación  
University of West Florida  
11000 University Parkway  
Pensacola, FL 32514-5754  
E-mail: mrashid@uwf.edu

## SUPLEMENTOS PARA EL PROFESOR (EN INGLÉS)

Los profesores que utilicen este libro como texto en un curso tendrán a su disposición suplementos adicionales en la siguiente página:

[www.pearsonenespanol.com/rashid](http://www.pearsonenespanol.com/rashid).

Para acceder a estos materiales haga clic en *Recursos para el profesor*. Esto lo enviará a nuestro catálogo en inglés, donde deberá hacer clic en *Download Resources*. Aquí podrá inscribirse y pedir un código de acceso para profesor. En un lapso promedio de 48 horas recibirá un correo electrónico de confirmación con el código de acceso, con el cual deberá buscar el texto en el catálogo en línea y hacer clic en el botón *Instructor Resources*. En el lado izquierdo de su computadora seleccione un suplemento y aparecerá una página de inicio de sesión. Una vez que haya entrado podrá acceder al material para el profesor. Cabe recordar que este material se encuentra en idioma inglés.

Los suplementos incluyen lo siguiente:

- Manual del profesor
- Diapositivas en PowerPoint

## SOFTWARE PSPICE Y ARCHIVOS DE PROGRAMA

Los esquemas PSpice versión estudiantil y/o el software de captura Orcad se pueden obtener o descargar de

Cadence Design Systems, Inc.  
2655 Seely Avenue  
San Jose, CA 95134

Sitios web: <http://www.cadence.com>  
<http://www.orcad.com>  
<http://www.pspice.com>

El sitio web <http://uwlax.edu/mrashid> contiene todos los esquemas PSpice, el software de captura Orcad y los archivos Mathcad para usarlos con este libro.

**Nota importante:** los archivos esquemáticos PSpice (con extensión .SCH) requieren el archivo de librería de modelos definidos por el usuario *Rashid\_PE3\_MODEL.LIB*, el cual se incluye con los archivos esquemáticos y *debe incluirse* en el menú Análisis de los esquemas PSpice. Asimismo, los archivos esquemáticos Orcad (con las extensiones .OPJ y .DSN) requieren el archivo de librería de modelos definidos por el usuario *Rashid\_PE3\_MODEL.LIB*, el cual se incluye con los archivos esquemáticos Orcad, y *debe incluirse* en el menú de ajustes de Simulación PSpice del software de captura Orcad. Sin estos archivos incluidos mientras se ejecuta la simulación, ésta no funcionará y producirá errores.

## RECONOCIMIENTOS

Muchas personas contribuyeron a esta edición e hicieron sugerencias basadas en su experiencia en el salón de clases como profesores o estudiantes. Quiero dar las gracias a las siguientes personas por sus comentarios y sugerencias:

Mazen Abdel-Salam, *King Fahd University of Petroleum and Minerals*, Arabia Saudita  
Muhammad Sarwar Ahmad, *Azad Jammu and Kashmir University*, Pakistán  
Eyup Akpınar, *Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi*, BUCA-İZMİR, Turquía

Dionysios, Aliprantis, *Iowa State University*  
 Johnson Asumadu, *Western Michigan University*  
 Ashoka K. S. Bhat, *University of Victoria, Canadá*  
 Fred Brockhurst, *Rose-Hulman Institution of Technology*  
 Jan C. Cochrane, *The University of Melbourne, Australia*  
 Ovidiu, Crisan, *University of Houston*  
 Joseph M. Crowley, *University of Illinois, Urbana-Champaign*  
 Mehrad Ebsani, *Texas A & M University*  
 Alexander E. Emanuel, *Worcester Polytechnic Institute*  
 Prasad Enjeti, *Texas A & M University*  
 George Gela, *Ohio State University*  
 Ahteshamul Haque, *Jamia Millia Islamia Univ-Nueva Delhi, India*  
 Herman W. Hill, *Ohio University*  
 Constantine J. Hatziaodoniu, *Southern Illinois University, Carbondale*  
 Wahid Hubbi, *New Jersey Institute of Technology*  
 Marrija Ilic-Spong, *University of Illinois, Urbana-Champaign*  
 Kiran Kumar Jain, *J B Institute of Engineering and Technology, India*  
 Fida Muhammad Khan, *Air University-Islamabad, Pakistán*  
 Potitosh Kumar Shaqdu khan, *Multimedia University, Malasia*  
 Shahidul I. Khan, *Concordia University, Canadá*  
 Hussein M. Kojabadi, *Sahand University of Technology, Irán*  
 Nanda Kumar, *Singapore Institute of Management (SIM) University, Singapur*  
 Peter Lauritzen, *University of Washington*  
 Jack Lawler, *University of Tennessee*  
 Arthur R. Miles, *North Dakota State University*  
 Medhat M. Morcos, *Kansas State University*  
 Hassan Moghbelli, *Purdue University Calumet*  
 Khan M. Nazir, *University of Management and Technology, Pakistán*  
 H. Rarnezani-Ferdowsi, *University of Mashhad, Irán*  
 Saburo Mastsusaki, *TDK Corporation, Japón*  
 Vedula V. Sastry, *Iowa State University*  
 Elias G. Strangas, *Michigan State University*  
 Hamid. A. Toliyat, *Texas A & M University*  
 Selwyn Wright, *The University of Huddersfield, Queensgate, RU*  
 S. Yuvarajan, *North Dakota State University*  
 Shuhui Li, *University of Alabama*  
 Steven Yu, *Belcan Corporation, USA*  
 Toh Chuen Ling, *Universiti Tenaga Nasional, Malasia*  
 Vipul G. Patel, *Government Engineering College, Gujarat, India*  
 L. Venkatesha, *BMS College of Engineering, Bangalore, India*  
 Haider Zaman, *University of Engineering & Technology (UET), Abbottabad Campus, Pakistán*  
 Mostafa F. Shaaban, *Ain-Shams University, El Cairo, Egipto*

Ha sido un gran placer trabajar con la editora, Alice Dworkin y el equipo de producción de Abinaya Rajendran, así como con el gerente de producción Irwin Zucker. Por último, doy las gracias a mi familia por su amor, paciencia y comprensión.

MUHAMMAD H. RASHID  
Pensacola, Florida

## Acerca del autor

**Muhammad H. Rashid** es profesor de ingeniería eléctrica y computación en la University of West Florida; antes trabajaba en la University of Florida como profesor y director del programa conjunto UF/UWF. Rashid recibió su licenciatura en ingeniería eléctrica de la Bangladesh University of Engineering and Technology, y su maestría y doctorado de la University of Birmingham, en el Reino Unido. Con anterioridad, fungió como profesor de ingeniería eléctrica y presidente del departamento de ingeniería en la Indiana University de Purdue en Fort Wayne. También fue profesor asistente invitado de ingeniería eléctrica en la University of Connecticut, profesor asociado de ingeniería eléctrica en la Concordia University (Montreal, Canadá), profesor de ingeniería eléctrica en la Purdue University Calumet y profesor invitado de ingeniería eléctrica en la King Fahd University of Petroleum and Minerals (Arabia Saudita). Se ha desempeñado como ingeniero de diseño y desarrollo en Brush Electrical Machines Ltd. (Inglaterra, RU), como ingeniero investigador en Lucas Group Research Centre (Inglaterra, RU), y como conferencista y jefe del departamento de ingeniería de control en el Higher Institute of Electronics (Libia y Malta).

El doctor Rashid está activamente involucrado en la docencia, investigación y dictado de conferencias en electrónica, electrónica de potencia y ética profesional. Ha publicado 17 libros inscritos en la Biblioteca del Congreso de los Estados Unidos, y más de 160 artículos técnicos. Sus obras se utilizan como libros de texto en todo el mundo. *Electrónica de potencia* se ha traducido al español, portugués, indonesio, coreano, italiano, chino y persa, e inclusive en la edición económica hindú. *Microelectrónica*, otra obra suya, está traducida al español en México y España, así como al italiano y al chino.

Ha recibido muchas invitaciones de gobiernos y agencias extranjeros para impartir conferencias magistrales y consultas; de universidades del extranjero para fungir como sinodal externo en exámenes de licenciatura, maestría y doctorado; de agencias de financiamiento para revisar propuestas de investigación, y de universidades estadounidenses y del extranjero para evaluar casos de promoción de profesores. El doctor Rashid se ha desempeñado como empleado regular o consultor en Canadá, Corea, el Reino Unido, Singapur, Malta, Libia, Malasia, Arabia Saudita, Pakistán y Bangladesh. Ha viajado a casi todos los estados de los Estados Unidos, y a muchos países (Japón, China, Hong Kong, Indonesia, Taiwán, Malasia, Tailandia, Singapur, India, Pakistán, Turquía, Arabia Saudita, Emiratos Árabes Unidos, Qatar, Libia, Jordania, Egipto, Marruecos, Malta, Italia, Grecia, Reino Unido, Brasil y México) para dictar conferencias y presentar ensayos.

Es miembro de la Institution of Engineering and Technology (IET, RU) y miembro permanente del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE, E.U.A.). Fue electo miembro del IEEE con mención honorífica por "Liderazgo en docencia de electrónica de potencia y contribuciones a la metodología de análisis y diseño de convertidores de potencia de

estado sólido”. En 1991 el doctor Rashid recibió el Outstanding Engineer Award del Institute of Electrical and Electronics Engineers; en 2002 recibió el Educational Activity Award (EAA), Meritorious Achievement Award in Continuing Education del IEEE con mención honorífica “Por contribuciones al diseño y suministro de educación continua en electrónica de potencia y simulación asistida por computadora”. Asimismo, en 2008, el Undergraduate Teaching Award del IEEE con mención honorífica “Por su distinguido liderazgo y dedicación en la evaluación del programa de licenciatura de ingeniería eléctrica, la motivación de los estudiantes y la publicación de libros de texto sobresalientes”.

Actualmente el doctor Rashid se desempeña como evaluador del programa ABET de ingeniería eléctrica y computación, y también del programa (general) de ingeniería. Es editor de *Power Electronics and Applications* y *Nanotechnology and Applications* de CRC Press. Funge como consejero editorial de *Electric Power and Energy* con Elsevier Publishing. Dicta conferencias y conduce talleres de trabajo en Educación Basada en Resultados (OBE, por sus siglas en inglés) y sus implementaciones incluyen evaluaciones. Es conferencista distinguido de la Education Society del IEEE y orador regional (anteriormente Conferencista Distinguido) de la Industrial Applications Society del IEEE. También es autor del libro *Process of Outcome-Based Education-Implementation, Assessment and Evaluations*.

# C A P Í T U L O 1

## Introducción

*Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:*

- Describir qué es la electrónica de potencia.
- Enumerar las aplicaciones de la electrónica de potencia.
- Describir la evolución de la electrónica de potencia.
- Enumerar los tipos principales de convertidores de potencia.
- Enumerar las partes principales del equipo electrónico de potencia.
- Enumerar las características ideales de dispositivos de conmutación de potencia.
- Enumerar las características y especificaciones de dispositivos de conmutación de potencia prácticos.
- Enumerar los tipos de dispositivos semiconductores de potencia.
- Describir las características de control de dispositivos semiconductores de potencia.
- Enumerar los tipos de módulos de potencia y los elementos de módulos inteligentes.

### *Símbolos y sus significados*

Símbolos	Significado
$f_s, T_s$	Frecuencia y periodo de una forma de onda, respectivamente
$I_{RMS}$	Valor rms de una señal de onda
$I_{dc}, I_{rms}$	Componentes de cd y rms de una forma de onda, respectivamente
$P_D, P_{ON}, P_{SW}, P_G$	Disipación de potencia total, potencia en estado de encendido, potencia de conmutación, potencia de excitación de compuerta, respectivamente
$t_d, t_r, t_n, t_s, t_f, t_o$	Tiempo de retardo, subida, encendido, almacenamiento, caída y apagado de una forma de onda de conmutación
$u_s, v_o$	Suministro de entrada de ca instantáneo y voltaje de salida, respectivamente
$V_m$	Magnitud pico de un voltaje de suministro de ca senoidal
$V_s$	Voltaje de suministro de cd
$v_g, V_G$	Señal instantánea y señal cd de excitación de base/compuerta de un dispositivo, respectivamente
$v_G, v_{GS}, v_B$	Voltajes instantáneos de excitación de compuerta, compuerta-fuente y base de dispositivos de potencia, respectivamente
$\delta$	Ciclo de trabajo de una señal pulsante

## 1.1 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La demanda de control de la potencia eléctrica para sistemas de excitación de motores eléctricos y de controles industriales existió durante muchos años, y esto condujo al temprano desarrollo del sistema Ward-Leonard para obtener un voltaje variable de cd para el control de excitadores de motores de cd. La electrónica de potencia ha revolucionado el concepto de control de potencia para la conversión de la potencia y para el control de excitadores de motores eléctricos.

La electrónica de potencia combina potencia, electrónica y control. El control se ocupa del estado estable y las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La potencia se ocupa del equipo de potencia estático y rotatorio para la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos de estado sólido y circuitos para procesar señales y así cumplir con los objetivos de control deseados. La *electrónica de potencia* se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y conversión de la potencia eléctrica. Hay más de una forma de definir la electrónica de potencia. También se podría definir como el arte de convertir energía eléctrica de una forma a otra, de manera eficiente, limpia, compacta y robusta a fin de utilizarla para satisfacer las necesidades deseadas. En la figura 1.1 se muestra la interrelación de la electrónica de potencia con la potencia, la electrónica y el control. La flecha apunta en la dirección del flujo de corriente del ánodo (A) al cátodo (K). Se puede encender y apagar con una señal dirigida hacia la terminal compuerta (G). Por lo común, sin señal de compuerta permanece apagada, se comporta como un circuito abierto y soporta un voltaje a través de las terminales A y K.

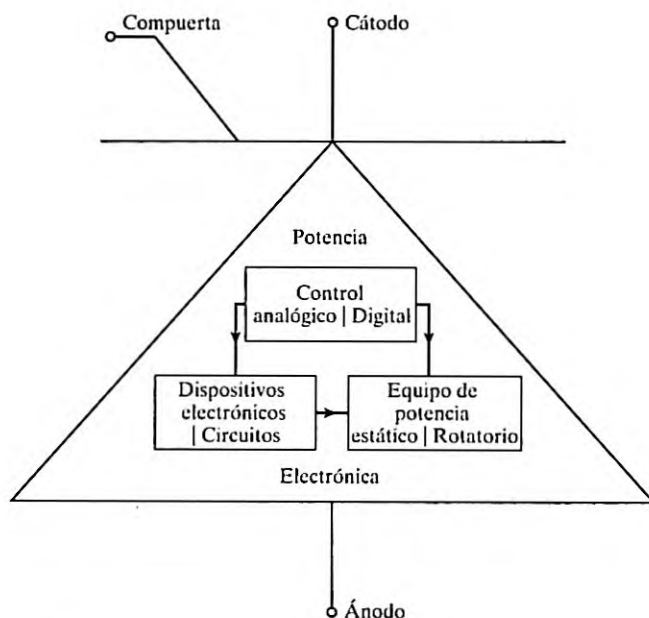


FIGURA 1.1

Relación entre electrónica de potencia y potencia, electrónica y control.

La electrónica de potencia se basa principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia, las capacidades de manejo de potencia y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado enormemente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores y la microcomputadora tiene un gran impacto en el control y síntesis de la estrategia de control de los dispositivos semiconductores de potencia. El moderno equipo de electrónica de potencia utiliza (1) semiconductores de potencia que se pueden considerar como el músculo, y (2) elementos microelectrónicos que tienen la potencia y la inteligencia de un cerebro.

La electrónica de potencia ya se fincó un importante lugar en la tecnología moderna y ahora se utiliza en una gran variedad de productos de alta potencia, como controles de calentamiento, controles de iluminación, controles de motores, artículos de potencia, sistemas de propulsión de vehículos, y sistemas de corriente directa y alto voltaje (HVDC). Es difícil imaginar los límites de transmisiones de ca flexibles (FACTS) para las aplicaciones de la electrónica de potencia, en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de dispositivos de potencia y microprocesadores (*chips*). La tabla 1.1 muestra algunas aplicaciones de la electrónica de potencia [3].

---

**TABLA 1.1** Algunas aplicaciones de la electrónica de potencia

---

Abrepuertas de cochera	Contactores de estado sólido
Abrepuertas eléctricos	Controles de calefacción
Aceleradores de partículas	Controles de horno
Acerías	Controles de motor
Aire acondicionado	Controles de motor de inducción lineal
Alarmas	Controles de señales de tráfico
Alarmas contra robo	Controles de temperatura
Amplificadores de audio	Charolas de calentamiento de alimentos
Amplificadores de radiofrecuencia	Deflexiones de TV
Arranque de máquinas síncronas	Destelladores
Arranque de turbina de gas	Destelladores luminosos
Artículos de potencia	Electrodomésticos
Artículos de potencia aeronáuticos	Electroimanes
Artículos de potencia espaciales	Elevadores
Artículos de potencia ininterrumpida	Encendido electrónico
Artículos de potencia láser	Energía renovable incluida la transmisión, distribución y almacenamiento
Artículos de potencia para radar/sonar	Excitadores de generador
Artículos de potencia solar	Excitadores de motor
Artículos fotográficos	Fábricas de papel
Aspiradoras	Fibras sintéticas
Atenuadores	Fonógrafos
Atenuadores de luz	Fotocopias
Balastos para lámparas de arco de mercurio	Galvanoplastia electromecánica
Bandas transportadoras	Generadores ultrasónicos
Bombas y compresores	Grabaciones magnéticas
Calentadores	Grúas y malacates
Calentamiento por inducción	Herramientas manuales de potencia
Cargador de baterías	Hornos
CD de alto voltaje (HVDC)	Hornos de cemento
Circuitos de televisión	Iluminación de alta frecuencia
Cobertores eléctricos	Imanes
Compensación reactiva volt-ampere (VAR)	Imprentas
Computadoras	

---

(continúa)

TABLA 1.1 (continuación)

Interruptores de circuito estáticos	Reguladores
Juegos	Reguladores de voltaje
Juguets	Relevadores de enganche
Lavadoras	Relevadores de estado sólido
Locomotoras	Relevadores estáticos
Máquinas de coser	Resistencia para estufa eléctrica
Máquinas expendedoras	Secadoras de ropa
Máquinas herramienta	Secadoras eléctricas
Mezcladoras	Servo sistemas
Minería	Sistemas de seguridad
Modelos de trenes	Soldadoras
Molinillos	Sopladores
Montacargas	Temporizadores
Pantallas	Transmisores de muy baja frecuencia (VLF)
Perforación de pozos de petróleo	Transportadores de personas
Precipitadores electrostáticos	Transporte público
Procesadores de alimentos	Trenes
Procesamiento químico	Varilla de control de reactor nuclear
Proyectores de cine	Vehículos eléctricos
Publicidad	Ventiladores
Refrigeradores	Ventiladores eléctricos

Fuente: Ref. 3.

## 1.2 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La historia de la electrónica de potencia comenzó con la introducción del rectificador de arco de mercurio en 1900. Luego le siguieron el rectificador de tanque de metal, el rectificador de tubo de vacío controlado por rejilla, el ignitrón, el fanotrón y el tiratrón, los cuales se introdujeron gradualmente. Estos dispositivos se utilizaron en el control de potencia hasta la década de 1950.

La primera revolución electrónica se inició en 1948 con la invención del transistor de silicio por Bardeen, Brattain y Schokley en Bell Telephone Laboratories. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas de la actualidad tuvieron su origen en ese invento. Con el tiempo, la microelectrónica moderna evolucionó a partir de los semiconductores de silicio. El siguiente paso importante, en 1956, también ocurrió en Bell Laboratories; fue el invento del transistor de disparo *PNPN*, el cual se definió como un tiristor o rectificador controlado por silicio (SCR).

La segunda revolución electrónica comenzó en 1958 con el desarrollo del tiristor comercial de General Electric Company. Ese fue el principio de una nueva era de la electrónica de potencia. Desde entonces se han introducido muchos tipos diferentes de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión. La revolución microelectrónica nos permitió procesar una enorme cantidad de información a una increíble velocidad; la revolución de la electrónica de potencia nos permite conformar y controlar grandes cantidades de potencia con una eficiencia cada vez mayor. Gracias a la unión de la electrónica de potencia, el músculo, con la microelectrónica, el cerebro, ahora están emergiendo muchas aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia y esta tendencia continuará. En los próximos 30 años la electrónica de potencia conformará y acondicionará la electricidad en alguna parte de la red de transmisión entre su generación y todos sus usuarios. La revolución de la electrónica de potencia ha cobrado impulso desde finales de la década de 1980 y principios de la de 1990[1]. La figura 1.2 muestra una cronología de la electrónica de potencia.

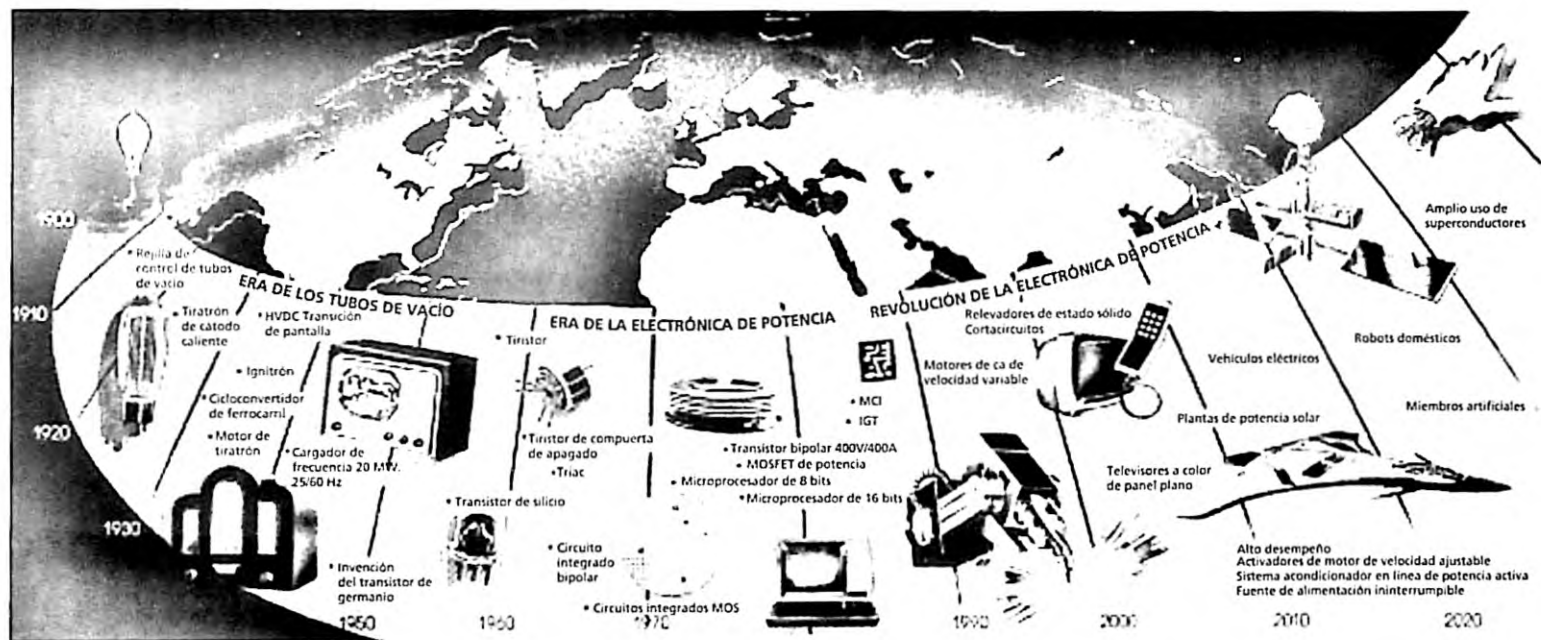


FIGURA 1.2

Historia de la electrónica de potencia. (Cortesía del Tennessee Center for Research and Development, centro afiliado, University of Tennessee).

Ante la creciente demanda de energía en todo el mundo, se vislumbra una nueva era de energía renovable. La electrónica de potencia es una parte integral de la energía renovable para su transmisión, distribución y almacenamiento. La investigación y producción de automóviles de bajo consumo de combustible también conducirán a más aplicaciones y al desarrollo de la electrónica de potencia.

A través del tiempo ha habido un gran incremento en la elaboración de dispositivos semiconductores de potencia [6]. Sin embargo, los dispositivos a base de silicio ya casi llegan a sus límites. Debido a la investigación y desarrollo durante los últimos años, la electrónica de potencia de carburo de silicio (SiC) ha pasado de ser una promisoría tecnología del futuro para convertirse en una potente alternativa de la tecnología de silicio (Si) de punta en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura. La electrónica de potencia a base de SiC (carburo de silicio para fabricar elementos de electrónica de potencia) permite un voltaje más alto, menores caídas de voltaje, temperaturas máximas más altas, y conductividades térmicas más altas. Los fabricantes son capaces de desarrollar y procesar transistores de alta calidad a costos que permiten introducir nuevos productos en áreas de aplicación donde los beneficios de la tecnología del SiC permiten ventajas significativas en el sistema [11].

Ha empezado una nueva era en la electrónica de potencia [12]. Es el comienzo de la tercera revolución de la electrónica de potencia en el ámbito del procesamiento de energía renovable y ahorros de energía en todo el mundo. Se espera que dure otros 30 años.

### 1.3 TIPOS DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Para control o acondicionamiento de la energía eléctrica se requiere convertirla de una forma a otra, y las características de conmutación de los dispositivos de potencia permiten tal conversión. Los convertidores estáticos de potencia realizan estas funciones de conversiones de potencia. Un convertidor se puede considerar como una matriz de conmutación en la cual uno o más conmutadores se conectan a la fuente de potencia para obtener el voltaje o corriente de salida deseados. Los circuitos electrónicos de potencia se clasifican en seis tipos:

1. Diodos rectificadores
2. Convertidores cd-ca (recortadores de cd)
3. Convertidores cd-ca (inversores)
4. Convertidores ca-cd (rectificadores controlados)
5. Convertidores ca-ca (controladores de voltaje de ca)
6. Conmutadores estáticos

En los siguientes convertidores se utilizan dispositivos de conmutación sólo para ilustrar los principios básicos. La acción de conmutación de un convertidor puede ser realizada por más de un dispositivo. La elección de un dispositivo particular depende de los requerimientos de voltaje, corriente y velocidad del convertidor.

**Diodos rectificadores.** Un circuito rectificador a base de diodos convierte voltaje de ca en un voltaje fijo de cd (figura 1.3). Un diodo conduce cuando su voltaje del ánodo es más alto que el voltaje del cátodo, y ofrece una caída de voltaje muy pequeña, idealmente un voltaje cero, pero que suele ser de 0.7 V. Un diodo se comporta como un circuito abierto cuando su voltaje de cátodo es más alto que el voltaje de ánodo, y ofrece una resistencia muy alta, idealmente infinita, pero que típicamente es de 10 k $\Omega$ . El voltaje de salida es una cd pulsante pero se distorsiona y contiene armónicos. El voltaje de salida promedio se calcula como  $v_{o(\text{PROM})} = 2 V_m / \pi$ . El voltaje de entrada  $v_i$  al rectificador puede ser monofásico o trifásico.

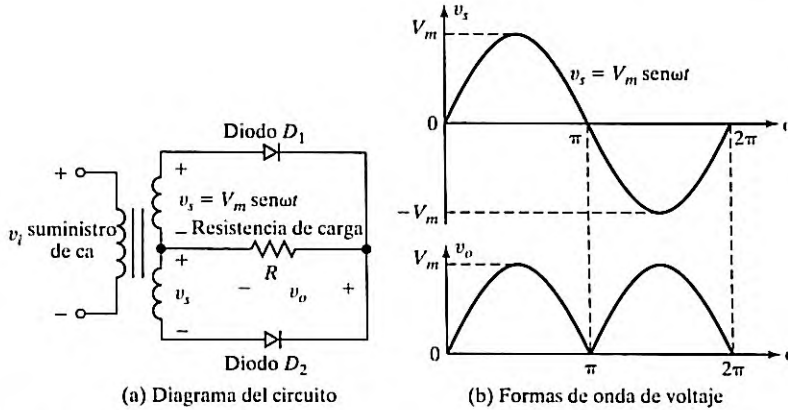


FIGURA 1.3  
Rectificación monofásica a base de diodos.

**Convertidores cd-cd.** Un convertidor cd-cd también se conoce como *recortador* o *regulador de conmutación*; en la figura 1.4 se muestra un recortador de transistor. Al encender el transistor  $Q_1$  con la aplicación de un voltaje de compuerta  $V_{GE}$ , la fuente de cd se conecta a la carga y el voltaje instantáneo de salida es  $v_o = +V_s$ . Cuando el transistor  $Q_1$  se apaga al retirar el voltaje de compuerta  $V_{GE}$ , la fuente se desconecta de la carga y el voltaje instantáneo de salida es  $v_o = 0$ . El voltaje de salida promedio se vuelve  $V_{o(PROM)} = t_1/V_s/T = \delta V_s$ . Por consiguiente, se puede hacer que el voltaje de salida promedio varíe controlando el ciclo de trabajo. El voltaje de salida promedio  $v_o$  se controla variando el tiempo de conducción  $t$ , del transistor  $Q_1$ . Si  $T$  es el periodo de recorte, entonces  $t_1 = \delta T$ , donde  $\delta$  es el *ciclo de trabajo* del recortador.

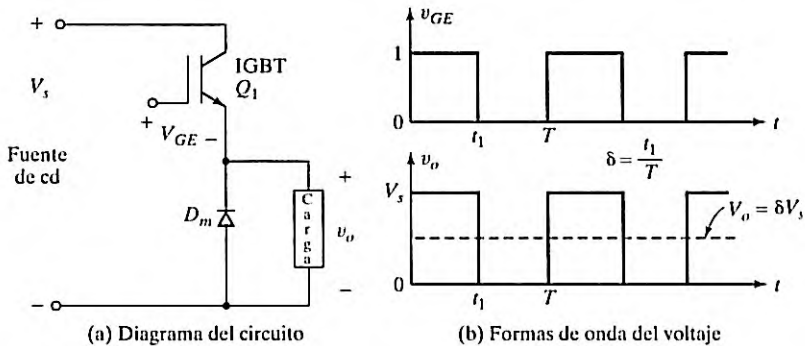


FIGURA 1.4  
Convertidor cd-cd

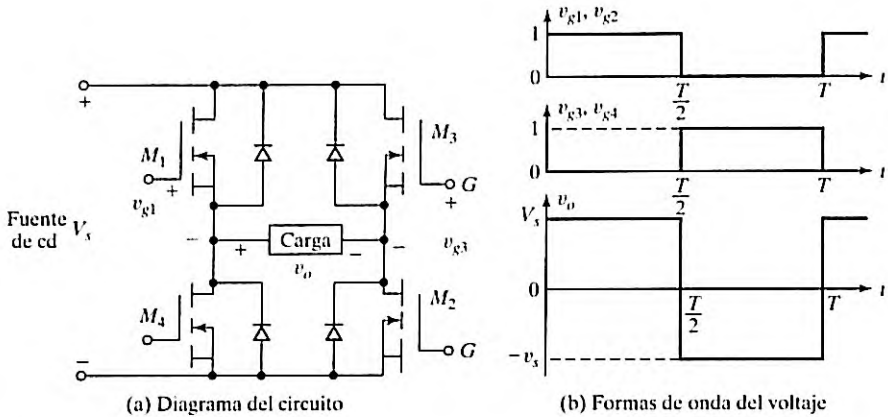


FIGURA 1.5  
Convertidor cd-ca monofásico.

**Convertidores cd-ca.** Un convertidor cd-ca también se conoce como *inversor*. En la figura 1.5 se muestra un inversor de transistor monofásico. Cuando los MOSFET  $M_1$  y  $M_2$  se encienden al aplicar voltajes de compuerta, el voltaje de la fuente  $V_s$  aparece a través de la carga y el voltaje instantáneo de salida es  $v_o = +V_s$ . Asimismo, cuando los MOSFET  $M_3$  y  $M_4$  se encienden al aplicar voltajes de compuerta, el voltaje de la fuente de cd  $V_s$  aparece a través de la carga en la dirección opuesta. Es decir, el voltaje instantáneo de salida es  $v_o = -V_s$ . Si los transistores  $M_1$  y  $M_2$  conducen durante una mitad de un periodo y  $M_3$  y  $M_4$  conducen durante la otra mitad, el voltaje de salida es alterno. El valor rms del voltaje de salida se vuelve  $V_{o(rms)} = V_s$ . Sin embargo, el voltaje de salida contiene armónicos, los cuales se podrían filtrar antes de alimentar la carga.

**Convertidores ca-cd.** En la figura 1.6 se muestra un convertidor monofásico con dos tiristores naturales conmutados. Por lo común, un tiristor permanece apagado y se puede encender aplicándole un pulso de compuerta de aproximadamente 10 V con una duración de 100  $\mu$ s. Cuando el tiristor  $T_1$  se enciende con un ángulo de retraso de  $\omega t = \alpha$ , el voltaje de la fuente aparece a través de la carga y el tiristor  $T_1$  se apaga automáticamente al reducirse su corriente a cero en el instante  $\omega t = \pi$ . Cuando el tiristor  $T_2$  se enciende con un ángulo de retraso de  $\omega t = \pi + \alpha$ , la parte negativa del voltaje de alimentación aparece a través de la carga en la dirección positiva y el tiristor  $T_2$  se apaga automáticamente cuando su corriente **llega a cero o se anula** en el instante  $\omega t = 2\pi$ . El voltaje de salida promedio se calcula mediante  $V_{o(PROM)} = (1 + \cos \alpha)V_m/\pi$ . Con un ángulo de retraso de  $\alpha = 0$ , este convertidor funciona como si fuera un rectificador de diodos, como se muestra en la figura 1.3. El valor promedio del voltaje de salida  $v_o$  se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o el ángulo de retraso de disparo,  $\alpha$ . La entrada o alimentación puede ser una fuente monofásica o trifásica. Estos convertidores también se conocen como *rectificadores controlados*.

**Convertidores ca-ca.** Estos convertidores se utilizan para obtener una fuente de voltaje variable  $v_o$  a partir de una fuente de ca fija; la figura 1.7 muestra un convertidor monofásico con un TRIAC. Un TRIAC permite que la corriente fluya en ambas direcciones y se puede encender aplicando voltaje positivo a la compuerta en el instante  $\omega t = \alpha$  para que una corriente

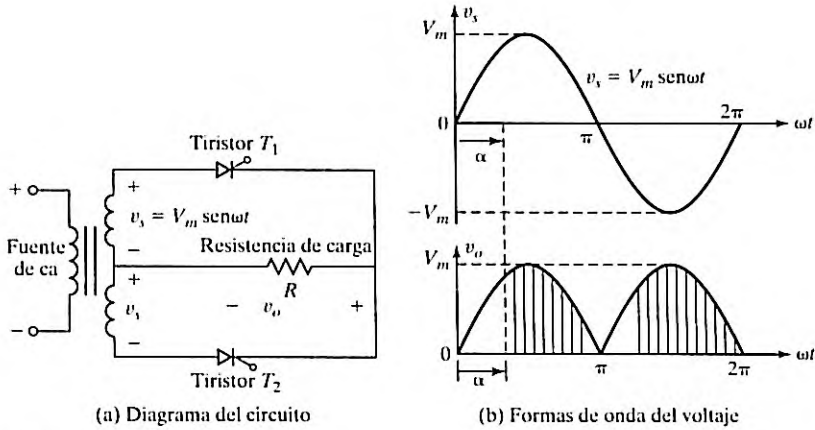


FIGURA 1.6  
Convertidor ca-cd monofásico.

fluya en la dirección positiva, y también en el instante  $\omega t = \pi + \alpha$  para que una corriente fluya en la dirección negativa. El voltaje de salida se controla variando el tiempo de conducción del TRIAC o el ángulo de retraso de disparo,  $\alpha$ . Estos tipos de convertidores también se conocen como *controladores de voltaje de ca*.

**Conmutadores estáticos.** Como los dispositivos de potencia se pueden operar como conmutadores estáticos o contactores, su alimentación puede ser de ca o de cd y se conocen como *conmutadores estáticos de ca* o *conmutadores de cd*.

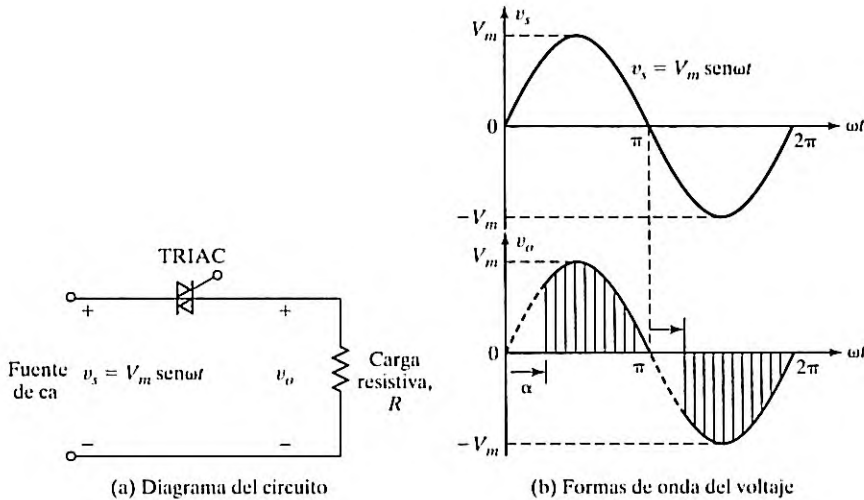


FIGURA 1.7  
Convertidor ca-ca monofásico.

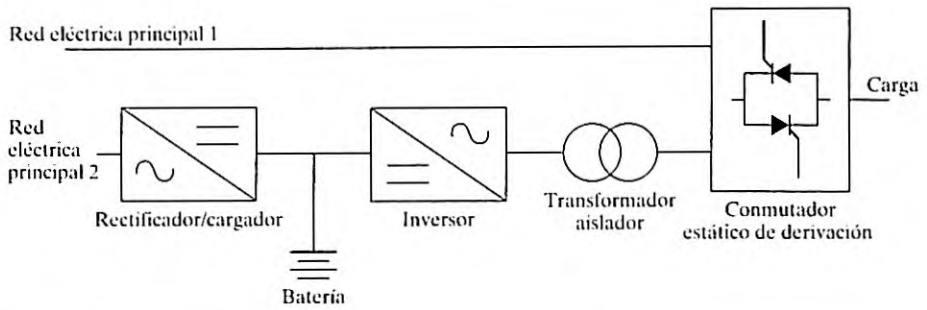


FIGURA 1.8

Diagrama de bloques de una fuente de alimentación ininterrumpible (UPS).

A menudo se conectan en cascada varias etapas de conversión para producir la salida deseada, como se muestra en la figura 1.8. La red eléctrica principal 1 proporciona la alimentación de ca normal a la carga a través de la derivación estática. El convertidor ca-cd carga la batería de emergencia de la red eléctrica principal 2. El convertidor cd-ca suministra la potencia de emergencia a la carga a través de un transformador aislador. Normalmente las redes eléctricas principales 1 y 2 se conectan a la misma fuente de ca.

Las figuras 1.3 a 1.7 ilustran los conceptos básicos de diferentes tipos de conversión. El voltaje de entrada a un circuito rectificador podría ser monofásico o trifásico. Asimismo, un inversor puede producir un voltaje de salida de ca monofásico o trifásico. Por consiguiente, un convertidor podría ser monofásico o trifásico.

La tabla 1.2 resume los tipos de conversión, sus funciones y sus símbolos [9]. Estos convertidores son capaces de convertir energía de una forma a otra y hallar nuevas aplicaciones, como se ilustra en la figura 1.9, para transformar la energía de una pista de baile en una forma útil [10].

## 1.4 DISEÑO DE EQUIPO ELECTRÓNICO DE POTENCIA

El diseño de un equipo electrónico de potencia puede constar de cuatro partes:

1. Diseño de circuitos de potencia
2. Protección de dispositivos de potencia
3. Determinación de la estrategia de control
4. Diseño de circuitos lógicos y de compuerta

En los siguientes capítulos se describen y analizan varios tipos de circuitos electrónicos de potencia. En el análisis se supone que los dispositivos de potencia son conmutadores ideales a menos que se diga lo contrario; se omiten los efectos de inductancia parásita de circuito, las resistencias de circuito y la inductancia de fuente. Los dispositivos de potencia y circuitos prácticos se apartan de estas condiciones ideales y sus diseños también se ven afectados. No obstante, en la primera etapa del diseño el análisis simplificado de un circuito es muy útil para entender cómo funciona el circuito y establecer las características y la estrategia de control.

TABLA 1.2 Tipos de conversión y símbolos

Conversión de/a	Nombre del convertidor	Función del convertidor	Símbolo del convertidor
Ca a cd	Rectificador	Ca para corriente unipolar (cd)	
Cd a cd	Recortador	Cd constante a cd variable o cd variable a cd constante	
Cd a ca	Inversor	Cd a ca de voltaje y frecuencia de salida deseados	
Ca a ca	Controlador de voltaje de ca, cicloconvertidor, convertidor matricial	Ca de frecuencia y/o magnitud deseada a partir generalmente de una ca de línea de alimentación	

Antes de construir un prototipo el diseñador debe investigar los efectos de los parámetros del circuito (y las imperfecciones de los dispositivos) e inclusive modificar el diseño si fuera necesario. Sólo hasta que el prototipo esté construido y se haya probado, el diseñador puede confiar en la validez del diseño y estimar con más certeza algunos de los parámetros del circuito (por ejemplo, inductancia parásita).

### 1.5 DETERMINACIÓN DE VALORES DE LA MEDIA CUADRÁTICA DE FORMAS DE ONDA

Para determinar con precisión las pérdidas por conducción en un dispositivo y las capacidades de corriente del dispositivo y componentes, se deben conocer el valor rms de la corriente. Con formas de onda de la corriente raras como sinusoides o rectángulos simples, y esto puede

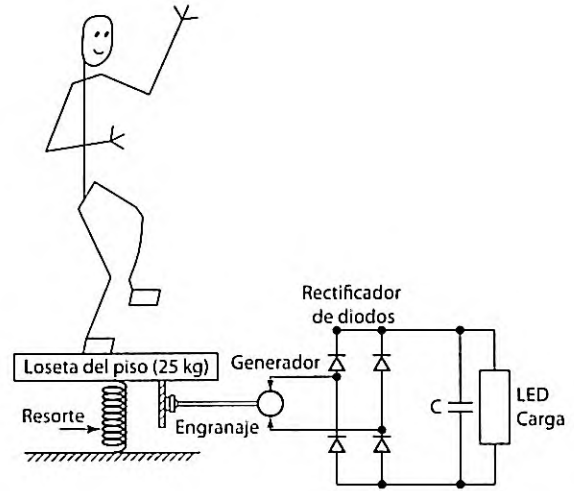


FIGURA 1.9  
Modelo equivalente de una pista de baile para generación de energía. Fuente: Ref. 10.

acarrear problemas al determinar los valores rms. El valor rms de una onda  $i(t)$  se calcula como

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (1.1)$$

donde  $T$  es el periodo. Si una onda se puede dividir en armónicos cuyos valores rms se pueden calcular individualmente, los valores rms de la forma de onda se pueden aproximar de manera satisfactoria combinando los valores rms de los armónicos. Es decir, el valor rms de la forma de onda se calcula como sigue

$$I_{rms} = \sqrt{I_{cd}^2 + I_{rms(1)}^2 + I_{rms(2)}^2 + \dots + I_{rms(n)}^2} \quad (1.2)$$

donde  $I_{cd}$  = al componente de cd.  $I_{rms(1)}$  e  $I_{rms(n)}$  son los valores rms de los componentes básico y  $n$ -ésimo, respectivamente.

La figura 1.10 muestra los valores rms de diferentes formas de onda que comúnmente se encuentran en la electrónica de potencia.

## 1.6 EFECTOS PERIFÉRICOS

El funcionamiento de los convertidores de potencia se basa principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia; en consecuencia, los convertidores provocan armónicos de corriente y voltaje en el sistema de alimentación y en la salida de los convertidores. Los convertidores suelen ocasionar problemas de distorsión del voltaje de salida, generación de armónicos en el sistema de alimentación e interferencia con los circuitos de comunicación y señalización. Lo que normalmente se requiere es colocar filtros en la entrada y salida de un sistema convertidor para reducir el nivel de armónicos a una magnitud aceptable. La figura 1.11 muestra el diagrama de bloques de un convertidor de potencia generalizado. La aplicación de electrónica de potencia para proporcionar las cargas electrónicas sensibles plantea un reto sobre los aspectos de calidad de la potencia y crea problemas e inquietudes que los investigadores deben resolver. Las cantidades de entrada y salida de los convertidores pueden ser de ca o de cd. Factores como distorsión

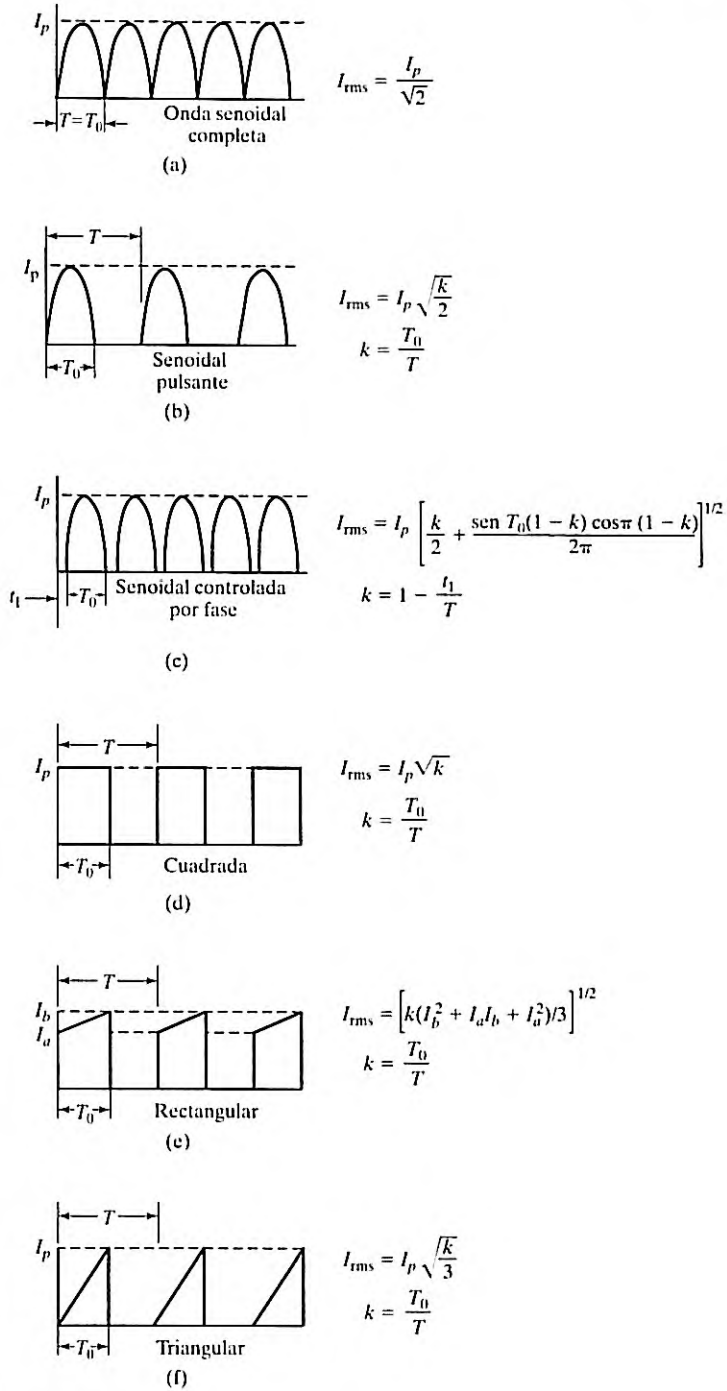


FIGURA 1.10

Valores rms de formas de onda que se suelen encontrar.

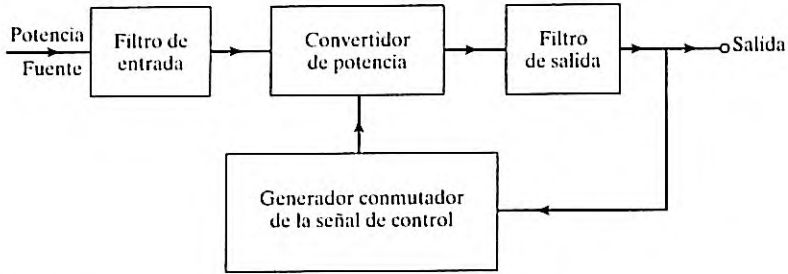


FIGURA 1.11

Sistema convertidor de potencia generalizado.

armónica total (THD), factor de desplazamiento (DF) y factor de potencia de entrada (IPF), son medidas de la calidad de una forma de onda. Para determinar tales factores se requiere hallar el contenido armónico de las formas de onda. La evaluación del desempeño de un convertidor, sus voltajes y corrientes de entrada y salida, se expresan en una serie de Fourier. La calidad de un convertidor de potencia se juzga por la calidad de sus formas de onda de voltaje y de corriente.

La estrategia de control para los convertidores de potencia desempeña una parte importante en la generación de armónicos y la distorsión de la onda de salida, y se puede diseñar para minimizar o reducir estos problemas. Los convertidores de potencia pueden provocar interferencia de radiofrecuencia debido a la radiación electromagnética, además se pueden generar señales de error en los circuitos de compuerta. Esta interferencia se puede evitar mediante *blindaje conectado a tierra*.

Cómo se muestra en la figura 1.11, la potencia fluye de la fuente a la salida. Las formas de onda en diferentes puntos terminales podrían ser diferentes a medida que se procesen en cada etapa. Hay que tener presente que existen dos tipos de formas de onda: una al nivel de potencia y otra producida por la señal de bajo nivel, generadas por la conmutación o por el generador de control de compuerta. Estos dos niveles de voltaje deben aislarse uno de otro de modo que no interfieran entre sí.

La figura 1.12 muestra el diagrama de bloques de un convertidor de potencia típico que incluye aislamientos, retroalimentación y señales de referencia [9]. La electrónica de potencia es una materia interdisciplinaria, y el diseño de un convertidor de potencia necesita tener en cuenta lo siguiente:

- Dispositivos semiconductores de potencia con sus características físicas, requerimientos de excitación y su protección para la utilización óptima de sus capacidades.
- Topologías de convertidor de potencia para obtener la salida deseada.
- Estrategias de *control* de los convertidores para obtener la salida deseada.
- Microelectrónica analógica y microelectrónica digital para implementar las estrategias de control.
- Elementos de energía capacitivos y magnéticos para almacenar y filtrar la energía.
- Modelado de dispositivos de carga eléctrica rotatorios y estáticos.
- Garantía de la calidad de las formas de onda generadas y un alto factor de potencia.
- Minimización de la interferencia de radiofrecuencia y electromagnética (EMI).
- Optimización de los costos, pesos y eficiencia de la energía.

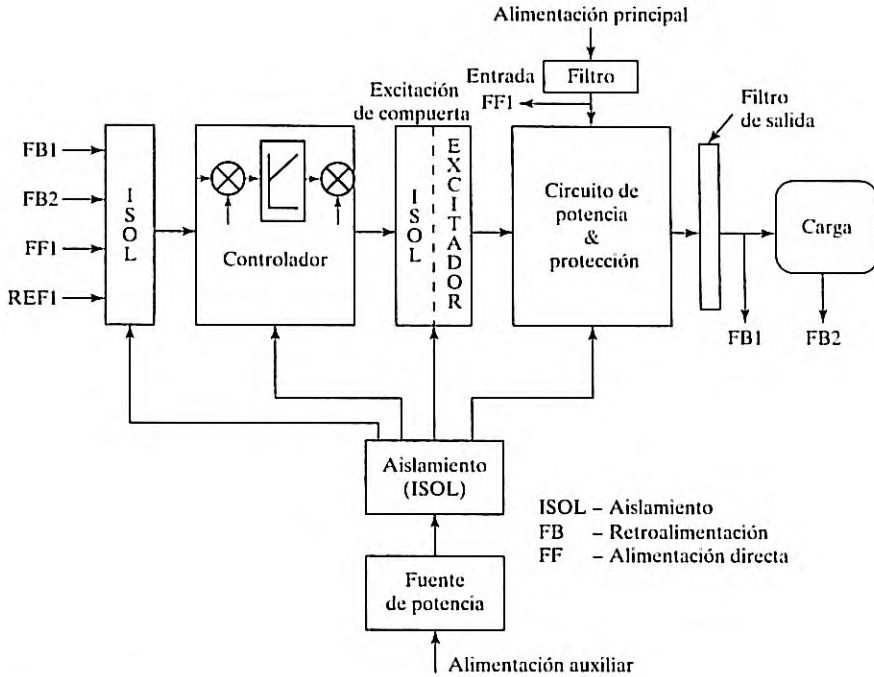


FIGURA 1.12

Diagrama de bloques de un convertidor típico de electrónica de potencia. Fuente: Ref. 9.

## 1.7 CARACTERÍSTICAS Y ESPECIFICACIONES DE CONMUTADORES

Hay muchos tipos de dispositivos de conmutación de potencia. Sin embargo, cada uno tiene sus ventajas y desventajas y es adecuado para aplicaciones específicas. La motivación detrás del desarrollo de cualquier dispositivo nuevo es lograr las características de un "súper dispositivo". Por consiguiente, las características de cualquier dispositivo real se pueden comparar y evaluar en relación con las características ideales de un súper dispositivo.

### 1.7.1 Características ideales

Las características de un conmutador ideal son:

1. Cuando el conmutador esté encendido, debe tener (a) la capacidad de conducir una alta corriente directa  $I_F$ , que tienda a infinito; (b) una baja caída de voltaje directo  $V_{ON}$ , que tienda a cero, y (c) una baja resistencia  $R_{ON}$ , que tienda a cero. Una baja resistencia  $R_{ON}$  provoca una baja pérdida de potencia  $P_{ON}$  en estado de encendido. Normalmente se hace referencia a estos símbolos en condiciones de estado estable de cd.
2. En estado de apagado, el conmutador debe tener (a) la capacidad de soportar un alto voltaje directo o inverso,  $V_{FR}$ , que tienda a infinito; (b) una baja corriente de fuga  $I_{OFF}$ , que tienda a cero, y (c) una alta resistencia  $R_{OFF}$  que tienda a infinito. Una alta  $R_{OFF}$  provoca

una baja pérdida de potencia  $P_{OFF}$ . Normalmente se hace referencia a estos símbolos en condiciones de estado estable de cd.

3. Durante el proceso de encendido y apagado debe encenderse y apagarse instantáneamente de modo que el dispositivo se pueda operar a altas frecuencias. Por tanto, debe tener (a) un bajo tiempo de retraso  $t_d$ , que tienda a cero; un bajo tiempo de subida  $t_r$ , que tienda a cero; (c) un bajo tiempo de almacenamiento  $t_s$ , que tienda a cero, y (d) un bajo tiempo de caída  $t_f$ , que tienda a cero.
4. Para el encendido y el apagado debe requerir (a) una baja potencia de excitación de compuerta  $P_G$ , que tienda a cero; (b) un bajo voltaje de excitación de compuerta  $V_G$ , que tienda a cero, y (c) una corriente de excitación de compuerta  $I_G$ , que tienda a cero.
5. Tanto el encendido como el apagado deben ser controlables. Por consiguiente, se debe encender con una señal de compuerta (por ejemplo, positiva) y debe apagarse con otra señal de compuerta (por ejemplo, cero o negativa).
6. Para el encendido y el apagado se debe requerir sólo una señal pulsante, es decir, un pequeño pulso con un ancho muy pequeño  $t_w$ , que tienda a cero.
7. Debe tener una alta  $dv/dt$ , que tienda a infinito. Es decir, el conmutador debe ser capaz de manejar los rápidos cambios del voltaje a través de él.
8. Debe tener una alta  $dI/dt$ , que tienda a infinito. Es decir, el conmutador debe ser capaz de manejar una rápida subida de la corriente a través de él.
9. Requiere muy baja impedancia térmica de la unión interna al ambiente  $R_{JA}$ , que tienda a cero de modo que pueda transmitir fácilmente calor al ambiente.
10. Se necesita la capacidad de soportar cualquier falta de corriente durante largo tiempo; es decir, debe tener un alto valor de  $i^2t$ , que tienda a infinito.
11. Se requiere un coeficiente de temperatura negativo en la corriente conducida para que haya un reparto igual de corriente cuando los dispositivos se operen en paralelo.
12. Un bajo precio es una consideración muy importante para el reducido costo del equipo electrónico de potencia.

### 1.7.2 Características de los dispositivos prácticos

Durante el proceso de encendido y apagado de un dispositivo de conmutación práctico como el que se muestra en la figura 1.13a requiere tiempos de retraso ( $t_d$ ), de subida ( $t_r$ ), de almacenamiento ( $t_s$ ), y de caída ( $t_f$ ) finitos. Conforme la corriente del dispositivo  $i_{sw}$  sube durante el encendido, el voltaje  $v_{sw}$  a través del dispositivo cae. Conforme la corriente del dispositivo cae durante el apagado, el voltaje a través del dispositivo sube. En la figura 1.13b se muestran las formas de onda típicas de los voltajes  $v_{sw}$  y corrientes  $i_{sw}$  del dispositivo. El tiempo de encendido ( $t_{on}$ ) de un dispositivo es la suma del tiempo de retraso y el tiempo de subida, en tanto que su tiempo de apagado ( $t_{off}$ ) es la suma del tiempo de almacenamiento y el tiempo de caída. En contraste con un conmutador ideal sin pérdidas, un dispositivo de conmutación práctico disipa parte de energía al conducir y conmutar. La caída de voltaje a través de un dispositivo de potencia que conduce es al menos del orden de 1 V, pero a menudo es más alto, hasta de varios volts. El objetivo de cualquier dispositivo nuevo es mejorar la limitación impuesta por los parámetros de conmutación.

La pérdida de potencia promedio en estado de conducción  $P_{ON}$  está dada por

$$P_{ON} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_n} p dt \quad (1.3)$$

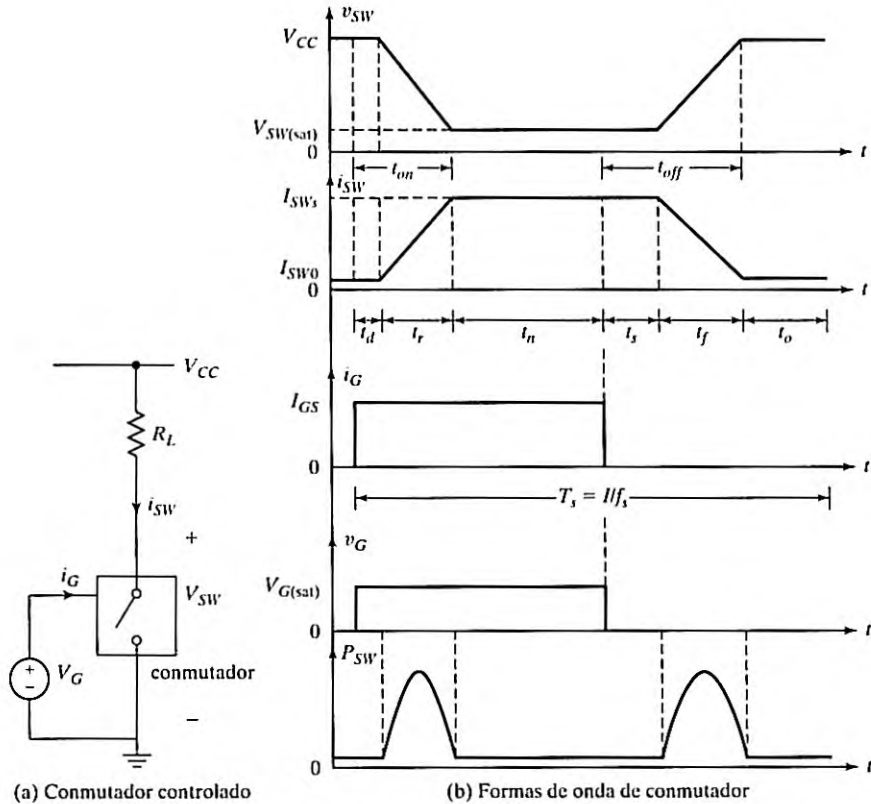


FIGURA 1.13

Formas de onda típicas de voltajes y corrientes de un dispositivo.

donde  $T_s$  denota el periodo de conducción y  $p$  es la pérdida instantánea de potencia (es decir, el producto de la caída de voltaje  $v_{sw}$  a través del conmutador por la corriente conducida  $i_{sw}$ ). Las pérdidas de potencia se incrementan durante el encendido y apagado del conmutador porque durante la transición de un estado de conducción a otro tanto el voltaje como la corriente tienen valores significativos. La pérdida de potencia resultante por conmutación  $P_{SW}$  durante los periodos de encendido y apagado está dada por

$$P_{SW} = f_s \left( \int_0^{t_d} p \, dt + \int_0^{t_r} p \, dt + \int_0^{t_s} p \, dt + \int_0^{t_f} p \, dt \right) \quad (1.4)$$

donde  $f_s = 1/T_s$  es la frecuencia de conmutación;  $t_d$ ,  $t_r$ ,  $t_s$  y  $t_f$  son el tiempo de retraso, el tiempo de subida, el tiempo de almacenamiento, y el tiempo de caída, respectivamente. Por consiguiente, la disipación de potencia de un dispositivo de conmutación está dada por:

$$P_D = P_{ON} + P_{SW} + P_G \quad (1.5)$$

donde  $P_G$  es la potencia de excitación o control de compuerta. Las pérdidas de potencia  $P_{ON}$  de encendido y las pérdidas de potencia de compuerta  $P_G$  durante el proceso de encendido por lo general son bajas comparadas con la pérdida de conmutación  $P_{SW}$  durante el tiempo de transición cuando un conmutador está en el proceso de encender o apagar. En la práctica se puede omitir la pérdida de potencia de compuerta  $P_G$  al calcular las pérdidas totales de potencia  $P_G$ . La cantidad total de pérdida de energía, la cual es el producto de  $P_D$  por la frecuencia de conmutación  $f_s$ , podría ser una cantidad significativa si el conmutador funcionara a una alta frecuencia en el rango de los kHz.

### 1.7.3 Especificaciones de un conmutador

Las características de dispositivos semiconductores prácticos difieren de las de un dispositivo ideal. Los fabricantes proporcionan hojas de datos que describen los parámetros del dispositivo y sus valores. Existen muchos parámetros que son importantes para los dispositivos. Los más significativos son:

*Valores de voltaje:* Voltajes directo e inverso pico repetitivos, y una caída de voltaje directo en estado de encendido.

*Valores de corriente:* Corrientes promedio, eficaz (rms), pico repetitiva, pico no repetitiva, y de fuga en estado apagado.

*Velocidad de conmutación o frecuencia:* La transición de un estado totalmente no conductor a un estado totalmente conductor (encendido) y de un estado totalmente conductor a un estado totalmente no conductor (apagado) son parámetros muy importantes. El periodo de conmutación  $T_s$  y la frecuencia  $f_s$  están dados por

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{t_d + t_r + t_n + t_s + t_f + t_o} \quad (1.6)$$

donde  $t_o$  es el tiempo durante el cual el conmutador permanece apagado. La regulación de los tiempos implicados en el proceso de conmutación de un conmutador práctico, como se muestra en la figura 1.13b, limita el periodo de conmutación máximo. Por ejemplo, si  $t_d = t_r = t_n = t_s = t_f = t_o = 1 \mu s$ ,  $T_s = 6 \mu s$  y la frecuencia máxima permitida es  $f_{s(\text{máx})} = 1/T_s = 166.67 \text{ kHz}$ .

*Valor de  $di/dt$ :* El dispositivo necesita una cantidad mínima de tiempo antes de que toda su superficie conductora entre en juego para soportar toda la corriente. Si la corriente se eleva con rapidez, el flujo de corriente puede concentrarse en un área determinada y el dispositivo puede dañarse. Normalmente, el valor de  $di/dt$  de la corriente a través del dispositivo se limita conectando un pequeño inductor en serie con el dispositivo, conocido como *supresor en serie*.

*Valor de  $dv/dt$ :* Un dispositivo semiconductor tiene una capacitancia de unión interna  $C_j$ . Si el voltaje a través del conmutador cambia con rapidez durante el encendido, el apagado y también mientras se conecta a la alimentación principal, la corriente inicial, la corriente  $C_j dv/dt$  que fluye a través de  $C_j$  puede ser muy alta, y el dispositivo se dañaría. El valor de  $dv/dt$  del voltaje a través del dispositivo se limita conectando un circuito  $RC$  a través del dispositivo, conocido como *supresor en derivación*, o simplemente circuito *snubber*.

*Pérdidas por conmutación:* Durante el encendido la corriente directa se eleva antes de que el voltaje directo caiga, y durante el apagado el voltaje directo se eleva antes de que la corriente caiga. La existencia simultánea de voltaje y corriente altos en el dispositivo representa pérdidas de potencia como se muestra en la figura 1.13. Por su repetitividad representan una parte significativa de las pérdidas, y a menudo exceden las pérdidas en estado de conducción.

*Requerimientos de excitación de compuerta:* El voltaje y la corriente de la excitación o control de compuerta son parámetros importantes para encender y apagar un dispositivo. La potencia de excitación de compuerta y el requerimiento de energía son partes muy importantes de las pérdidas y del costo total del equipo. Con requerimientos de pulsos de corriente grandes y largos para el encendido y apagado, las pérdidas por excitación de compuerta pueden ser significativas en relación con las pérdidas totales, y el costo del circuito de excitación puede ser más alto que el del dispositivo.

*Área de operación segura (SOA):* La cantidad de calor generado en el dispositivo es proporcional a la pérdida de potencia, es decir, el producto del voltaje por la corriente. Para que este producto sea constante  $P = vi$  e igual al valor máximo permisible, la corriente debe ser inversamente proporcional al voltaje. Esto da el límite de área de operación segura en los puntos de funcionamiento permisibles de estado estable en las coordenadas voltaje-corriente.

*$I^2t$  para fundido:* Este parámetro se requiere para seleccionar el fusible. La  $I^2t$  del dispositivo debe ser menor que la del fusible para que el dispositivo esté protegido contra fallas de corriente.

*Temperaturas:* Por lo general, las temperaturas máximas permisibles en la unión, envoltura y almacenamiento, oscilan entre 150°C y 200°C para la unión y la envoltura, y entre -50°C y 175°C para el almacenamiento.

*Resistencia térmica:* Resistencia térmica entre la unión y la envoltura,  $Q_{JC}$ ; resistencia térmica entre envoltura y disipador,  $Q_{CS}$ , y resistencia térmica entre disipador y medio ambiente,  $Q_{SA}$ . La disipación de potencia se debe eliminar de inmediato de la oblea interna a través del empaque y por último hacia el medio de enfriamiento. El tamaño de los conmutadores semiconductores de potencia es muy pequeño, de no más de 150 mm, y la capacidad térmica de un dispositivo desnudo es muy baja para eliminar con seguridad el calor generado por las pérdidas internas. Por lo general los dispositivos de potencia se montan sobre disipadores de calor. En consecuencia, la eliminación del calor representa un alto costo del equipo.

## 1.8 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Desde el desarrollo del primer tiristor SCR a fines de 1957, los dispositivos semiconductores de potencia han experimentado enormes avances. Hasta 1970 los tiristores convencionales se utilizaban exclusivamente para controlar potencia en aplicaciones industriales. A partir de ese año se produjeron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia y fueron comercialmente disponibles. La figura 1.14 muestra la clasificación de los semiconductores de potencia, hechos de silicio o de carburo de silicio. Sin embargo, los dispositivos de carburo de silicio están en proceso de desarrollo. Una gran mayoría de dispositivos son de silicio. Estos dispositivos se pueden dividir en general en tres tipos: (1) diodos de potencia; (2) transistores, y (3) tiristores. Y se pueden subdividir aún más, en cinco tipos: (1) diodos de potencia; (2) tiristores; (3) transistores de potencia de unión bipolar (BJTs); (4) transistores de potencia de efecto de campo semiconductores de óxido metálico (MOSFETs), y (5) transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs) y transistores de inducción estática (SITs).

Los primeros dispositivos se fabricaban con silicio y los nuevos se fabrican con carburo de silicio. Los diodos se fabrican con sólo una unión  $pn$ , los transistores tienen dos uniones  $pn$ , y los tiristores tienen tres uniones  $pn$ . A medida que la tecnología avanza y la electrónica de potencia encuentra más aplicaciones, el desarrollo de nuevos dispositivos de potencia con capacidades de más alta temperatura y bajas pérdidas sigue su avance.

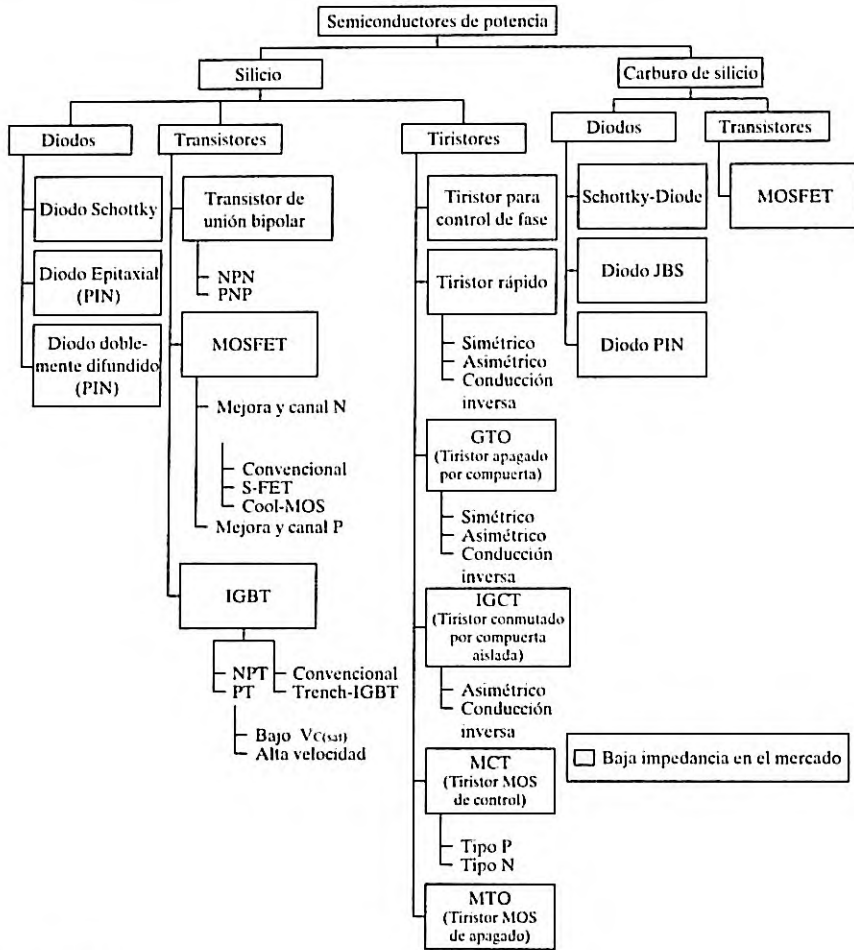


FIGURA 1.14

Clasificación de los semiconductores de potencia. [Ref. 2, S. Bernet].

Los electrones de carburo de silicio requieren casi tres veces más energía para alcanzar la banda de conducción en comparación con el silicio. En consecuencia, los dispositivos a base de SiC soportan voltajes y temperaturas más altos que sus contrapartes de silicio. Un dispositivo a base de SiC puede tener las mismas dimensiones que un dispositivo de silicio pero puede soportar 10 veces el voltaje. Además, un dispositivo de SiC puede tener un espesor de un décimo del de un dispositivo de silicio, pero soporta el mismo valor de voltaje. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y ostentan menos resistencia, lo cual significa que se disipa menos energía en forma de calor cuando un diodo o transistor de carburo de silicio conduce electricidad.

La investigación y el desarrollo han llevado a la caracterización de MOSFETs de potencia 4H-SiC para bloquear voltajes hasta de 10 kV a 10 A [13, 14]. Cuando se comparan con el IGBT de Si de 6.5 kV de última generación, el MOSFET de Si de 10.4 kV tiene un mejor desempeño [12]. Se ha reportado un IGBT de canal N de 13.4 kV 4H-SiC con una baja resistencia

en estado encendido y rápida conmutación [14]. Estos IGBT [7, 15] exhiben una fuerte modulación de conductividad en la capa de deriva y una mejora significativa en la resistencia en estado de conducción en comparación con el MOSFET de 10 kV. Se espera que los dispositivos de potencia de SiC evolucionen en los próximos años, lo que conduciría a una nueva era de la electrónica de potencia y aplicaciones.

La figura 1.15 muestra el rango de potencia de semiconductores de potencia comercialmente disponibles. En la tabla 1.3 se muestran los valores de dispositivos semiconductores de potencia también disponibles comercialmente, en los que la resistencia en estado de conducción se puede determinar a partir de la caída de voltaje en estado de conducción del dispositivo a la corriente especificada. La tabla 1.4 muestra los símbolos y las características  $v-i$  de dispositivos semiconductores de potencia de uso común. Los semiconductores de potencia caen dentro de uno de los tres tipos: diodos, tiristores y transistores. Un diodo que conduce ofrece una muy pequeña resistencia cuando su voltaje de ánodo es más alto que el voltaje de cátodo, y una corriente fluye a través del diodo. Por lo común, un tiristor se pone en estado de conducción al aplicarle un pulso de corta duración, típicamente de 100  $\mu$ s. Un tiristor ofrece una baja resistencia en el estado de conducción en tanto que en el estado de bloqueo se comporta como un circuito abierto y ofrece una resistencia muy alta.

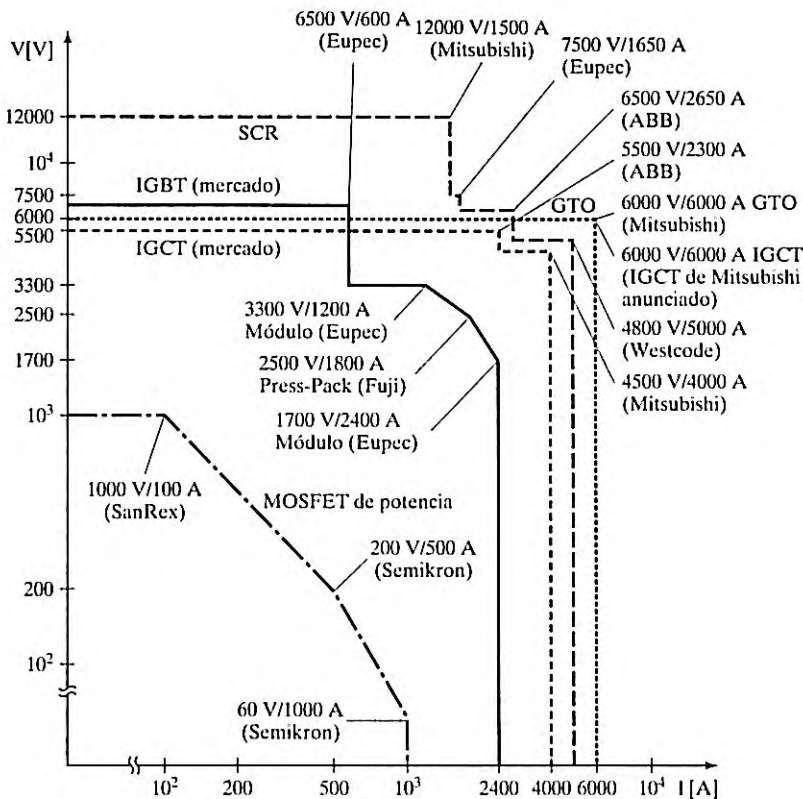


FIGURA 1.15

Rangos de potencia de semiconductores de potencia comercialmente disponibles. [Ref. 2, S. Bernet].

TABLA 1.3 Valores de dispositivos semiconductores de potencia

Tipo de dispositivo	Dispositivos		Valor de voltaje/corriente	Frecuencia superior (Hz)	Tiempo de conmutación ( $\mu$ s)	Resistencia en conducción ( $\Omega$ )		
Diodos de potencia	Diodos de potencia	Uso general	4000 V/4500 A	1 k	50–100	0.32 m		
			6000 V/3500 A	1 k	50–100	0.6 m		
			600 V/9570 A	1 k	50–100	0.1 m		
			2800 V/1700 A	20 k	5–10	0.4 m		
		Alta velocidad	4500 V/1950 A	20 k	5–10	1.2 m		
			6000 V/1100 A	20 k	5–10	1.96 m		
			600 V/17 A	30 k	0.2	0.14		
		Schottky	150 V/80 A	30 k	0.2	8.63 m		
			Transistores de potencia	Sencillos	400 V/250 A	25 k	9	4 m
		400 V/40 A			30 k	6	31 m	
630 V/50 A	35 k	2			15 m			
Darlington	1200 V/400 A	20 k		30	10 m			
	MOSFETs	Sencillos		800 V/7.5 A	100 k	1.6	1	
COOLMOS		Sencillos		800 V/7.8 A	125 k	2	1.2 m	
	600 V/40 A			125 k	1	0.12 m		
	1000 V/6.1 A			125 k	1.5	2 $\Omega$		
IGBTs	Sencillos	2500 V/2400 A		100 k	5–10	2.3 m		
		1200 V/52 A		100 k	5–10	0.13		
		1200 V/25 A	100 k	5–10	0.14			
		1200 V/80 A	100 k	5–10	44 m			
		1800 V/2200 A	100 k	5–10	1.76 m			
SITs	1200 V/300 A	100 k	0.5	1.2				
Tiristores (rectificadores controlados por silicio)	Tiristores controlados por fase	Baja velocidad conmutada por línea	6500 V/4200 A	60	100–400	0.58 m		
			2800 V/1500 A	60	100–400	0.72 m		
			5000 V/4600 A	60	100–400	0.48 m		
			5000 V/3600 A	60	100–400	0.50 m		
			5000 V/5000 A	60	100–400	0.45 m		
	Tiristores de apagado forzado	Alta velocidad de bloqueo inverso	2800 V/1850 A	20 k	20–100	0.87 m		
			1800 V/2100 A	20 k	20–100	0.78 m		
			4500 V/3000 A	20 k	20–100	0.5 m		
			6000 V/2300 A	20 k	20–100	0.52 m		
			4500 V/3700 A	20 k	20–100	0.53 m		
			Bidireccionales	RCT	2500 V/1000 A	20 k	20–100	2.1 m
				GATT	1200 V/400 A	20 k	10–50	2.2 m
				Disparados por luz	6000 V/1500 A	400	200–400	0.53 m
			Tiristores de autoapagado	GTO	4500 V/4000 A	10 k	50–110	1.07 m
					4500 V/3000 A	10 k	50–110	1.07 m
	Pulse GTO	5000 V/4600 A			10 k	50–110	0.48 m	
	SITH	4000 V/2200 A			20 k	5–10	5.6 m	
	MTO	4500 V/500 A			5 k	80–110	10.2 m	
	ETO	4500 V/4000 A			5 k	80–110	0.5 m	
	IGCT	4500 V/3000 A			5 k	80–110	0.8 m	
TRIACs	Bidireccionales	1200 V/300 A	400	200–400	3.6 m			
MCTs	Sencillos	4500 V/250 A	5 k	50–110	10.4 m			
		1400 V/65 A	5 k	50–110	28 m			

TABLA 1.4 Características y símbolos de algunos dispositivos de potencia

Dispositivos	Símbolos	Características
Diodo		
Tristor		
SITH		
GTO		
MCT		
MITO		
ETO		
IGCT		
TRIAC		
LASCER		
NPN BJT		
IGBT		
MOSFET de canal N		
SIT		

Tristores

Transistores

Un transistor se activa con la aplicación de un voltaje de control de compuerta. En tanto el voltaje de compuerta permanezca aplicado el transistor permanece en conducción, y cambia al estado de bloqueo si se retira dicho voltaje. El voltaje colector-emisor de un transistor bipolar (simplemente BJT) depende de su corriente de base. En consecuencia, se puede requerir una cantidad significativa de corriente de base para llevar un BJT a la región de saturación de baja resistencia. Por otra parte, el voltaje drenaje-fuente de un transistor tipo MOS (semiconductor de óxido metálico) depende de su voltaje de compuerta y de que su corriente de compuerta sea insignificante. Por consiguiente un MOSFET no requiere corriente de compuerta, y la potencia de compuerta para llevar un MOSFET a la región de saturación de baja resistencia es insignificante. Se prefiere un dispositivo semiconductor con control de compuerta tipo MOS y el desarrollo de la tecnología de dispositivos de potencia sigue progresando como corresponde.

La figura 1.16 muestra las aplicaciones y rango de frecuencia de dispositivos de potencia. Los valores de dispositivos de potencia mejoran de forma continua y habría que verificar los que estén disponibles. Un dispositivo de súper potencia debe tener (1) un voltaje cero en estado de conducción, (2) soportar un voltaje infinito en estado de bloqueo, (3) manejar una corriente infinita, y (4) un tiempo cero de encendido y apagado, lo que haría que tuviera una velocidad de conmutación infinita.

Con el desarrollo de dispositivos de potencia de SiC, el tiempo de conmutación y la resistencia en conducción se reducirían de manera significativa, a la vez que el valor de voltaje del dispositivo se incrementaría casi 10 veces. Por consiguiente, se espera que cambien las aplicaciones de los dispositivos de potencia que se ilustran en la figura 1.16.

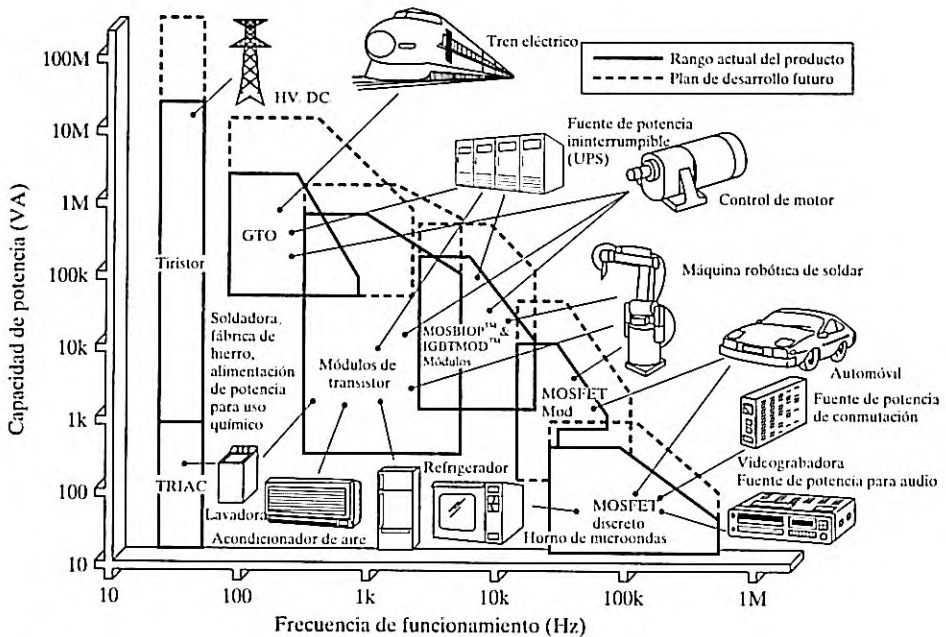


FIGURA 1.16

Aplicaciones de dispositivos de potencia. (Cortesía de Powerex, Inc.).

## 1.9 CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA

Se puede hacer que los dispositivos semiconductores de potencia funcionen como conmutadores al aplicar señales de control a la terminal compuerta de tiristores (y a la base de transistores bipolares). La salida requerida se obtiene al variar el tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación. La figura 1.17 muestra los voltajes de salida y las características de control de dispositivos de conmutación de potencia que se utilizan comúnmente. Una vez que un tiristor está en modo de conducción, la señal de compuerta de magnitud, ya sea positiva o negativa, queda sin efecto y esto se muestra en la figura 1.17a.

Cuando un dispositivo semiconductor de potencia está en modo de conducción normal, a través de él ocurre una pequeña caída de voltaje. En las formas de onda del voltaje de salida que se muestran en la figura 1.17 estas caídas de voltaje se consideran insignificantes y, a menos que se especifique de otra manera, esta suposición se mantendrá a lo largo de los siguientes capítulos.

Los dispositivos de conmutación semiconductores de potencia se pueden clasificar con base en:

1. Encendido y apagado no controlados (por ejemplo, diodo);
2. Encendido controlado y apagado no controlado (por ejemplo, SCR);
3. Encendido controlado y características de apagado (por ejemplo, BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT);
4. Requerimiento de señal de compuerta continua (por ejemplo, BJT, MOSFET, IGBT, SIT);
5. Requerimiento de pulso de compuerta (por ejemplo, SCR, GTO, MCT);
6. Capacidad de soportar voltaje bipolar (por ejemplo, SCR, GTO);
7. Capacidad de soportar voltaje unipolar (por ejemplo, BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT);
8. Capacidad de corriente bidireccional (por ejemplo, TRIAC, RCT),
9. Capacidad de corriente unidireccional (por ejemplo, SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diodo)

La tabla 1.5 muestra las características de conmutación en función de su voltaje, corriente y señales de compuerta.

## 1.10 OPCIONES DE DISPOSITIVOS

Aunque existen muchos dispositivos semiconductores, ninguno de ellos tiene las características ideales. Constantemente se hacen mejoras a los que ya existen y se continúa con el desarrollo de nuevos dispositivos. Para aplicaciones de alta potencia con alimentación de ca de 50 a 60 Hz las opciones más económicas son los tiristores de control de fase y bidireccionales. Los COOLMOS y los IGBT son los reemplazos potenciales de los MOSFET y los BJT, respectivamente, en aplicaciones de baja y mediana potencia. Los GTO y los IGCT son más adecuados para aplicaciones de alta potencia que requieren conmutación forzada. Con el avance continuo de la tecnología, los IGBT se emplean cada vez más en aplicaciones de alta potencia, y los MCT pueden hallar aplicaciones potenciales que requieran voltajes de bloqueo bidireccionales.

Con una larga lista de dispositivos disponibles como se muestra en la tabla 1.3, es una tarea abrumadora decidir cuál seleccionar. Algunos de los dispositivos que aparecen en la lista están planeados para aplicaciones especializadas. El desarrollo continuo de estructuras

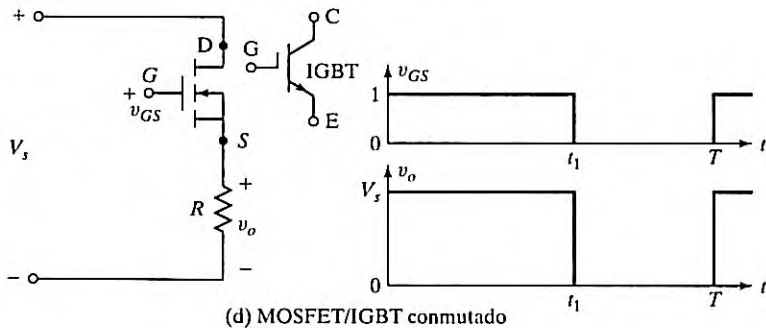
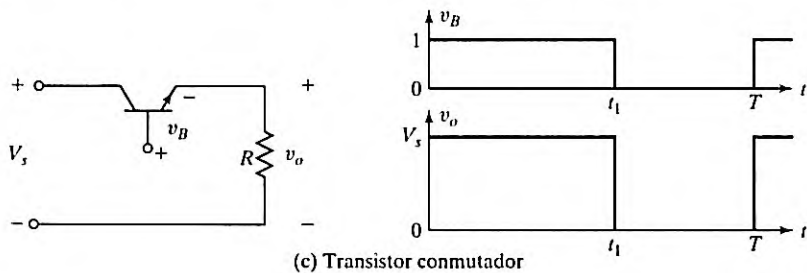
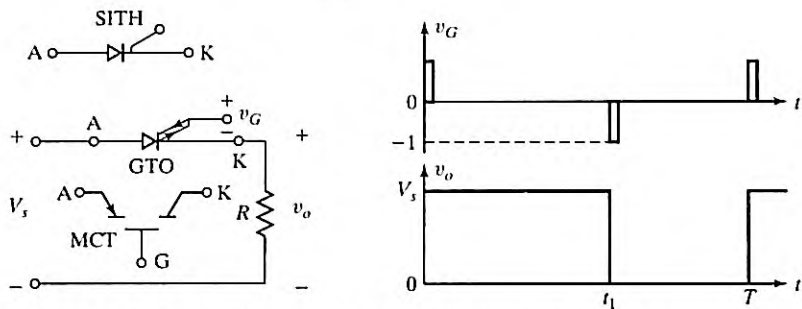
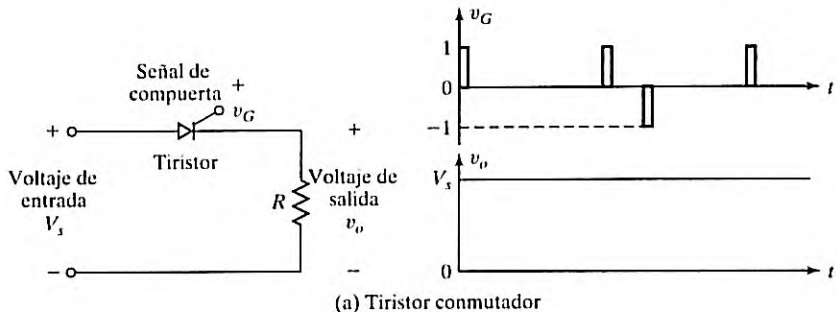


FIGURA 1.17

Características de control de dispositivos de conmutación de potencia.

TABLA 1.5 Características de conmutación de semiconductores de potencia

Tipo de dispositivo	Dispositivo	Compuerta continua	Pulso de compuerta	Encendido controlado	Apagado controlado	Voltaje unipolar	Voltaje bipolar	Corriente unidireccional	Corriente bidireccional
Diodos	Diodo de potencia					x		x	
Transistores	BJT	x		x	x	x		x	
	MOSFET	x		x	x	x			x
	COOLMOS	x		x	x	x			x
	IGBT	x		x	x	x		x	
	SIT	x		x	x	x		x	
Tiristores	SCR		x	x			x	x	
	RCT		x	x			x		x
	TRIAC		x	x			x		x
	GTO		x	x	x		x	x	
	MTO		x	x	x		x	x	
	ETO		x	x	x		x	x	
	IGCT		x	x	x		x	x	
	SITH		x	x	x		x	x	
	MCT	x		x	x		x	x	

TABLA 1.6 Opciones de dispositivos para diferentes niveles de potencia

Opciones	Baja potencia	Mediana potencia	Alta potencia
Rango de potencia	Hasta 2 kW	2 a 500 kW	Más de 500 kW
Topologías usuales de convertidor	ca-cd, cd-cd	ca-cd, cd-cd, cd-ca	ca-cd, cd-ca
Semiconductores de potencia típicos	MOSFET	MOSFET, IGBT	Tiristor, IGBT, IGCT
Tendencia de la tecnología	Alta densidad de potencia Alta eficiencia	Volumen y pesos pequeños Bajo costo y alta eficiencia	Alta potencia nominal del convertidor Potencia de alta calidad y estabilidad
Aplicaciones típicas	Dispositivos de baja potencia Electrodomésticos	Vehículos eléctricos Techos fotovoltaicos	Energía renovable Transporte Distribución de potencia Industria

Fuente: Ref. 8, Kasmierkowski y colaboradores.

semiconductoras nuevas, de materiales y de fabricación trae al mercado muchos dispositivos nuevos con altos valores de potencia y características mejoradas. Los dispositivos electrónicos de potencia más comunes para aplicaciones de baja y mediana potencia son los MOSFET y los IGBT; los tiristores y los IGT se usan para un rango de potencia muy alto.

La tabla 1.6 muestra las opciones de dispositivos para diferentes aplicaciones a diferentes niveles de potencia [8]. La opción de los dispositivos dependerá del tipo de alimentación de entrada: ca o cd. A menudo es necesario utilizar más de una etapa de conversión. Por lo general, cuando se va a seleccionar un dispositivo se suele tener presente las siguientes recomendaciones para la mayoría de las aplicaciones, atendiendo al tipo de alimentación de entrada.

**Con una fuente de entrada de cd:**

1. Verifique si un MOSFET de potencia puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
2. Si no encuentra un MOSFET de potencia adecuado, verifique si un IGBT puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
3. Si no encuentra un MOSFET o un IGBT de potencia apropiado, verifique si un GTO o un IGBT pueden satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.

**Con una fuente de entrada de ca:**

1. Verifique si un TRIAC puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
2. Si no encuentra un TRIAC adecuado, verifique si un tiristor puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
3. Si no encuentra un TRIAC o un tiristor apropiado, se puede utilizar un rectificador de diodos para convertir la fuente de ca en una fuente de cd. Verifique si un MOSFET o un IGBT pueden satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.

## 1.11 MÓDULOS DE POTENCIA

Hay dispositivos de potencia disponibles como unidad sencilla o como módulo. A menudo un convertidor de potencia requiere dos, cuatro o seis dispositivos, según su topología. Para casi todos los tipos de dispositivos de potencia se dispone de módulos de potencia dobles (en configuración de medio puente), cuádruples (en configuración de puente completo), o séxtuples (en configuración trifásica). Los módulos ofrecen la ventaja de bajas pérdidas en conducción, características de alto voltaje y corriente, y velocidad más alta que la de los dispositivos convencionales. Inclusive, algunos módulos cuentan con protección contra transitorios y circuitos de excitación de compuerta.

## 1.12 MÓDULOS INTELIGENTES

Se dispone comercialmente circuitos de excitación de compuerta para activar dispositivos individuales o módulos. Los *módulos inteligentes*, que constituyen la electrónica de potencia de punta, integran el módulo de potencia y el circuito periférico, el cual consta de aislamiento de entrada o salida de, e interfaz con, la señal y el sistema de alto voltaje, un circuito de excitación, un circuito de protección y diagnóstico (contra corriente excesiva, cortocircuitos, una carga abierta, sobrecalentamiento, y voltaje excesivo), control de microcomputadora, y una alimentación de potencia de control. Los usuarios sólo tienen que conectar las fuentes de potencia externas (flotantes). Un módulo inteligente también se conoce como *potencia inteligente*. Estos módulos se utilizan cada vez más en la electrónica de potencia [4]. La tecnología de potencia inteligente se puede considerar como una caja que comunica la fuente de potencia con cualquier carga. La función de caja de comunicación se realiza con circuitos lógicos de semiconductores de óxido metálico complementarios (CMOS) de alta densidad, su función de detección y protección con circuitos analógicos bipolares y circuitos de detección, y su función de control de potencia con dispositivos de potencia y sus circuitos de excitación asociados. En la figura 1.18 se muestra el diagrama de bloques funcional de un sistema de potencia inteligente [5].

Los circuitos analógicos se utilizan para crear los sensores necesarios para autoprotección y para proporcionar un rápido lazo de retroalimentación que sea capaz de detener el funcionamiento del microprocesador sin causar daños cuando las circunstancias del sistema exceden las condiciones normales de funcionamiento. Por ejemplo, los microprocesadores de potencia inteligentes se deben diseñar para que dejen de funcionar sin que sufran daños cuando ocurre un cortocircuito a través de una carga como el devanado de un motor. Con tecnología de potencia inteligente se monitorea la corriente de carga, y el voltaje que excita los conmutadores de potencia se corta siempre que sobrepase un límite preestablecido. Además de lo anterior, se suelen incluir las características de protección contra sobrecorriente como sobrevoltaje y sobrecalentamiento, para evitar fallas destructivas. A continuación se enumeran algunos fabricantes de dispositivos y módulos, así como sus sitios Web:

Advanced Power Technology, Inc.	<a href="http://www.advancedpower.com/">www.advancedpower.com/</a>
ABB Semiconductors	<a href="http://www.abbsem.com/">www.abbsem.com/</a>
Bharat Heavy Electricals Ltd	<a href="http://www.bhledn.com/">http://www.bhledn.com/</a>
Compound Semiconductor	<a href="http://www.compoundsemiconductor.net/">http://www.compoundsemiconductor.net/</a>
Collmer Semiconductor, Inc.	<a href="http://www.collmer.com">www.collmer.com</a>
Cree Power	<a href="http://www.cree.com">http://www.cree.com</a>
Dynex Semiconductor	<a href="http://www.dynexsemi.com">www.dynexsemi.com</a>
Eupec	<a href="http://www.eupec.com/p/index.htm">www.eupec.com/p/index.htm</a>
Fairchild Semiconductor	<a href="http://www.fairchildsemi.com">http://www.fairchildsemi.com</a>

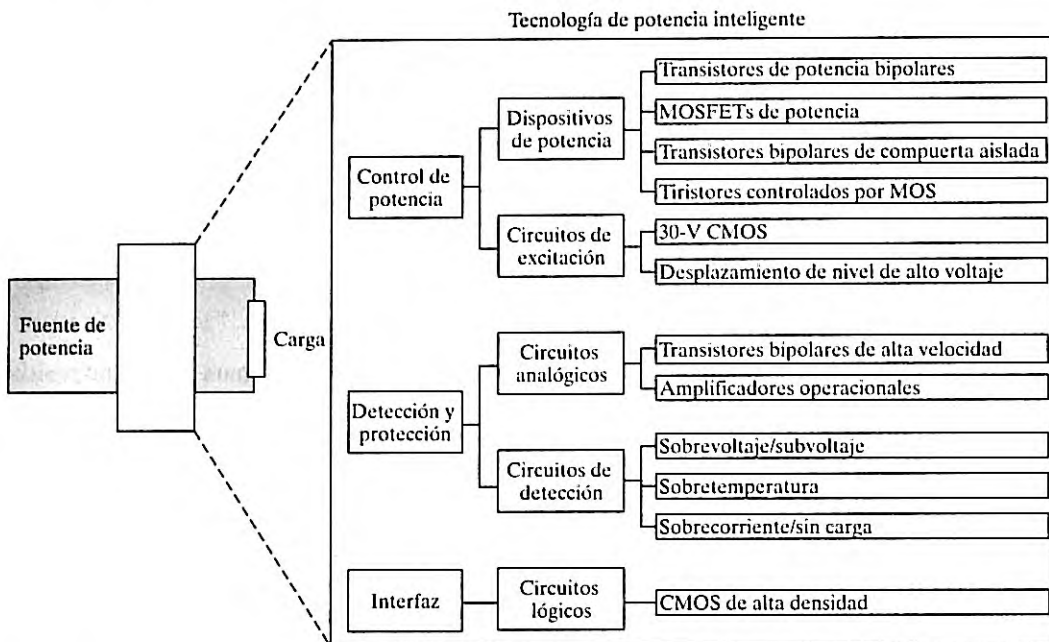


FIGURA 1.18

Diagrama de bloques funcional de una potencia inteligente. [Ref. 5. J. Baliga].

FMCC EUROPE  
 Fuji Electric  
 Harris Corp.  
 Hitachi Ltd. Power Devices  
 Honda R&D Co Ltd  
 Infineon Technologies  
 International Rectifier  
 Marconi Electronic Devices, Inc.  
 Microsemi Corporation  
 Mitsubishi Semiconductors  
 Mitel Semiconductors  
 Motorola, Inc.  
 National Semiconductors, Inc.  
 Nihon International Electronics Corp.  
 On Semiconductor  
 Phillips Semiconductors  
 Power Integrations  
 Powerex, Inc.  
 Power Tech, Inc.

<http://www.fmccgroup.com/>  
[www.fujielectric.co.jp/eng/denshi/scd/index.htm](http://www.fujielectric.co.jp/eng/denshi/scd/index.htm)  
[www.harris.com/](http://www.harris.com/)  
[www.hitachi.co.jp/pse](http://www.hitachi.co.jp/pse)  
<http://world.honda.com>  
[www.infineon.com/](http://www.infineon.com/)  
[www.irf.com](http://www.irf.com)  
[www.marconi.com/](http://www.marconi.com/)  
<http://www.microsemi.com>  
[www.mitsubishielectric.com/](http://www.mitsubishielectric.com/)  
[www.mitelsemi.com](http://www.mitelsemi.com)  
[www.motorola.com](http://www.motorola.com)  
[www.national.com/](http://www.national.com/)  
[www.abbsem.com/english/salesb.htm](http://www.abbsem.com/english/salesb.htm)  
[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)  
[www.semiconductors.phillips.com/catalog/](http://www.semiconductors.phillips.com/catalog/)  
[www.powerint.com/](http://www.powerint.com/)  
[www.pwr.com/](http://www.pwr.com/)  
[www.power-tech.com/](http://www.power-tech.com/)

RCA Corp.	<a href="http://www.rca.com/">www.rca.com/</a>
Rockwell Automation	<a href="http://www.ab.com">http://www.ab.com</a>
Rockwell Inc.	<a href="http://www.rockwell.com">www.rockwell.com</a>
Reliance Electric	<a href="http://www.reliance.com">www.reliance.com</a>
Renesas Electronics Corporation	<a href="http://www.renesas.com/">http://www.renesas.com/</a>
Siemens	<a href="http://www.siemens.com">www.siemens.com</a>
Silicon Power Corp.	<a href="http://www.siliconpower.com/">www.siliconpower.com/</a>
Semikron International	<a href="http://www.semikron.com/">www.semikron.com/</a>
Semelab Limits	<a href="http://www.semelab-tt.com">http://www.semelab-tt.com</a>
Siliconix, Inc.	<a href="http://www.siliconix.com">www.siliconix.com</a>
Tokin, Inc.	<a href="http://www.tokin.com/">www.tokin.com/</a>
Toshiba America Electronic Components, Inc.	<a href="http://www.toshiba.com/taec/">www.toshiba.com/taec/</a>
TranSiC Semiconductor	<a href="http://www.transic.com">http://www.transic.com</a>
Unitrode Integrated Circuits Corp.	<a href="http://www.unitrode.com/">www.unitrode.com/</a>
Westcode Semiconductors Ltd.	<a href="http://www.westcode.com/ws-prod.html">www.westcode.com/ws-prod.html</a>
Yole Development	<a href="http://www.yole.fr">http://www.yole.fr</a>

### 1.13 DIARIOS Y CONFERENCIAS SOBRE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Existen muchas revistas profesionales y conferencias donde se publican los nuevos desarrollos. e-library *Explore* del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) es una excelente herramienta para encontrar artículos publicados en los diarios y revistas del IET, y en las revistas del IEEE, así como en conferencias patrocinadas. Algunos de ellos son:

IEEE e_Library	<a href="http://ieeexplore.ieee.org/">http://ieeexplore.ieee.org/</a>
<i>IEEE Industrial Electronic Magazine</i>	<a href="http://ieee-ies.org/index.php/pubs/magazine/">http://ieee-ies.org/index.php/pubs/magazine/</a>
<i>IEEE Industry Applications Magazine</i>	<a href="http://magazine.ieee-pes.org/">http://magazine.ieee-pes.org/</a>
<i>IEEE Power &amp; Energy Magazine</i>	<a href="http://ieeexplore.ieee.org/">http://ieeexplore.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Aerospace Systems</i>	<a href="http://www.ieee.org/">www.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i>	<a href="http://www.ieee.org/">www.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Industry Applications</i>	<a href="http://www.ieee.org/">www.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Power Delivery</i>	<a href="http://www.ieee.org/">www.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Power Electronics</i>	<a href="http://www.ieee.org/">www.ieee.org/</a>
<i>IEEE Transactions on Electric Power</i>	<a href="http://www.iet.org/Publish/">www.iet.org/Publish/</a>
Applied Power Electronics Conference (APEC)	
European Power Electronics Conference (EPEC)	
IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)	
IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting	
International Conference on Electrical Machines (ICEM)	
International Power Electronics Conference (IPEC)	
International Power Electronics Congress (CIEP)	
International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)	
Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)	
Power Electronics Specialist Conference (PESC)	

## RESUMEN

A medida que la tecnología de los dispositivos semiconductores y circuitos integrados avanza, el potencial para las aplicaciones de electrónica de potencia se amplía cada vez más. Ya se dispone comercialmente de muchos dispositivos semiconductores de potencia; sin embargo, el desarrollo en esta dirección continúa. Por lo común, los convertidores de potencia se clasifican en seis categorías: (1) rectificadores; (2) convertidores ca-cd; (3) convertidores ca-ca, convertidores cd-cd; (5) convertidores cd-ca, y (6) conmutadores estáticos. El diseño de circuitos electrónicos de potencia requiere a su vez el diseño de circuitos de control y potencia. Los armónicos de voltaje y corriente generados por los convertidores de potencia se pueden reducir (o minimizar) con una elección apropiada de la estrategia de control.

## REFERENCIAS

- [1] Carroll, E.I. (1996). "Power Electronics: where next?" *Power Engineering Journal*, diciembre (242-243).
- [2] Bernet, S. (2000). "Recent developments of high power converters for industry and traction applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, núm. 6, noviembre (1102-1117).
- [3] Hoft, R.G. (1986). *Semiconductor Power Electronics*, Nueva York, Van Nostrand Reinhold.
- [4] Gadi, K. (1995). "Power Electronics in action". *IEEE Spectrum*, julio (33).
- [5] Baliga, J. (1995). "Power ICs in the daddle". *IEEE Spectrum*, julio (34-49).
- [6] "Power Electronic Books". (1999). *SMPs Technology, Knowledge Base*, marzo. [www.smpstech.com/books/booklist.htm](http://www.smpstech.com/books/booklist.htm).
- [7] Wang, J., A. Q. Huang, W. Sung, Y. Li, y B. J. Baliga. (2009). "Smart grid technologies. Development of 15 kV SiC IGBTs and their impact on utility applications". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 3, núm. 2, junio (16-23).
- [8] Kazmierkowski, M. P., L. G. Franquelo, J. Rodríguez, M. A. Perez, y J. I. Leon. (2011). "High performance motor drives". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, septiembre (6-26).
- [9] "Module1-Power Semiconductor Devices, Version 2". *EE, IIT*, Kharagpur.
- [10] Paulides, J. J. H., J. W. Jansen, L. Encica, E. A. Lomonova, y M. Smit. (2011). "Human-powered small-scale generation system for a sustainable dance club". *IEEE Industry Applications Magazine*, septiembre/octubre (20-26).
- [11] "PowerSiC Silicon carbide devices for power electronics market: Status & forecasts". (2006). *Yole Development*: Lyon, Francia. <http://www.yole.fr>. Accesado en septiembre de 2012.
- [12] Rabkowski, J., D. Peftisis, y H. Nee. (2012). "Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, junio (17-26).
- [13] Palmour, J. W. (2009). "High voltaje silicon carbide power devices", presentado en un seminario de ARPA-E Power Technologies, Arlington, VA., el 9 de febrero.
- [14] Ryu, S. H., S. Krishnaswami, B. Hull, J. Richmond, A. Agarwal, y A. Hefner. (2006). "10-kV, 5A 4H-SiC power DMOSFET". *Proceedings of the IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD'06)*. Nápoles, Italia, junio (1-4).
- [15] Das, M., Q. Zhang, R. Callanan, y colaboradores. (2007). "A 13-kV 4H-SiC N-channel IGBT with low R<sub>diff</sub>, on and fast switching". *Proceedings of the International Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ICSCRM'07)*. Kioto, Japón, octubre.

## PREGUNTAS DE REPASO

- 1.1 ¿Qué es la electrónica de potencia?
- 1.2 ¿Cuáles son los varios tipos de tiristores?
- 1.3 ¿Qué es un circuito de conmutación?
- 1.4 ¿Cuáles son las condiciones para que un tiristor conduzca?
- 1.5 ¿Cómo se puede apagar un tiristor que está en modo de conducción?
- 1.6 ¿Qué es la conmutación en línea?
- 1.7 ¿Qué es una conmutación forzada?
- 1.8 ¿Cuál es la diferencia entre un tiristor y una TRIAC?
- 1.9 ¿Cuál es la característica de control de un GTO?
- 1.10 ¿Cuál es la característica de control de un MTO?
- 1.11 ¿Cuál es la característica de control de un ETO?
- 1.12 ¿Cuál es la característica de control de un IGCT?
- 1.13 ¿Qué es el tiempo de apagado o bloqueo de un tiristor?
- 1.14 ¿Qué es un convertidor?
- 1.15 ¿Cuál es el principio de conversión de ca a cd?
- 1.16 ¿Cuál es el principio de conversión de ca a ca?
- 1.17 ¿Cuál es el principio de conversión de cd a cd?
- 1.18 ¿Cuál es el principio de conversión de cd a ca?
- 1.19 ¿Cuáles son los pasos implicados en el diseño de equipo de electrónica de potencia?
- 1.20 ¿Cuáles son los efectos periféricos del equipo de electrónica de potencia?
- 1.21 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los GTOs y los tiristores?
- 1.22 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los tiristores y los transistores?
- 1.23 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los BJT y los MOSFET?
- 1.24 ¿Cuál es la característica de control de un IGBT?
- 1.25 ¿Cuál es la característica de control de un MCT?
- 1.26 ¿Cuál es la característica de control de un SIT?
- 1.27 ¿Cuáles son las diferencias entre los BJT y los IGBT?
- 1.28 ¿Cuáles son las diferencias entre los MCT y los GTO?
- 1.29 ¿Cuáles son las diferencias entre los SITH y los GTO?
- 1.30 ¿Cuáles son los tipos de conversión y sus símbolos?
- 1.31 ¿Cuáles son los bloques principales de un convertidor de potencia típico?
- 1.32 ¿Cuáles son los temas que deben abordarse en el diseño de un convertidor de potencia?
- 1.33 ¿Cuáles son las ventajas de los dispositivos de potencia de SiC sobre los de Si?
- 1.34 ¿Cuáles son las reglas para seleccionar un dispositivo para diferentes aplicaciones?

## PROBLEMAS

- 1.1 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10a es  $I_p = 100$  A. Si  $T_o = 8.3$  ms y el periodo  $T = 16.67$ ms, calcule la corriente rms  $I_{RMS}$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  a través del dispositivo.
- 1.2 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10b es  $I_p = 100$  A. Si el ciclo de trabajo  $k = 50\%$  y el periodo  $T = 16.67$  ms, calcule la corriente rms  $I_{RMS}$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  a través del dispositivo.
- 1.3 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10c es  $I_p = 100$  A. Si el ciclo de trabajo  $k = 80\%$  y el periodo  $T = 16.67$  ms, calcule la corriente rms  $I_{RMS}$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  a través del dispositivo.
- 1.4 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10d es  $I_p = 100$  A. Si el ciclo de trabajo  $k = 40\%$  y el periodo  $T = 1$  ms, calcule la corriente rms  $I_{RMS}$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  a través del dispositivo.

- 1.5 La forma de onda de la corriente a través de un dispositivo de potencia es como se muestra en la figura 1.10e. Si  $I_a = 80$  A,  $I_b = 100$  A y el ciclo de trabajo  $k = 40\%$  y el periodo  $T = 1$  ms, calcule la corriente rms  $I_{\text{RMS}}$  y la corriente promedio  $I_{\text{PROM}}$  a través del dispositivo.
- 1.6 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10f es  $I_p = 100$  A. Si el ciclo de trabajo  $k = 40\%$  y el periodo  $T = 1$  ms, calcule la corriente rms  $I_{\text{RMS}}$  y la corriente promedio  $I_{\text{PROM}}$  a través del dispositivo.

# PARTE I Diodos de potencia y rectificadores

## CAPÍTULO 2

### Diodos de potencia y circuitos RLC conmutados

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Explicar las principales funciones de los diodos de potencia.
- Describir las características de un diodo y sus modelos de circuito.
- Enumerar los tipos de diodos de potencia.
- Explicar el funcionamiento en serie y en paralelo de diodos.
- Derivar el modelo SPICE de un diodo.
- Explicar las características de recuperación inversa de diodos de potencia.
- Calcular la corriente de recuperación inversa de diodos.
- Calcular los voltajes de estado estable en los terminales del capacitor de un circuito RC y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular las corrientes de estado estable en los terminales el inductor de un circuito RL y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular los voltajes de estado estable en el capacitor de un circuito LC y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular el voltaje de estado estable en el capacitor de un circuito RLC y la cantidad de energía almacenada.
- Determinar las derivadas iniciales  $di/dt$  y  $dv/dt$  de circuitos RLC.

#### Símbolos y sus significados

Símbolo	Significado
$i_D, v_D$	Corriente y voltaje instantáneos en un diodo, respectivamente
$i(t), i_S(t)$	Corriente y corriente de alimentación instantáneas, respectivamente
$I_D, V_D$	Corriente y voltaje en un diodo de cd, respectivamente
$I_S$	Corriente de fuga (o de saturación inversa)
$I_O$	Corriente de salida de estado estable
$I_{S1}, I_{S2}$	Corrientes de fuga (o de saturación inversa) de los diodos $D_1$ y $D_2$ , respectivamente
$I_{RR}$	Corriente de recuperación inversa
$t_{rr}$	Tiempo de recuperación inversa

(continúa)

(continuación)

Símbolo	Significado
$V_T$	Voltaje térmico
$V_{D1}, V_{D2}$	Caídas de voltaje a través de los diodos $D_1$ y $D_2$ , respectivamente
$V_{BR}, V_{RM}$	Voltajes de ruptura inverso y repetitivo máximo, respectivamente
$v_R, v_C, v_L$	Voltajes instantáneos a través de un resistor, un capacitor (condensador), y un inductor, respectivamente
$V_{CO}, v_s, V_S$	Voltajes iniciales, instantáneo de alimentación y de alimentación de cd en un capacitor, respectivamente
$Q_{RR}$	Carga inversa de almacenamiento
$T$	Constante de tiempo de un circuito
$n$	Constante de emisión empírica

## 2.1 INTRODUCCIÓN

Se han encontrado muchas aplicaciones para los diodos en circuitos de ingeniería electrónica y eléctrica. Los diodos de potencia desempeñan un rol importante en circuitos electrónicos de potencia para la conversión de energía eléctrica. En este capítulo se analizan algunos circuitos a base de diodos que comúnmente se utilizan en electrónica de potencia para el manejo de potencia.

Un diodo actúa como conmutador para realizar varias funciones, por ejemplo como conmutadores en rectificadores, conducción libre en reguladores de conmutación, inversión de carga en un capacitor y transferencia de energía entre componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de energía desde la carga a la fuente de potencia, y recuperación de energía atrapada.

Los diodos de potencia se pueden considerar como conmutadores ideales para la mayoría de las aplicaciones aunque los diodos prácticos se apartan de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión *pn*. No obstante, los diodos de potencia poseen mayores capacidades de manejo de potencia, voltaje y corriente que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con la de los diodos de señal.

Los inductores  $L$  y los capacitores  $C$  son elementos de almacenamiento de energía y por lo común se utilizan en circuitos electrónicos de potencia. Para controlar la cantidad de transferencia de energía en un circuito se utiliza un dispositivo semiconductor de potencia. Un prerrequisito para entender el funcionamiento de los sistemas y circuitos electrónicos de potencia es tener una clara comprensión de los comportamientos de conmutación de los circuitos  $RC$ ,  $RL$ ,  $LC$  y  $RLC$ . En este capítulo utilizaremos un diodo conectado en serie con un conmutador para exponer las características de un dispositivo de potencia, a la vez que analizaremos circuitos de conmutación que consten de  $R$ ,  $L$  y  $C$ . El diodo permite un flujo de corriente unidireccional, y el conmutador realiza las funciones de conducción y bloque.

## 2.2 LO BÁSICO DE LOS SEMICONDUCTORES

Los dispositivos semiconductores de potencia se fabrican con silicio monocristalino de alta pureza. Se producen cristales de varios metros de largo y con el diámetro requerido (de hasta 150 mm) en hornos denominados de *zona de flotación*. De cada enorme cristal se rebanan delgadas obleas, las cuales se someten luego a numerosos pasos de procesamiento para convertirlas en dispositivos de potencia.

TABLA 2.1 Parte de la tabla periódica que muestra los elementos utilizados en materiales semiconductores

Periodo	Grupo				
	II	III	IV	V	VI
2		B	C	N	O
		Boro	Carbón	Nitrógeno	Oxígeno
3		Al	Si	P	S
		Aluminio	Silicio	Fósforo	Azufre
4	Zn	Ga	Ge	As	Se
	Cinc	Galio	Germanio	Arsénico	Selenio
5	Cd	In	Sn	Sn	Te
	Cadmio	Indio	Estaño	Antimonio	Telurio
6	Hg				
	Mercurio				
Semiconductores elementales			Si Silicio Ge, Germanio		
Semiconductores compuestos			SiC Carburo de silicio SiGe Germanio de silicio	GaAs Arseniuro de galio	

Los semiconductores más comúnmente utilizados son el silicio y el germanio [1] (Grupo IV de la tabla periódica como se muestra en la tabla 2.1) y el arseniuro de galio (Grupo V). Los materiales de silicio cuestan menos que los de germanio y permiten que los diodos operen a altas temperaturas, razón por la cual rara vez se utilizan los diodos de germanio.

El silicio pertenece al grupo IV de la tabla periódica de elementos, es decir que tiene cuatro electrones por átomo en su órbita externa. Un material de silicio puro se conoce como *semiconductor intrínseco* con una resistividad que es demasiado baja para ser un aislador, y demasiado alta para ser un conductor. Tiene alta resistividad y muy alta resistencia dieléctrica (de más de 200 kV/cm). La resistividad de un semiconductor intrínseco y sus portadores de carga que están disponibles para conducción pueden cambiarse, formarse en capas y *graduarse* mediante la implantación de impurezas específicas. Al proceso de agregar impurezas se le llama *dopado*, el cual implica que se agregue un solo átomo de la impureza por más de un millón de átomos de silicio. Aplicando diferentes impurezas, niveles y formas de dopado, alta tecnología de fotolitografía, corte con láser, grabado, aislamiento y empaquetado, se producen dispositivos de potencia terminados a partir de varias estructuras de capas semiconductoras tipo *n* y tipo *p*.

- *Material tipo n*: Si el silicio puro se dopa con una pequeña cantidad de un elemento del grupo IV, como fósforo, arsénico o antimonio, cada átomo del *dopante* forma un enlace covalente dentro de la red cristalina del silicio y deja un electrón suelto. Estos electrones sueltos aumentan en gran medida la conductividad del material. Cuando el silicio se dopa levemente con una impureza como el fósforo, el dopado se denota como *dopado n* y el material resultante se conoce como *semiconductor tipo n*. Cuando se dopa mucho, se denota como dopado  $n^+$  y el material se conoce como *semiconductor tipo  $n^+$* .

- *Material tipo p*: Si el silicio puro se dopa con una pequeña cantidad de un elemento del grupo III, como boro, galio o indio, se introduce un lugar vacío llamado *hueco* en la red cristalina del silicio. Análogo a un electrón, un hueco se puede considerar como un portador de carga móvil ya que puede ser ocupado por un electrón adyacente, el que a su vez deja un hueco detrás. Estos huecos incrementan en gran medida la conductividad del material. Cuando el silicio se dopa levemente con una impureza como el boro, el dopado se denomina *dopado p* y el material resultante se conoce como *semiconductor tipo p*. Si se dopa fuertemente, se denomina dopado  $p^+$  y el material se conoce como *semiconductor tipo  $p^+$* .

Por consiguiente, hay electrones libres disponibles en un material tipo *n* y huecos libres disponibles en un material tipo *p*. En un material tipo *p* los huecos se denominan portadores mayoritarios y los electrones se denominan portadores minoritarios. En el material tipo *n* los electrones reciben el nombre de portadores mayoritarios y los huecos el de portadores minoritarios. Estos portadores se generan de forma continua por la agitación térmica, se combinan y recombinan según su tiempo de vida, y alcanzan una densidad de equilibrio de portadores de aproximadamente  $10^{10}$  a  $10^{13}/\text{cm}^3$  en un rango de  $0^\circ\text{C}$  a  $1000^\circ\text{C}$ . Por tanto, un campo eléctrico aplicado puede hacer que fluya corriente en un material tipo *n* o tipo *p*.

El carburo de silicio (SiC) (material compuesto del Grupo IV de la tabla periódica) es un nuevo material prometedor para aplicaciones de alta potencia y alta temperatura [9]. El SiC tiene una ancha banda prohibida, o brecha energética, es decir la energía necesaria para excitar los electrones de la banda de valencia del material hacia la banda de conducción. Los electrones del carburo de silicio requieren casi tres veces más energía para alcanzar la banda de conducción que el silicio. En consecuencia, los dispositivos de carburo de silicio soportan voltajes y temperaturas mucho más altos que sus contrapartes de silicio. Los dispositivos de silicio, por ejemplo, no pueden soportar campos eléctricos de más de  $300 \text{ kV/cm}$ . Mientras que los electrones en el carburo de silicio requieren más energía para ser empujados hacia la banda de conducción, el material puede soportar campos eléctricos mucho más intensos, hasta 10 veces el máximo para el silicio. Por consiguiente, un dispositivo de SiC puede tener las mismas dimensiones que uno de silicio pero puede soportar 10 veces el voltaje. Inclusive, un dispositivo de SiC puede tener un espesor de menos de un décimo del de un dispositivo de silicio, pero soporta el mismo voltaje. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y tienen menos resistencia, lo que significa menor energía pérdida en forma de calor cuando un diodo o transistor de carburo de silicio conduce electricidad.

### Puntos clave de la sección 2.2

- Se obtienen electrones o huecos agregando impurezas al silicio o germanio puro por medio de un proceso de dopaje. Los electrones son los portadores mayoritarios en el material tipo *n* en tanto que los huecos son los portadores mayoritarios en un material tipo *p*. Por consiguiente, la aplicación de un campo eléctrico puede hacer que fluya corriente en un material tipo *n* o tipo *p*.

## 2.3 CARACTERÍSTICAS DEL DIODO

Un diodo de potencia es un dispositivo de unión *pn* de dos terminales [1,2] y normalmente una unión *pn* se forma por aleación, difusión y crecimiento epitaxial. Las técnicas modernas de control en los procesos de difusión y crecimiento epitaxial permiten obtener las características deseadas en el dispositivo. La figura 2.1 muestra una vista de corte de una unión *pn* y el símbolo de diodo.

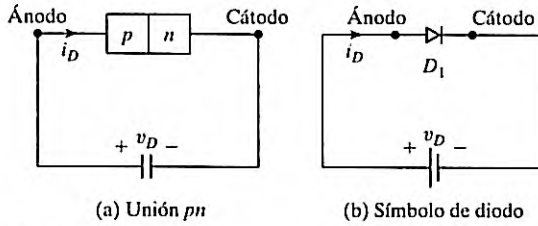


FIGURA 2.1  
Unión pn y símbolo de diodo

Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo está polarizado directo y el diodo conduce. Un diodo que conduce tiene una caída de voltaje directo relativamente pequeña a través de él; la magnitud de esta caída depende del proceso de fabricación y de la temperatura en la unión. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo está polarizado inverso. En condiciones de polarización inversa fluye una pequeña corriente inversa (también conocida como *corriente de fuga*) en el rango de micro o miliamperes, y esta corriente de fuga incrementa lentamente su magnitud con el voltaje inverso hasta que se alcanza el voltaje de avalancha o zener. La figura 2.2a muestra las características  $v$ - $i$  de estado permanente de un diodo. En la práctica, un diodo casi siempre se puede considerar como un conmutador ideal, cuyas características se muestran en una figura 2.2b.

Las características  $v$ - $i$  que se muestran en la figura 2.2a se expresan mediante una ecuación conocida como *ecuación de diodo de Shockley*, y en condiciones de funcionamiento de estado estable se expresa como

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \tag{2.1}$$

donde  $I_D$  = corriente a través del diodo, A;

$V_D$  = voltaje a través del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo, V;

$I_S$  = corriente de fuga (o de saturación inversa), por lo común en el rango de  $10^{-6}$  a  $10^{-15}$  A;

$n$  = constante empírica conocida como *coeficiente de emisión* o *factor de idealidad*, cuyo valor varía de 1 a 2.

El coeficiente de emisión  $n$  depende del material y de la construcción física del diodo. Para diodos de germanio se considera que  $n$  es 1. Para diodos de silicio el valor pronosticado de  $n$  es 2, pero para la mayoría de los diodos de silicio prácticos, el valor de  $n$  cae dentro del rango de 1.1 a 1.8.

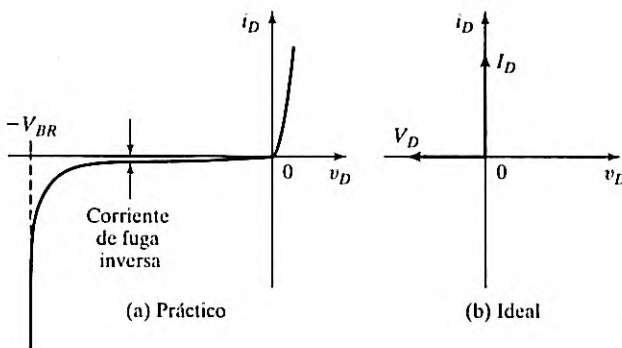


FIGURA 2.2  
Características  $v$ - $i$  de un diodo.

$V_T$  en la ecuación (2.1) es una constante llamada *voltaje térmico*, y se expresa como

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.2)$$

donde  $q$  = carga de un electrón:  $1.6022 \times 10^{-19}$  coulomb (C);  
 $T$  = temperatura absoluta en grado Kelvin ( $K = 273 + ^\circ\text{C}$ );  
 $k$  = constante de Boltzmann:  $1.3806 \times 10^{-23}$  J/K.

A una temperatura de  $25^\circ\text{C}$  en la unión, la ecuación (2.2) da

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.3806 \times 10^{-23} \times (273 + 25)}{1.6022 \times 10^{-19}} \approx 25.7 \text{ mV}$$

A una temperatura especificada, la corriente de fuga  $I_S$  es una constante para un diodo dado. La característica del diodo de la figura 2.2a se puede dividir en tres regiones:

Región de polarización directa, donde  $V_D > 0$

Región de polarización inversa, donde  $V_D < 0$

Región de ruptura, donde  $V_D < -V_{BR}$

**Región de polarización directa.** En la región de polarización directa,  $V_D > 0$ . La corriente a través del diodo  $I_D$  es muy pequeña si el voltaje del diodo  $V_D$  a través del diodo es menor que un valor específico  $V_{TD}$  (típicamente 0.7 V). El diodo conduce por completo si  $V_D$  es más alto que este valor  $V_{TD}$ , el cual se conoce como *voltaje de umbral*, *voltaje de corte*, o *voltaje de encendido*. Por consiguiente, el voltaje de umbral es un voltaje al cual el diodo conduce por completo.

Consideremos un pequeño voltaje en el diodo  $V_D = 0.1$  V,  $n = 1$ , y  $V_T = 25.7$  mV. Por la ecuación (2.1) podemos hallar la corriente  $I_D$  correspondiente a través del diodo como

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) = I_S[e^{0.1/(1 \times 0.0257)} - 1] = I_S(48.96 - 1) = 47.96 I_S$$

la que se puede aproximar como  $I_D \approx I_S e^{V_D/nV_T} = 48.96 I_S$ , es decir, con un error de 2.1%. A medida que  $v_D$  se incrementa, el error se reduce con rapidez.

Por consiguiente, con  $V_D > 0.1$  V, el cual es generalmente el caso,  $I_D \gg I_S$ , y la ecuación (2.1) se puede aproximar dentro de 2.1% de error a

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \approx I_S e^{V_D/nV_T} \quad (2.3)$$

**Región de polarización inversa.** En la región de polarización inversa,  $V_D < 0$ . Si  $V_D$  es negativo y  $|V_D| \gg V_T$ , lo cual ocurre cuando  $V_D < -0.1$  V, el término exponencial en la ecuación (2.1) se vuelve muy pequeño en comparación con la unidad y la corriente  $I_D$  en el diodo es

$$I_D = I_S(e^{-|V_D|/nV_T} - 1) \approx -I_S \quad (2.4)$$

donde se ve que la corriente  $I_D$  en el diodo en la dirección inversa es constante e igual a  $I_S$ .

**Región de ruptura.** En la región de ruptura el voltaje inverso es alto, por lo general mayor que 1000 V. La magnitud del voltaje inverso puede exceder un voltaje especificado conocido como *voltaje de ruptura*  $V_{BR}$ . Con un pequeño cambio en el voltaje inverso más allá de  $V_{BR}$ , la corriente inversa se incrementa con rapidez. El funcionamiento en la región de ruptura

no será destructivo, siempre que la disipación de potencia se mantenga dentro de un “nivel seguro” especificado en la hoja de datos del fabricante. Sin embargo, a menudo es necesario limitar la corriente inversa en la región de ruptura para limitar la disipación de potencia dentro de un valor permisible.

---

### Ejemplo 2.1 Cálculo de la corriente de saturación

La caída del voltaje directo de un diodo de potencia es  $V_D = 1.2$  V con  $I_D = 300$  A. Suponiendo que  $n = 2$  y  $V_T = 25.7$  mV, determine la corriente de saturación inversa  $I_S$ .

#### Solución

Si aplicamos la ecuación (2.1) podemos calcular la corriente de fuga (o de saturación)  $I_S$  como

$$300 = I_S [e^{1.2/(2 \times 25.7 \times 10^{-3})} - 1]$$

la cual da  $I_S = 2.17746 \times 10^{-8}$  A.

---

### Puntos clave de la sección 2.3

- Un diodo exhibe una característica  $v$ - $i$  no lineal, compuesta de tres regiones: polarización directa, polarización inversa, y ruptura. En la condición de directa la caída en el diodo es pequeña, por lo general de 0.7 V. Si el voltaje inverso excede el voltaje de ruptura el diodo puede dañarse.

## 2.4 CARACTERÍSTICAS DE RECUPERACIÓN INVERSA

La corriente en un diodo de unión en condición de polarización directa se debe al efecto neto de los portadores mayoritarios y minoritarios. Una vez que un diodo está en el modo de conducción directa y luego su corriente en sentido directo se reduce a cero (debido al comportamiento natural de su circuito o a la aplicación de un voltaje inverso), el diodo continúa conduciendo gracias a los portadores minoritarios que permanecen guardados en la unión  $pn$  y en la mayor parte del material semiconductor. Los portadores minoritarios requieren un cierto tiempo para recombinarse con cargas opuestas y para neutralizarse. Este tiempo se denomina *tiempo de recuperación inversa* del diodo. La figura 2.3 muestra dos características de recuperación inversa de diodos de unión. Observe que las curvas de recuperación que aparecen en la figura 2.3 no están a escala y sólo indican sus formas. La cola del periodo de recuperación se expande para ilustrar la naturaleza de la recuperación aunque en realidad  $t_a > t_b$ . El proceso de recuperación se inicia en el instante  $t = t_0$  cuando el diodo comienza a caer de la corriente de estado de conducción  $I_F$  a razón de  $dI/dt = -I_F/(t_1 - t_0)$ . El diodo sigue conduciendo con una caída de voltaje directo de  $V_F$ .

La corriente en dirección directa  $I_F$  cae a cero en el instante  $t = t_1$  y luego continúa fluyendo en la dirección inversa porque el diodo está inactivo y no es capaz de bloquear el flujo de corriente inversa. En el instante  $t = t_2$ , la corriente inversa alcanza un valor de  $I_{RR}$  y el voltaje en el diodo comienza a invertirse. Al completarse el proceso de recuperación en el instante  $t = t_3$ , el voltaje inverso en el diodo alcanza un valor pico de  $V_{RMS}$ . El voltaje en el diodo pasa a través de un periodo de oscilación transitorio para completar la recuperación de

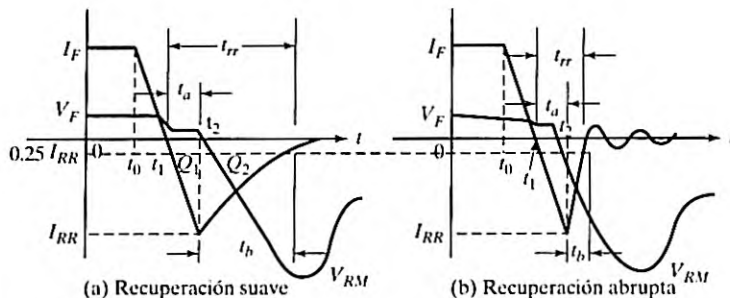


FIGURA 2.3  
Características de recuperación inversa.

la carga guardada hasta que cae a su voltaje inverso de funcionamiento normal. El proceso completo es no lineal [8] y la figura 2.3 sólo ilustra el proceso. Hay dos tipos de recuperación: suave y dura (o abrupta). El tipo de recuperación suave es el más común. El tiempo de recuperación inversa se indica como  $t_{rr}$  y se mide a partir del cruce inicial por cero de la corriente en el diodo hasta que la corriente inversa  $I_{RR}$  llega a 25% de su valor máximo (o pico). El  $t_{rr}$  consta de dos componentes,  $t_a$  y  $t_b$ . El  $t_a$  variable se debe al almacenamiento de carga en la región de agotamiento de la unión y representa el tiempo entre el cruce por cero y la corriente inversa pico  $I_{RR}$ . El  $t_b$  se debe al almacenamiento de carga en la masa del material del semiconductor. La razón  $t_b/t_a$  se conoce como *factor de suavidad* (SF). Para fines prácticos, lo que nos debe interesar es el tiempo de recuperación total  $t_{rr}$  y el valor pico de la corriente inversa  $I_{RR}$ .

$$t_{rr} = t_a + t_b \quad (2.5)$$

La corriente inversa pico se puede expresar en función de la derivada inversa  $di/dt$  como

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \quad (2.6)$$

El *tiempo de recuperación inversa*  $t_{rr}$ , se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente pasa por cero durante el cambio de conducción directa hasta la condición de bloqueo inverso y el momento en que la corriente inversa ha decaído a 25% de su valor pico inverso  $I_{RR}$ . La variable  $t_{rr}$  depende de la temperatura de la unión, la velocidad de caída de la corriente en sentido directo, y la corriente en sentido directo antes de la conmutación,  $I_F$ .

La *carga de recuperación inversa*  $Q_{RR}$  es la cantidad de portadores de carga que fluye a través del diodo en dirección inversa debido al cambio de conducción directa a condición de bloqueo inverso. El área encerrada por la curva de la corriente de recuperación inversa determina su valor. Es decir,  $Q_{RR} = Q_1 + Q_2$ .

La carga de almacenamiento, la cual es el área encerrada por la curva de la corriente de recuperación, es aproximadamente

$$Q_{RR} = Q_1 + Q_2 \cong \frac{1}{2} I_{RR} t_a + \frac{1}{2} I_{RR} t_b = \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr} \quad (2.7)$$

o bien

$$I_{RR} \equiv \frac{2Q_{RR}}{t_{rr}} \quad (2.8)$$

Si igualamos la  $I_{RR}$  de la ecuación (2.6) con la  $I_{RR}$  de la ecuación (2.8) obtenemos

$$t_{rr}t_a = \frac{2Q_{RR}}{di/dt} \quad (2.9)$$

Si  $t_b$  es insignificante comparado con  $t_a$ , lo que suele ser el caso (aunque la figura 2.3a muestra que  $t_b > t_a$ ),  $t_{rr} \approx t_a$ , y la ecuación (2.9) se vuelve

$$t_{rr} \equiv \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} \quad (2.10)$$

e

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di}{dt}} \quad (2.11)$$

En las ecuaciones (2.10) y (2.11) se ve que el tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$  y la corriente de recuperación inversa pico  $I_{RR}$  dependen de la carga de almacenamiento  $Q_{RR}$  y de la derivada  $di/dt$  inversa (o reaplicada). La carga de almacenamiento depende de la corriente en sentido directo en el diodo  $I_F$ . La corriente de recuperación inversa pico  $I_{RR}$ , la carga inversa  $Q_{RR}$  y el SF (factor de suavidad) son de interés para el diseñador del circuito, y estos parámetros comúnmente se incluyen en las hojas de especificaciones de los diodos.

Si un diodo está en la condición de polarización inversa, fluye una corriente de fuga debido a los portadores minoritarios. Entonces la aplicación de un voltaje en sentido directo haría que el diodo condujera corriente en sentido directo. Sin embargo, se requiere un cierto tiempo conocido como *tiempo de recuperación directa (o de encendido)* antes de que todos los portadores mayoritarios presentes en toda la unión contribuyan al flujo de corriente. Si la velocidad de elevación de la corriente en sentido directo es alta y la corriente en sentido directo se concentra en una pequeña área de la unión, el diodo puede fallar. Por consiguiente, el tiempo de recuperación directa limita la velocidad de elevación de la corriente en sentido directo y la velocidad de conmutación.

### Ejemplo 2.2 Cálculo de la corriente de recuperación inversa

El tiempo de recuperación inversa de un diodo es  $t_{rr} = 3 \mu\text{s}$  y la velocidad de caída de la corriente en el diodo es  $di/dt = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$ . Determine (a) la carga de almacenamiento  $Q_{RR}$ , y (b) la corriente inversa pico  $I_{RR}$ .

#### Solución

$t_{rr} = 3 \mu\text{s}$  y  $di/dt = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$

a. Por la ecuación (2.10)

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} \frac{di}{dt} t_{rr}^2 = 0.5 \times 30 \text{ A}/\mu\text{s} \times (3 \times 10^{-6})^2 = 135 \mu\text{C}$$

b. Por la ecuación (2.11)

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di}{dt}} = \sqrt{2 \times 135 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^6} = 90 \text{ A}$$

### Puntos clave de la sección 2.4

- Durante el tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$ , el diodo se comporta efectivamente como un cortocircuito y no es capaz de bloquear el voltaje inverso, permite que la corriente inversa fluya, y luego de repente corta la corriente. El parámetro  $t_{rr}$  es importante para aplicaciones de conmutación.

## 2.5 TIPOS DE DIODOS DE POTENCIA

Lo ideal sería que un diodo no tuviera tiempo de recuperación inversa. Sin embargo, el costo de fabricación de un diodo semejante se puede elevar. En muchas aplicaciones los efectos del tiempo de recuperación inversa no son importantes y se pueden usar diodos de bajo costo.

Dependiendo de las características de recuperación y de las técnicas de fabricación, los diodos de potencia se pueden clasificar en las tres siguientes categorías:

1. Diodos estándar o de uso general
2. Diodos de recuperación rápida
3. Diodos Schottky

Los diodos de uso general están disponibles hasta para 6000 V, 4500 A, y los diodos de recuperación rápida hasta para 6000 V, 1100 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1  $\mu\text{s}$  y 5  $\mu\text{s}$ . Los diodos de recuperación rápida son esenciales para conmutación de alta frecuencia de convertidores de potencia. Los diodos Schottky tienen un bajo voltaje en condición de conducción y un muy pequeño tiempo de recuperación, por lo general de nanosegundos. La corriente de fuga se incrementa con la capacidad de voltaje y sus capacidades se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando su voltaje de ánodo es más alto que el del cátodo, y la caída de voltaje directo de un diodo de potencia es muy bajo, típicamente de 0.5 V a 1.2 V.

Las características y limitaciones prácticas de estos tipos restringen sus aplicaciones.

### 2.5.1 Diodos de uso general

Los diodos rectificadores de uso general tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente grande, por lo general de 25  $\mu\text{s}$ , y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, donde el tiempo de recuperación no es crítico (por ejemplo, rectificadores y convertidores de diodos para aplicaciones de bajas frecuencias de entrada hasta frecuencias de 1 kHz y convertidores conmutados por línea). Estos diodos abarcan capacidades de corriente de menos de 1 A hasta varios miles de amperes, con capacidades de voltaje desde 50 V hasta de alrededor de 5 kV. Por lo general estos diodos se fabrican por difusión. Sin embargo, los rectificadores de aleación que se usan en fuentes de potencia para soldar son más económicos y robustos, y sus capacidades pueden ser hasta de 1500 V, 400 A.

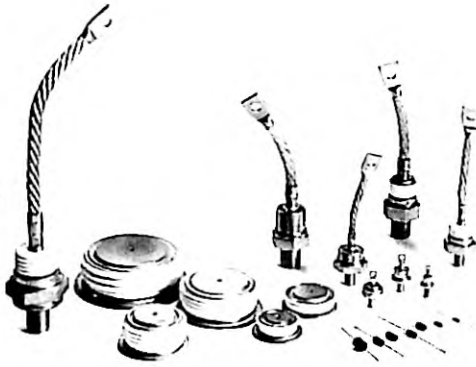


FIGURA 2.4

Varias configuraciones de diodos de uso general.  
(Cortesía de Powerex, Inc.).

La figura 2.4 muestra varias configuraciones de diodos de uso general, las cuales básicamente pertenecen a dos tipos. Uno se llama *vástago*, o del tipo *montado en vástago*; el otro se llama *disco*, *paquete prensado* o tipo *disco de hockey*. En el tipo montado en vástago, el vástago podría ser el ánodo o el cátodo.

### 2.5.2 Diodos de recuperación rápida

Los diodos de recuperación rápida tienen un tiempo de recuperación bajo, normalmente de menos de  $5 \mu\text{s}$ . Se utilizan en circuitos convertidores de cd a cd y de cd a ca, donde la velocidad de recuperación suele ser de importancia crítica. Estos diodos incluyen capacidades de voltaje desde 50 V hasta alrededor de 3 kV, y desde menos de 1 A hasta cientos de amperes.

Por lo general, para capacidades de voltaje de más de 400 V los diodos de recuperación rápida se fabrican mediante difusión y el tiempo de recuperación se controla con una difusión de platino u oro. Para capacidades de voltaje de menos de 400 V, los diodos epitaxiales proporcionan velocidades de conmutación más rápidas que las de los diodos fabricados por difusión. La base de los diodos epitaxiales es angosta, por lo que el tiempo de recuperación rápida es muy bajo, del orden de 50 ns. En la figura 2.5 se muestran diodos de recuperación rápida de varios tamaños.

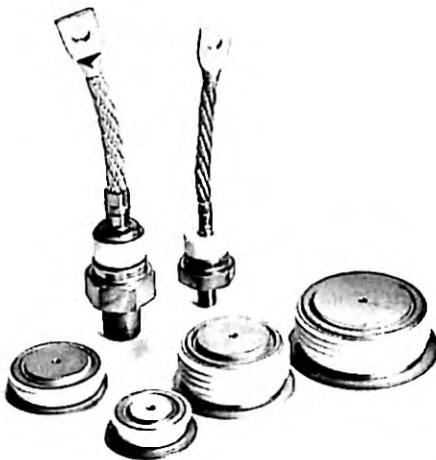


FIGURA 2.5

Diodos de recuperación rápida.  
(Cortesía de Powerex, Inc.).

### 2.5.3 Diodos Schottky

En un diodo Schottky el problema de almacenamiento de carga de una unión  $pn$  se puede eliminar (o minimizar), lo cual se logra si se establece una “barrera de potencial” con un contacto entre un metal y un semiconductor. Se deposita una capa de metal sobre una delgada capa epitaxial de silicio tipo  $n$ . La barrera de potencial simula el comportamiento de una unión  $pn$ . La acción rectificadora depende sólo de los portadores mayoritarios, y en consecuencia no hay portadores minoritarios excedentes para recombinarse. El efecto de recuperación se debe únicamente a la capacitancia propia de la unión del semiconductor.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión  $pn$ . Ya que esto se debe sólo a la capacitancia de la unión, es en gran medida independiente de la derivada inversa  $dI/dt$ . Un diodo Schottky tiene una caída de voltaje en sentido directo relativamente baja.

La corriente de fuga de un diodo Schottky es más alta que la de un diodo de unión  $pn$ . Un diodo Schottky con voltaje de conducción relativamente bajo tiene una corriente de fuga relativamente alta, y viceversa. En consecuencia, el voltaje máximo admisible de este diodo se suele limitar a 100 V. Las capacidades de corriente de los diodos Schottky varían de 1 a 400 A. Los diodos Schottky son ideales para fuentes de potencia de cd de bajo voltaje. Sin embargo, estos diodos también se utilizan en fuentes de potencia de baja corriente para una eficiencia incrementada. En la figura 2.6, se muestran rectificadores Schottky duales de 20 y 30 A.

#### Puntos clave de la sección 2.5

- Dependiendo del tiempo de recuperación de conmutación y de la caída en estado de conducción, los diodos de potencia se clasifican en tres tipos: de uso general, de recuperación rápida y Schottky.

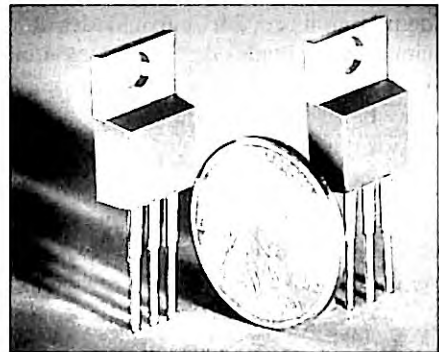


FIGURA 2.6

Rectificadores duales de centro Schottky de 20 y 30 A. Cortesía de Vishay Intertechnology, Inc.

## 2.6 DIODOS DE CARBURO DE SILICIO

El carburo de silicio ( $\text{SiC}$ ) es un material nuevo para la electrónica de potencia. Sus propiedades físicas superan por mucho las del Si y las del GaAs. Por ejemplo, los diodos Schottky de SiC fabricados por Infineon Technologies [3] tienen pérdidas de potencia ultra bajas y alta confiabilidad. También cuentan con las siguientes propiedades sobresalientes:

- Carecen de tiempo de recuperación inversa.
- Observan un comportamiento de conmutación ultrarrápida.
- Su comportamiento de conmutación no se ve afectado por la temperatura.

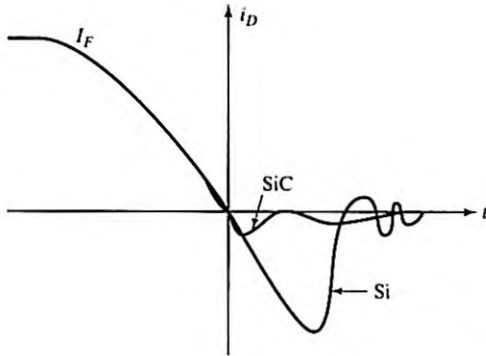


FIGURA 2.7  
Comparación del tiempo de recuperación inversa.

La carga de almacenamiento típica  $Q_{RR}$  es de 21 nC para un diodo de 600 V, 6 A y de 23 nC para un dispositivo de 600 V, 10 A.

La característica de baja recuperación inversa de los diodos de SiC, como se muestra en la figura 2.7, aparece acompañada por una baja corriente de recuperación inversa. Ahorra energía en muchas aplicaciones como fuentes de potencia, conversión de energía solar, transportes y otras aplicaciones como equipo de soldar y acondicionadores de aire. Los dispositivos de potencia de SiC ofrecen mayor eficiencia, un tamaño menor y alta frecuencia de conmutación, a la vez que producen una interferencia electromagnética (EMI) mucho menor en una gran diversidad de aplicaciones.

## 2.7 DIODOS SCHOTTKY DE CARBURO DE SILICIO

Los diodos Schottky se utilizan primordialmente en aplicaciones de alta frecuencia y conmutación rápida. Muchos metales pueden crear una barrera Schottky en semiconductores de Si o de GaAs. Un diodo Schottky se forma uniendo una región semiconductor dopada, por lo general del tipo  $n$ , con un metal como oro, plata o platino. A diferencia del diodo de unión  $pn$ , hay una unión formada por un metal y el semiconductor, lo que se muestra en la figura 2.8a y su símbolo en la figura 2.8b. El diodo Schottky opera sólo con portadores mayoritarios, y como no hay portadores minoritarios tampoco hay corriente de fuga inversa, como sucede en los diodos de unión  $pn$ . La región metálica se encarga fuertemente de los electrones de la banda de conducción, y la región semiconductor tipo  $n$  está levemente dopada. Al someterse a polarización directa los electrones de alta energía de la región  $n$  se inyectan en la región metálica donde ceden rápidamente su energía excedente. Dado que no existen portadores minoritarios, éste es un diodo de conmutación rápida.

Los diodos Schottky de SiC cuentan con las siguientes características:

- Pérdidas mínimas de conmutación por la baja carga de recuperación inversa;
- Transitorio de corriente o la fase transitoria de corriente totalmente estable, gran confiabilidad y robustez;
- Bajos costos del sistema gracias a los reducidos requerimientos de enfriamiento;
- Diseños de alta frecuencia y soluciones de mayor densidad de potencia.

Estos dispositivos también tienen baja capacitancia de dispositivo que mejora la eficiencia total del sistema, sobre todo a altas frecuencias de conmutación.

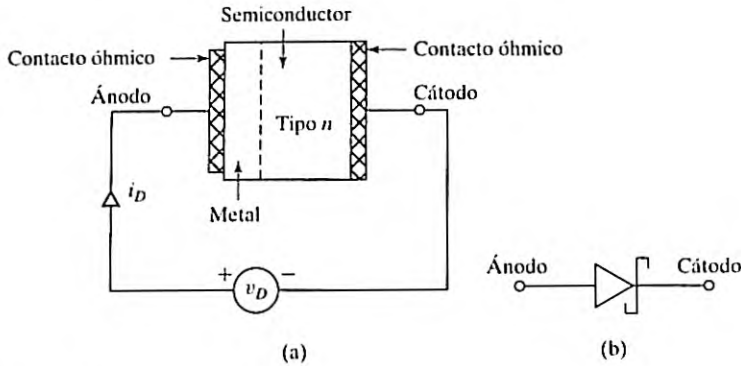


FIGURA 2.8 Estructura interna básica de un diodo Schottky.

## 2.8 MODELO SPICE DE DIODO

En la figura 2.9b se muestra el modelo SPICE de un diodo [4-6]. La corriente  $I_D$  en el diodo que depende de su voltaje está representada por una fuente de corriente.  $R_s$  es la resistencia en serie y se debe a la resistencia del semiconductor; también se le conoce como *resistencia masiva* y depende de la cantidad de dopado. Los modelos de señal pequeña y estáticos generados por SPICE se muestran en las figuras 2.9c y 2.9d, respectivamente.  $C_D$  es una función no lineal del voltaje  $v_D$  en el diodo y es igual a  $C_D = dq_d/dv_D$ , donde  $q_d$  es la carga en la capa de agotamiento. SPICE genera los parámetros de señal pequeña a partir del punto de funcionamiento.

La instrucción de modelo SPICE de un diodo tiene la forma general

```
.MODEL DNAME D (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ..... PN=VN)
```

DNAME es el nombre del modelo y puede comenzar con cualquier carácter; sin embargo, su tamaño de palabra normalmente se limita a 8. D es el símbolo de tipo de diodo para los diodos. P1, P2,... y V1, V2,... son los parámetros del modelo y sus valores, respectivamente.

Entre los muchos parámetros de diodo, los importantes [5, 8] para conmutación de potencia son:

IS	Corriente de saturación
BV	Voltaje de ruptura inverso
IBV	Corriente de ruptura inversa
TT	Tiempo de tránsito
CJO	Capacitancia <i>pn</i> de polarización cero

Dado que los diodos de SiC utilizan un tipo de tecnología totalmente nuevo, el uso de modelos SPICE para diodos de silicio puede presentar una cantidad importante de errores. Sin embargo, los fabricantes [3] proporcionan los modelos SPICE de diodos de SiC.

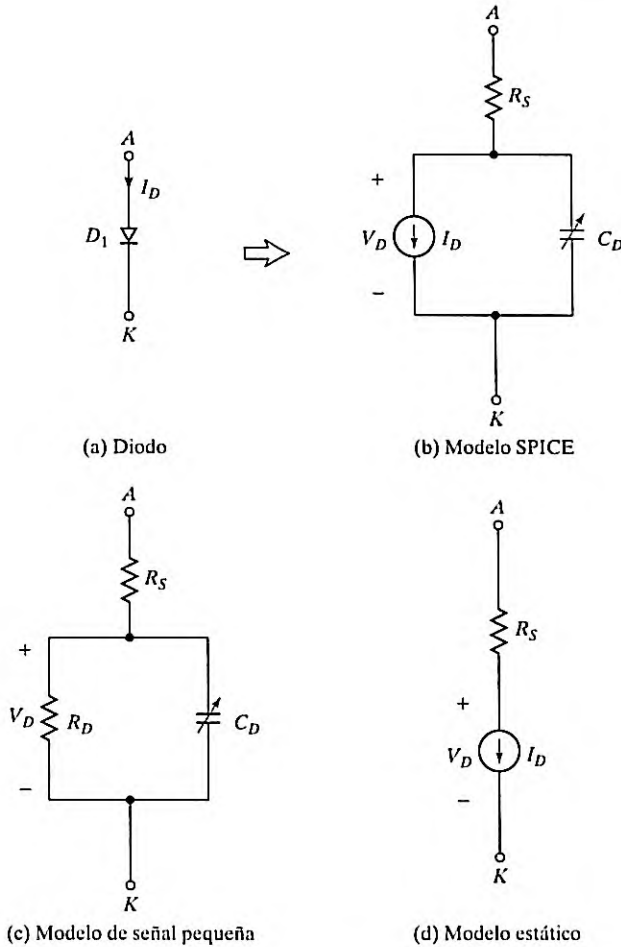


FIGURA 2.9  
Modelo SPICE de diodo polarizado a la inversa.

**Puntos clave de la sección 2.8**

- Los parámetros SPICE, los cuales se pueden tomar de las hojas de datos, pueden afectar de manera considerable el comportamiento transitorio de un circuito de conmutación.

**2.9 DIODOS CONECTADOS EN SERIE**

En muchas aplicaciones de alto voltaje (por ejemplo, líneas de transmisión de corriente directa y alto voltaje [HVDC]) un diodo comercialmente disponible no puede satisfacer la capacidad de voltaje requerida y los diodos se conectan en serie para incrementar las capacidades de bloqueo inverso.

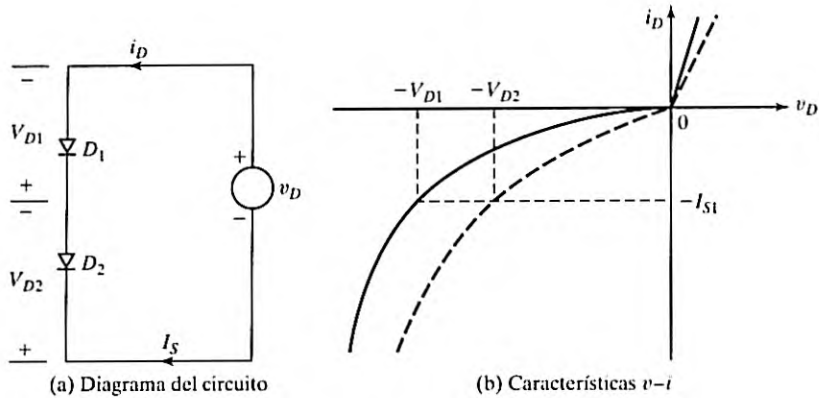


FIGURA 2.10  
 Dos diodos conectados en serie con polarización inversa.

Consideremos dos diodos conectados en serie como se muestra en la figura 2.10a. Las variables  $i_D$  y  $v_D$  son la corriente y el voltaje, respectivamente, en la dirección directa;  $V_{D1}$  y  $V_{D2}$  son los voltajes inversos compartidos por los diodos  $D_1$  y  $D_2$ , respectivamente. En la práctica, las características  $v-i$  del mismo tipo de diodos difieren por las tolerancias en sus procesos de producción. La figura 2.10b muestra dos características  $v-i$  de tales diodos. En la condición de polarización directa ambos diodos conducen la misma cantidad de corriente, y la caída de voltaje directo de cada diodo sería casi igual. Sin embargo, en la condición de bloqueo inverso cada diodo tiene que conducir la misma corriente de fuga y, por consiguiente, los voltajes de bloqueo pueden ser bastante diferentes.

En la figura 2.11a se muestra una solución sencilla para este problema, la cual consiste en hacer que el voltaje se comparta por igual conectando un resistor a través de cada diodo. Al compartir el voltaje por igual la corriente de fuga de cada diodo sería diferente, como se muestra en la figura 2.11b, porque la corriente de fuga total debe ser compartida por un diodo y su resistor.

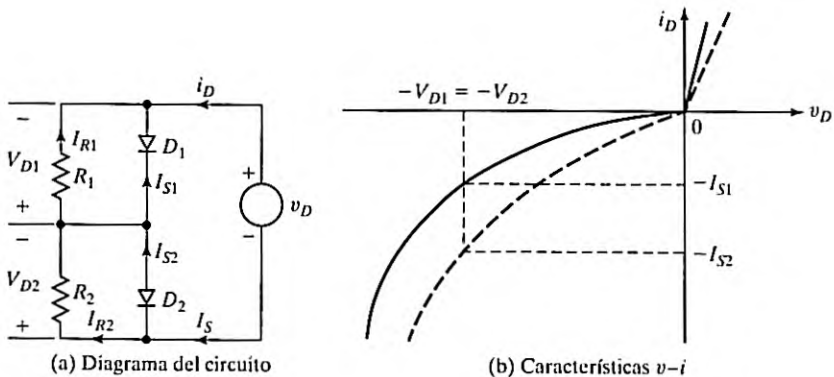


FIGURA 2.11  
 Diodos conectados en serie con características de voltaje compartido en estado estable.

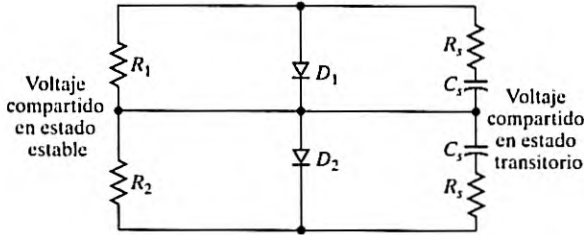


FIGURA 2.12

Diodos en serie con redes que comparten voltaje en condiciones estables y transitorias.

$$I_s = I_{S1} + I_{R1} = I_{S2} + I_{R2} \quad (2.12)$$

Sin embargo,  $I_{R1} = V_{D1}/R_1$  e  $I_{R2} = V_{D2}/R_2 = V_{D1}/R_2$ . La ecuación (2.12) da la relación entre  $R_1$  y  $R_2$  para voltaje compartido por igual como

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D1}}{R_2} \quad (2.13)$$

Si las resistencias son iguales, entonces  $R = R_1 = R_2$  y los voltajes en los dos diodos serían algo diferentes dependiendo de las desigualdades de las dos características  $v-i$ . Los valores de  $V_{D1}$  y  $V_{D2}$  se determinan con las ecuaciones (2.14) y (2.15):

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R} \quad (2.14)$$

$$V_{D1} + V_{D2} = V_S \quad (2.15)$$

Los voltajes compartidos en condiciones transitorias (por ejemplo, debido a las cargas de conmutación, las aplicaciones iniciales del voltaje de entrada) se logran conectando capacitores a través de cada diodo, como se muestra en la figura 2.12. La resistencia  $R_s$  limita la velocidad de elevación del voltaje de bloqueo.

### Ejemplo 2.3 Cómo determinar los resistores que comparten voltaje

La figura 2.11a muestra dos diodos conectados en serie para compartir un voltaje inverso total de  $V_D = 5$  kV. Las corrientes de fuga inversas de los dos diodos son  $I_{S1} = 30$  mA e  $I_{S2} = 35$  mA. (a) Determine los voltajes en los diodos si las resistencias que comparten el voltaje son iguales,  $R_1 = R_2 = R = 100$  k $\Omega$ . (b) Determine las resistencias que comparten el voltaje  $R_1$  y  $R_2$  si los voltajes en los diodos son iguales,  $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$ . (c) Use PSpice para comprobar sus resultados del inciso (a). Los parámetros del modelo PSpice de los diodos son  $BV = 3$  kV e  $IS = 30$  mA para el diodo  $D_1$ , e  $IS = 35$  mA para el diodo  $D_2$ .

#### Solución

- a.  $I_{S1} = 30$  mA,  $I_{S2} = 35$  mA, y  $R_1 = R_2 = R = 100$  k $\Omega$ .  $-V_D = -V_{D1} - V_{D2}$  o  $V_{D2} = V_D - V_{D1}$ . Con la ecuación (2.14),

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R}$$

Sustituyendo  $V_{D2} = V_D - V_{D1}$  y despejando el voltaje en el diodo  $D_1$ , obtenemos

$$\begin{aligned}
 V_{D1} &= \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2} (I_{S2} - I_{S1}) \\
 &= \frac{5\text{kV}}{2} + \frac{100\text{k}\Omega}{2} (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3}) = 2750\text{V}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

y  $V_{D2} = V_D - V_{D1} = 5\text{ kV} - 2750 = 2250\text{ V}$ .

b.  $I_{S1} = 30\text{ mA}$ ,  $I_{S2} = 35\text{ mA}$ , y  $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2 = 2.5\text{ kV}$ . Con la ecuación (2.13),

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

la cual da la resistencia  $R_2$  para un valor conocido de  $R_1$  como

$$R_2 = \frac{V_{D2}R_1}{V_{D1} - R_1(I_{S2} - I_{S1})} \tag{2.17}$$

Suponiendo que  $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ , obtenemos

$$R_2 = \frac{2.5\text{kV} \times 100\text{k}\Omega}{2.5\text{kV} - 100\text{k}\Omega \times (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3})} = 125\text{k}\Omega$$

c. El circuito de diodos para la simulación con PSpice se muestra en la figura 2.13. La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```

Ejemplo 2.3          Circuito de diodos que comparten el voltaje
VS      1      0      DC      5KV
R       1      2      0.01
R1      2      3      100K
R2      3      0      100K
D1      3      2      MOD1
D2      0      3      MOD2
.MODEL  MOD1 D (IS=30MA BV=3KV) ; Parámetros de modelo de diodo
.MODEL  MOD2 D (IS=35MA BV=3KV) ; Parámetros de modelo de diodo
.OP                                           ; Análisis de punto de funcionamiento
                                           en cd
.END
    
```

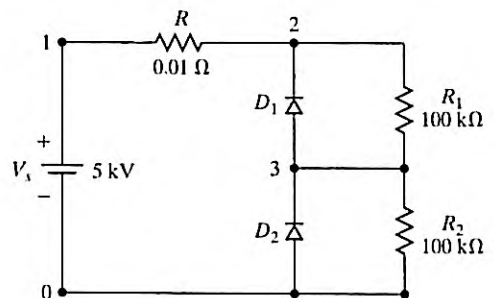


FIGURA 2.13  
Circuito de diodos para la simulación PSpice del ejemplo 2.3.

Los resultados de la simulación PSpice son

NOMBRE	D1	D2
ID	-3.00E-02 $I_{D1}=-30$ mA	-3.50E-02 $I_{D2}=-35$ mA
VD	-2.75E+03 $V_{D1}=-2750$ V esperando -2750 V	-2.25E+03 $V_{D2}=-2250$ V esperando -2250 V
REQ	1.00E+12 $R_{D1}=1$ G $\Omega$	1.00E+12 $R_{D2}=1$ G $\Omega$

*Nota:* SPICE da los mismos voltajes esperados. Se inserta una pequeña resistencia  $R = 10$  m $\Omega$  para evitar un error de SPICE debido a un lazo de voltaje de resistencia cero.

### Puntos clave de la sección 2.9

- Cuando se conectan en serie diodos del mismo tipo no comparten el mismo voltaje inverso por las desigualdades en sus características  $v$ - $i$  inversas. Se requiere que las redes que comparten voltaje lo hagan por igual.

## 2.10 DIODOS CONECTADOS EN PARALELO

En aplicaciones de alta potencia los diodos se conectan en paralelo para incrementar la capacidad de conducir corriente para satisfacer los requerimientos de corriente deseados. Las reparticiones de corriente de los diodos serían de acuerdo con sus respectivas caídas de voltaje directo. La repartición uniforme de la corriente se logra proporcionando inductancias iguales (por ejemplo, en los cables) o conectando resistores que comparten corriente (lo que puede no ser práctico por las pérdidas de potencia); lo anterior se ilustra en la figura 2.14. Es posible minimizar este problema seleccionando diodos con caídas de voltaje directo iguales o diodos del mismo tipo. Al estar los diodos conectados en paralelo, los voltajes de bloqueo inversos de cada diodo serían los mismos.

Los resistores de la figura 2.14a ayudan a compartir la corriente en condiciones estables. La repartición de la corriente en condiciones dinámicas se logra conectando inductores acoplados como se muestra en la figura 2.14b. Si la corriente a través de  $D_1$  se incrementa, la  $L$   $dI/dt$  a través de  $L_1$  se incrementa y se induce un voltaje correspondiente de polaridad opuesta a través del inductor  $L_2$ . El resultado es una trayectoria de baja impedancia a través del diodo  $D_2$  y la corriente se desplaza a  $D_2$ . Los inductores pueden generar picos de voltaje y ser caros y voluminosos, sobre todo en condiciones de corrientes altas.

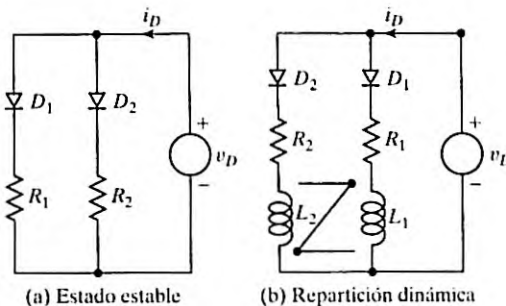


FIGURA 2.14  
Diodos conectados en paralelo.

**Puntos clave de la sección 2.10**

- Cuando diodos del mismo tipo se conectan en paralelo, no comparten la misma corriente en estado de conducción debido a las desigualdades en sus características  $v$ - $i$  directas. Se requiere que las redes que comparten corriente lo hagan por igual.

**2.11 CARGA RC CONMUTADA POR DIODO**

La figura 2.15a muestra un circuito de diodo con una carga  $RC$ . Por simplicidad, los diodos se consideran ideales. Por "ideal" se entiende que el tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$  y la caída de voltaje directo  $V_D$  son insignificantes. Es decir,  $t_{rr} = 0$  y  $V_D = 0$ . El voltaje fuente  $V_S$  es un voltaje constante de cd. Cuando el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , la corriente de carga  $i$  que fluye a través del capacitor se calcula con

$$V_s = v_R + v_c = v_R + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i dt + v_c(t = 0) \quad (2.18)$$

$$v_R = Ri \quad (2.19)$$

Con la condición inicial  $v_c(t = 0) = 0$ , la solución de la ecuación (2.18) (la cual se deriva en el Apéndice D, ecuación D.1) da la corriente de carga  $i$  como

$$i(t) = \frac{V_s}{R} e^{-t/RC} \quad (2.20)$$

El voltaje  $v_c$  en el capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = V_s(1 - e^{-t/RC}) = V_s(1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.21)$$

donde  $\tau = RC$  es la constante de tiempo de una carga  $RC$ . La velocidad de cambio del voltaje del capacitor es

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_s}{RC} e^{-t/RC} \quad (2.22)$$

y la velocidad inicial de cambio del voltaje del capacitor (en el instante  $t = 0$ ) se obtiene con la ecuación (2.22)

$$\left. \frac{dv_c}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_s}{RC} \quad (2.23)$$

Observemos que cuando el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , el voltaje a través del capacitor es cero. El voltaje  $V_S$  de alimentación de cd aparecerá en la resistencia  $R$  y la corriente se elevará instantáneamente a  $V_S/R$ . Es decir, la inicial  $di/dt = \infty$ .

*Nota:* Como la corriente  $i$  en la figura 2.15a es unidireccional y no tiende a cambiar su polaridad, el diodo no tiene ningún efecto sobre el funcionamiento del circuito.

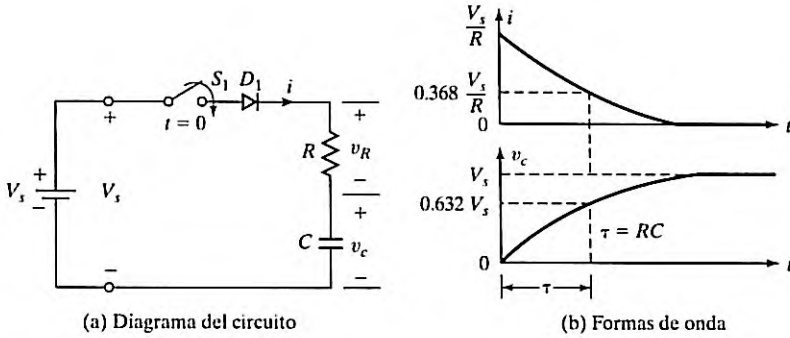


FIGURA 2.15  
Circuito de diodo con una carga RC.

**Puntos clave de la sección 2.11**

- La corriente de un circuito RC que sube o cae exponencialmente con una constante de tiempo de circuito no invierte su polaridad. La  $dv/dt$  inicial de un capacitor de carga en un circuito RC es  $V_s/RC$ .

**Ejemplo 2.4 Cómo determinar la corriente pico y la pérdida de energía en un circuito RC**

En la figura 2.16a se muestra un circuito de diodo con  $R = 44 \Omega$  y  $C = 0.1 \mu\text{F}$ . El capacitor tiene un voltaje inicial  $V_{c0} = V_c(t = 0) = 220 \text{ V}$ . Si se cierra el interruptor  $S_1$  en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente pico en el diodo (b) la energía disipada en el resistor R, y (c) el voltaje en el capacitor en el instante  $t = 2 \mu\text{s}$ .

**Solución**

En la figura 2.16b se muestran las formas de onda.

- a. Se puede utilizar la ecuación (2.20) con  $V_s = V_{c0}$  y la corriente pico  $I_p$  en el diodo es

$$I_p = \frac{V_{c0}}{R} = \frac{220}{44} = 5 \text{ A}$$

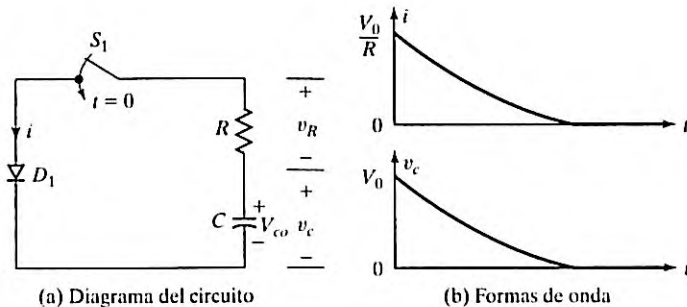


FIGURA 2.16  
Circuito de diodo con una carga RC.

b. La energía  $W$  disipada es

$$W = 0.5CV_{c0}^2 = 0.5 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 220^2 = 0.00242\text{J} = 2.42\text{mJ}$$

c. Con  $RC = 44 \times 0.1 \mu = 4.4 \mu\text{s}$  y  $t = t_1 = 2 \mu\text{s}$ , el voltaje en el capacitor es

$$v_c(t = 2 \mu\text{s}) = V_{c0}e^{-t/RC} = 220 \times e^{-2/4.4} = 139.64\text{V}$$

*Nota:* Como la corriente es unidireccional, el diodo no afecta el funcionamiento del circuito.

### 2.12 CARGA RL CONMUTADA POR DIODO

En la figura 2.17a se muestra un circuito de diodo con una carga  $RL$ . Cuando el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , la corriente  $i$  a través del inductor se incrementa y se expresa como

$$V_s = v_L + v_R = L \frac{di}{dt} + Ri \tag{2.24}$$

Con la condición inicial  $i(t = 0) = 0$ , la solución de la ecuación (2.24) (la cual se resuelve en el Apéndice D, ecuación D.2) resulta

$$i(t) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-tR/L}) \tag{2.25}$$

La velocidad de cambio de esta corriente se obtiene con la ecuación (2.25) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L} e^{-tR/L} \tag{2.26}$$

y la velocidad inicial de elevación de la corriente (en el instante  $t = 0$ ) se obtiene con la ecuación (2.26):

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{2.27}$$

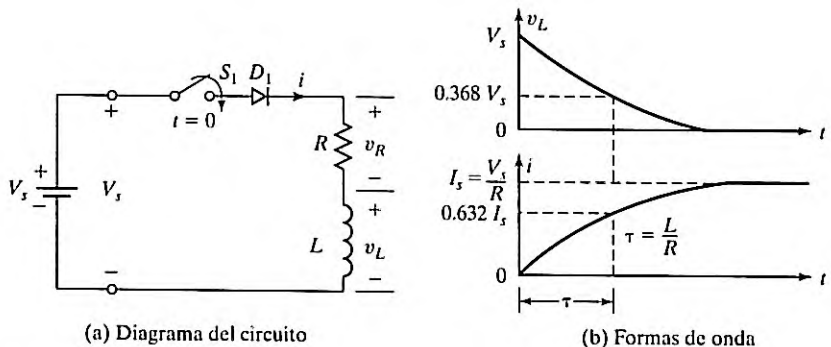


FIGURA 2.17  
Circuito de diodo con una carga  $RL$ .

El voltaje  $v_L$  a través del inductor es

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_S e^{-t/RL} \quad (2.28)$$

donde  $L/R = \tau$  es la constante de tiempo de una carga  $RL$ .

Observemos que cuando el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , la corriente es cero y el voltaje a través de la resistencia  $R$  es cero. El voltaje de alimentación  $V_S$  de cd aparecerá a través del inductor  $L$ . Es decir

$$V_S = L \frac{di}{dt}$$

el cual da la velocidad inicial de cambio de la corriente como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L}$$

la cual es igual a la ecuación (2.27). Si no hubiera inductor, la corriente se elevaría instantáneamente. Pero debido al inductor la corriente se elevará con una pendiente inicial de  $V_S/L$  y la corriente se puede aproximar a  $i = V_S^*t/L$ .

*Nota:*  $D_1$  está conectado en serie con el interruptor y evitará cualquier flujo de corriente negativa a través del interruptor si hay un voltaje de alimentación de entrada de ca, pero no es aplicable para una fuente de cd. Normalmente, un interruptor electrónico (BJT o MOSFET o IGBT) no permitirá el flujo de corriente inversa. El interruptor, junto con el diodo  $D_1$ , emula el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.

Las formas de onda del voltaje  $v_L$  y la corriente se muestran en la figura 2.17b. Si  $t \gg L/R$ , el voltaje a través del inductor tiende a cero y su corriente alcanza un valor de estado estable de  $I_S = V_S/R$ . Si luego se hace un intento de abrir el interruptor  $S_1$ , la energía almacenada en el inductor ( $= 0.5Li^2$ ) se transformará en un alto voltaje inverso a través del interruptor y el diodo. Esta energía se disipa en forma de chispas a través del interruptor; es probable que el diodo  $D_1$  se dañe en este proceso. Para superar semejante situación se conecta un diodo comúnmente conocido como *diodo de conducción libre* a través de una carga inductiva, como se muestra en la figura 2.24a.

*Nota:* Como la corriente  $i$  que aparece en la figura 2.17a es unidireccional y no tiende a cambiar su polaridad, el diodo no tiene ningún efecto en el funcionamiento del circuito.

### Puntos clave de la sección 2.12

- La corriente de un circuito  $RL$  que se eleva o cae exponencialmente con una constante de tiempo de circuito sin invertir su polaridad. La  $di/dt$  inicial en un circuito  $RL$  es  $V_S/L$ .

---

### Ejemplo 2.5 Cómo determinar la corriente de estado estable y la energía almacenada en un inductor

En la figura 2.17a se muestra un circuito  $RL$  de diodo con  $V_S = 220$  V,  $R = 40$   $\Omega$ , y  $L = 5$  mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente de estado estable en el diodo, (b) la energía almacenada en el inductor, y (c) la  $di/dt$  inicial.

**Solución**

Las formas de onda se muestran en la figura 2.17b.

- a. Se puede utilizar la ecuación (2.25) con  $t = \infty$  y la corriente pico de estado estable es

$$I_p = \frac{V_s}{R} = \frac{220}{4} = 55 \text{ A}$$

- b. La energía guardada en el inductor en el estado estable y en el instante  $t$  que tiende a  $\infty$  es

$$W = 0.5 L I_p^2 = 0.5 \times 5 \times 10^{-3} 55^2 = 7.563 \text{ mJ}$$

- c. Se puede usar la ecuación (2.26) para determinar la  $di/dt$  inicial como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L} = \frac{220}{5 \times 10^{-3}} = 44 \text{ A/ms}$$

- d. Con  $L/R = 5 \text{ mH}/4 = 1.25 \text{ ms}$  y  $\tau = t_1 = 1 \text{ ms}$ , la ecuación (2.25) da la corriente en el inductor como

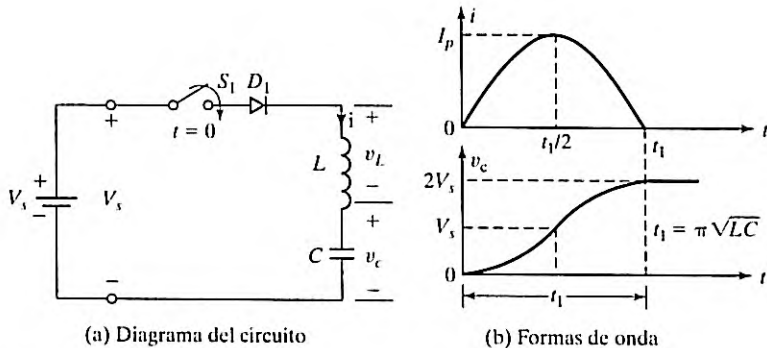
$$i(t = 1 \text{ ms}) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-tR/L}) = \frac{220}{4} \times (1 - e^{-1/1.25}) = 30.287 \text{ A}$$

**2.13 CARGA LC CONMUTADA POR DIODO**

En la figura 2.18a se muestra un circuito de diodo con una carga LC. El voltaje de fuente  $V_s$  es un voltaje constante de cd. Cuando se cierra el interruptor  $S_1$  en el instante  $t = 0$ , la corriente de carga  $i$  del capacitor se expresa como

$$V_s = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i dt + v_c(t = 0) \tag{2.29}$$

Con las condiciones iniciales  $i(t = 0) = 0$  y  $v_c(t = 0) = 0$ , se puede despejar la ecuación (2.29) para la corriente  $i$  del capacitor como (en el Apéndice D, ecuación D.3)



**FIGURA 2.18**  
Circuito de diodo con una carga LC.

$$i(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (2.30)$$

$$= I_p \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (2.31)$$

donde  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  y la corriente pico  $I_p$  es

$$I_p = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.32)$$

La velocidad de subida de la corriente se obtiene con la ecuación (2.30) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L} \cos \omega_0 t \quad (2.33)$$

y la ecuación (2.33) da la velocidad de subida inicial de la corriente (en el instante  $t = 0$ ) como

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \quad (2.34)$$

El voltaje  $v_c$  a través del capacitor se obtiene como

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = V_s(1 - \cos \omega_0 t) \quad (2.35)$$

En el instante  $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$ , la corriente  $i$  en el diodo cae a cero y el capacitor se carga a  $2V_s$ . En la figura 2.18b se muestran las formas de onda del voltaje  $v_L$  y la corriente  $i$ .

*Notas:*

- Como no hay resistencia en el circuito, no puede haber pérdida de energía. Por consiguiente, sin resistencia, la corriente de un circuito LC oscila y la energía se transfiere de C a L y viceversa.
- $D_1$  se conecta en serie con el interruptor e impedirá que a través de éste fluya corriente negativa. Sin el diodo, el circuito LC continuará oscilando por siempre. Normalmente un interruptor electrónico (BJT, MOSFET o IGBT) no permitirá el flujo inverso de la corriente. El interruptor, junto con el diodo  $D_1$ , emula el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.
- La salida del capacitor C se puede conectar a otros circuitos similares que incluyan un interruptor, y un diodo conectado en serie con un L y un C para obtener múltiplos del voltaje de alimentación de cd  $V_s$ . Esta técnica se utiliza para generar un alto voltaje para aplicaciones de potencia pulsante y superconducción.

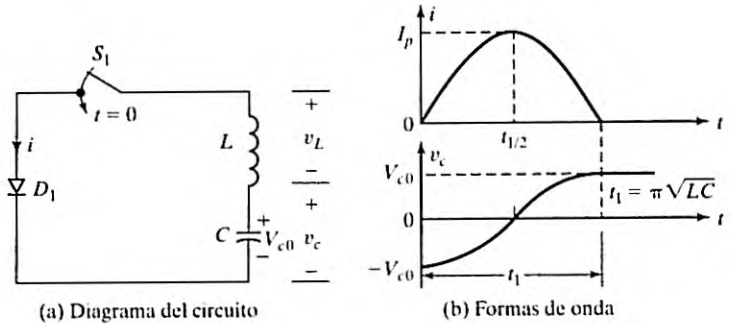
---

### Ejemplo 2.6 Cómo determinar el voltaje y la corriente en un circuito LC

En la figura 2.19a se muestra un circuito de diodo con una carga LC donde el capacitor tiene un voltaje inicial,  $V_c(t=0) = -V_{c0} = V_0 = 220$  V; capacitancia,  $C = 20$   $\mu$ F, e inductancia  $L = 80$   $\mu$ H

FIGURA 2.19

Circuito de diodo con una carga LC.



Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente pico a través del diodo; (b) el tiempo de conducción del diodo, y (c) el voltaje de estado estable final del capacitor.

**Solución**

a. Con la ley del voltaje de Kirchhoff (KVL), podemos escribir la ecuación para la corriente  $i$  como

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i dt + v_c(t = 0) = 0$$

y la corriente  $i$  con las condiciones iniciales de  $i(t = 0) = 0$  y  $v_c(t = 0) = -V_{c0}$  se despeja como

$$i(t) = V_{c0} \sqrt{\frac{C}{L}} \text{sen } \omega_0 t$$

donde  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^6/\sqrt{20 \times 80} = 25,000 \text{ rad/s}$ . La corriente pico  $I_p$  es

$$I_p = V_{c0} \sqrt{\frac{C}{L}} = 220 \sqrt{\frac{20}{80}} = 110 \text{ A}$$

b. Con  $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$ , la corriente en el diodo se vuelve cero y el tiempo de conducción  $t_1$  del diodo es

$$t_1 = \pi\sqrt{LC} = \pi\sqrt{20 \times 80} = 125.66 \mu\text{s}$$

c. Es fácil demostrar que el voltaje en el capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i dt - V_{c0} = -V_{c0} \cos \omega_0 t$$

Con  $t = t_1 = 125.66 \mu\text{s}$ ,  $v_c(t = t_1) = -220 \cos \pi = -220 \text{ V}$ .

*Nota:* Éste es un ejemplo de inversión de la polaridad de un capacitor. Algunas aplicaciones suelen requerir un voltaje con polaridad opuesta al voltaje disponible.

**Puntos clave de la sección 2.13**

- La corriente de un circuito LC experimenta oscilaciones resonantes con un valor pico de  $V_S(C/L)$ . El diodo  $D_1$  el flujo inverso de la corriente y el capacitor se carga a  $2V_S$ .

## 2.14 CARGA RLC CONMUTADA POR DIODO

En la figura 2.20 se muestra un circuito de diodo con una carga RLC. Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , podemos utilizar la ley del voltaje de Kirchhoff para escribir la ecuación para la corriente  $i$  en la carga como

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt + v_c(t = 0) = V_s \quad (2.36)$$

con las condiciones iniciales  $i(t = 0)$  y  $v_c(t = 0) = V_{c0}$ . Al diferenciar la ecuación (2.36) y dividir ambos miembros entre  $L$  se obtiene la ecuación característica

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad (2.37)$$

En condiciones finales estables, el capacitor se carga al voltaje de la fuente  $V_s$  y la corriente estable es cero. El componente forzado de la corriente en la ecuación (2.37) también es cero. La corriente se debe al componente natural.

La ecuación característica en el dominio de  $s$  de Laplace es

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (2.38)$$

y las raíces de la ecuación cuadrática (2.38) están dadas por

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2.39)$$

Definamos dos propiedades importantes de un circuito de segundo orden: el *factor de amortiguamiento*,

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (2.40)$$

y la *frecuencia de resonancia*,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.41)$$

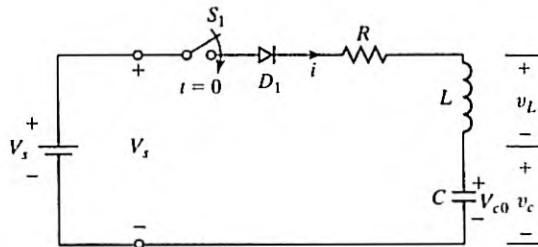


FIGURA 2.20

Circuito de diodo con una carga RLC.

Si sustituimos las definiciones anteriores en la ecuación (2.39) obtenemos

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (2.42)$$

La solución para la corriente, la cual depende de los valores de  $\alpha$  y  $\omega_0$ , seguiría uno de los tres casos posibles.

**Caso 1.** Si  $\alpha = \omega_0$ , las raíces son iguales,  $s_1 = s_2$ , y el circuito se conoce como *críticamente amortiguado*. La solución adopta la forma

$$i(t) = (A_1 + A_2 t) e^{\gamma t} \quad (2.43)$$

**Caso 2.** Si  $\alpha > \omega_0$ , las raíces son reales y se dice que el circuito está *sobreamortiguado*. La solución adopta la forma

$$i(t) = A_1 e^{\gamma_1 t} + A_2 e^{\gamma_2 t} \quad (2.44)$$

**Caso 3.** Si  $\alpha < \omega_0$ , las raíces son complejas y se dice que el circuito está *subamortiguado*. Las raíces son

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_r \quad (2.45)$$

donde  $\omega_r$  se conoce como *frecuencia de repique* (o frecuencia resonante amortiguada) y  $\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ . La solución adopta la forma

$$i(t) = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_r t + A_2 \sen \omega_r t) \quad (2.46)$$

la cual es una *sinusoide amortiguada* o *decadente*.

Se utiliza un circuito RLC subamortiguado conmutado para convertir un voltaje de fuente de cd en un voltaje de ca a la frecuencia resonante amortiguada. Este método se estudia con mayor detalle en el capítulo 7.

*Notas:*

- Las constantes  $A_1$  y  $A_2$  se determinan a partir de las condiciones iniciales del circuito. Para despejar dos constantes se requieren dos ecuaciones limitantes con las condiciones iniciales  $i(t=0)$  y  $di/dt(t=0)$ . La razón de  $\alpha/\omega_0$  se conoce comúnmente como la *razón amortiguada*,  $\delta = R/2\sqrt{CL}$ . Por lo general los circuitos electrónicos de potencia están subamortiguados de modo que la corriente en el circuito es casi senoidal, para producir una salida de ca casi senoidal o para apagar un dispositivo semiconductor de potencia.
- En condiciones críticas y subamortiguadas, la corriente  $i(t)$  no oscilará y no se requiere el diodo.
- Las ecuaciones (2.43), (2.44) y (2.26) son las formas generales para la solución de cualesquier ecuaciones diferenciales de segundo grado. La forma particular de la solución dependerá de los valores de  $R$ ,  $L$  y  $C$ .

### Ejemplo 2.7 Cómo determinar la corriente en un circuito RLC

El circuito RLC de segundo grado de la figura 2.20 tiene una fuente de voltaje de cd,  $V_s = 220$  V, inductancia  $L = 2$  mH, capacitancia  $C = 0.05$   $\mu$ F, y resistencia  $R = 160$   $\Omega$ . El valor inicial del voltaje del capacitor es  $v_c(t=0) = V_{c0} = 0$  y corriente  $i(t=0) = 0$ . Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ ,

determine (a) una expresión para la corriente  $i(t)$ , y (b) el tiempo de conducción del diodo. (c) Trace un bosquejo de  $i(t)$ . Use PSpice para trazar la corriente instantánea  $i$  con  $R = 50 \Omega$ ,  $160 \Omega$ , y  $320 \Omega$ .

**Solución**

- a. Según la ecuación (2.40),  $\alpha = R/2L = 160 \times 10^3 / (2 \times 2) = 40\,000$  rad/s, y según la ecuación (2.41)  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^5$  rad/s. La frecuencia de repique o resonante se vuelve

$$\omega_r = \sqrt{10^{10} - 16 \times 10^8} = 91,652 \text{ rad/s}$$

Como  $\alpha < \omega_0$ , el circuito está subamortiguado y la solución es de la forma

$$i(t) = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_r t + A_2 \text{sen } \omega_r t)$$

Con  $t = 0$ ,  $i(t = 0) = 0$  y resulta  $A_1 = 0$ . La solución es

$$i(t) = e^{-\alpha t} A_2 \text{sen } \omega_r t$$

La derivada de  $i(t)$  es

$$\frac{di}{dt} = \omega_r \cos \omega_r t A_2 e^{-\alpha t} - \alpha \text{sen } \omega_r t A_2 e^{-\alpha}$$

Cuando el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , el capacitor ofrece una baja impedancia y el inductor una alta impedancia. La velocidad inicial de subida de la corriente está limitada sólo por el inductor  $L$ . Entonces con  $t = 0$ , la derivada  $di/dt$  del circuito es  $V_s/L$ . Por consiguiente,

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \omega_r A_2 = \frac{V_s}{L}$$

la cual da la constante como

$$A_2 = \frac{V_s}{\omega_r L} = \frac{220 \times 1,000}{91,652 \times 2} = 1.2 \text{ A}$$

La expresión final para la corriente  $i(t)$  es

$$i(t) = 1.2 \text{sen}(91,652t) e^{-40,000t} \text{ A}$$

- b. El tiempo de conducción  $t_1$  del diodo se obtiene cuando  $i = 0$ . Es decir,

$$\omega_r t_1 = \pi \quad \text{o} \quad t_1 = \frac{\pi}{91,652} = 34.27 \mu\text{s}$$

- c. La figura 2.21 muestra el bosquejo de la forma de onda de la corriente.

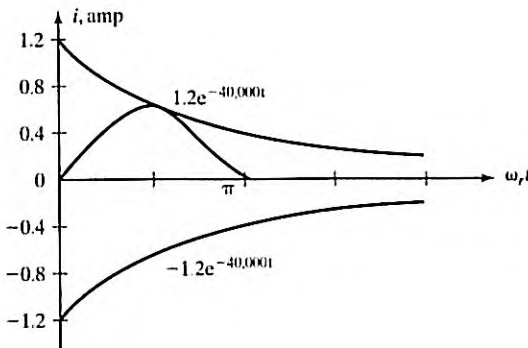
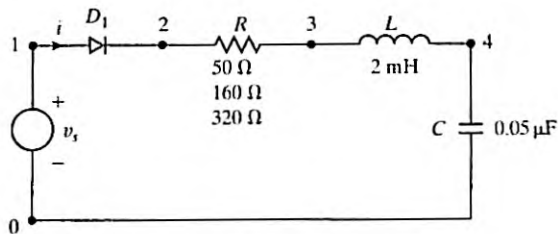
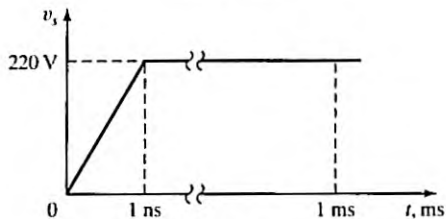


FIGURA 2.21

Forma de onda de corriente para el ejemplo 2.7.



(a) Circuito



(b) Voltaje de entrada

FIGURA 2.22

Circuito RLC para simulación con PSpice.

- d. En la figura 2.22 se muestra el circuito para la simulación con PSpice [4]. La lista del archivo del circuito es la siguiente

---

```

Ejemplo 2.7      Circuito RLC con Diodo
.PARAM VALU = 160                                ; Definir parámetro VALU
.STEP PARAM VALU LIST 50 160 320                 ; Variar parámetro VALU
VS      1  0  PWL (0 0 INS 220V 1MS 220V)        ; Lineal por partes
R       2  3  {VALU}                              ; Resistencia variable
L       3  4  2MH
C       4  0  0.05UF
D1      1  2  DMOD                                 ; Diodo con modelo DMOD
.MODEL  DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1800V)            ; Parámetros del modelo de
                                                diodo
.TRAN  0.1US 60US                                ; Análisis transitorio
.PROBE                                     ; Postprocesador gráfico
.END

```

---

En la figura 2.23 se muestra la gráfica PSpice de la corriente  $I(R)$  a través de la resistencia  $R$ . La corriente depende de la resistencia  $R$ . Con un valor alto de  $R$ , la corriente se amortigua más, y con un valor bajo tiende más hacia una senoide. Con  $R = 0$ , la corriente pico es  $V_s (C/L) = 220 \times (0.05 \mu/2m) = 1.56$  A. Un diseñador de circuitos podría seleccionar un valor de razón de amortiguamiento y los valores de  $R$ ,  $L$  y  $C$  para generar la forma deseada de la forma de onda y la frecuencia de salida.

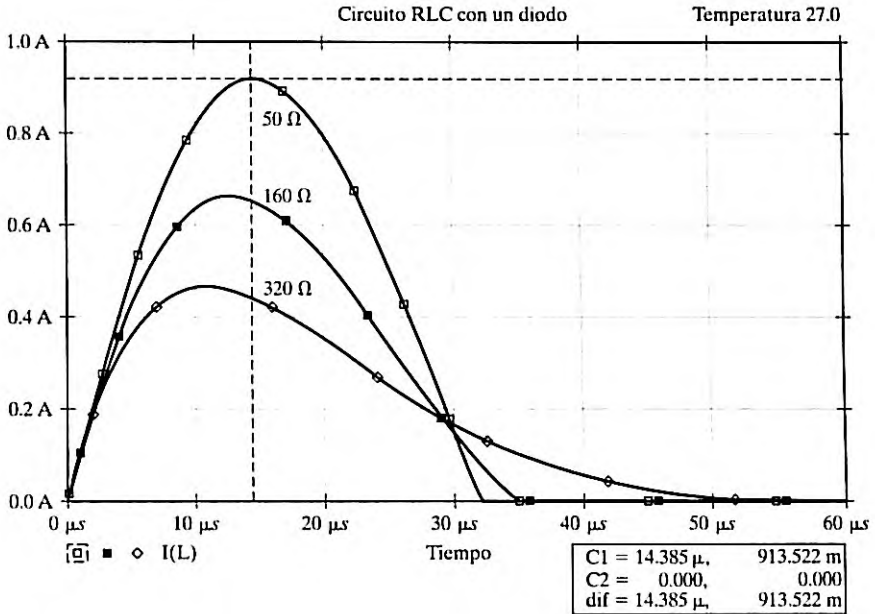


FIGURA 2.23

Gráficas del ejemplo 2.7.

### Puntos clave de la sección 2.14

- La corriente de un circuito  $RLC$  depende de la razón de amortiguamiento  $\delta = (R/2)(C/L)$ . Los circuitos electrónicos de potencia suelen estar subamortiguados de modo que la corriente en el circuito es casi senoidal.

## 2.15 DIODOS DE CONDUCCIÓN LIBRE CON CARGA RL CONMUTADA

Si el interruptor  $S_1$  que se muestra en la figura 2.24a se cierra durante el tiempo  $t_1$ , se establece una corriente a través de la carga; luego, si el interruptor se abre se debe proporcionar una trayectoria para la corriente en la carga inductiva. De lo contrario, la energía inductiva induce un voltaje muy alto y esta energía se disipa como calor en forma de chispas a través del interruptor. Esto se suele hacer conectando un diodo  $D_m$  como se muestra en la figura 2.24a, el cual se conoce como *diodo de conducción libre*. El diodo  $D_m$  se requiere para probar una trayectoria para la corriente de carga inductiva. El diodo  $D_1$  se conecta en serie con el interruptor e impedirá cualquier flujo de corriente negativa a través del interruptor si hay un voltaje de alimentación de entrada de ca. Pero para alimentación de cd, como se muestra en la figura 2.24a, no hay necesidad del diodo  $D_1$ . El interruptor, junto con el diodo  $D_1$ , imita el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.

En el instante  $t = 0 +$  (después de un tiempo finito, en el momento en que el reloj se pone en marcha después de cero), el interruptor se acaba de cerrar y la corriente aún está en cero. Sin un inductor, la corriente se elevaría al instante; pero con el inductor la corriente se elevará exponencialmente con una pendiente inicial de  $V_s/L$ , como lo da la ecuación (2.27).

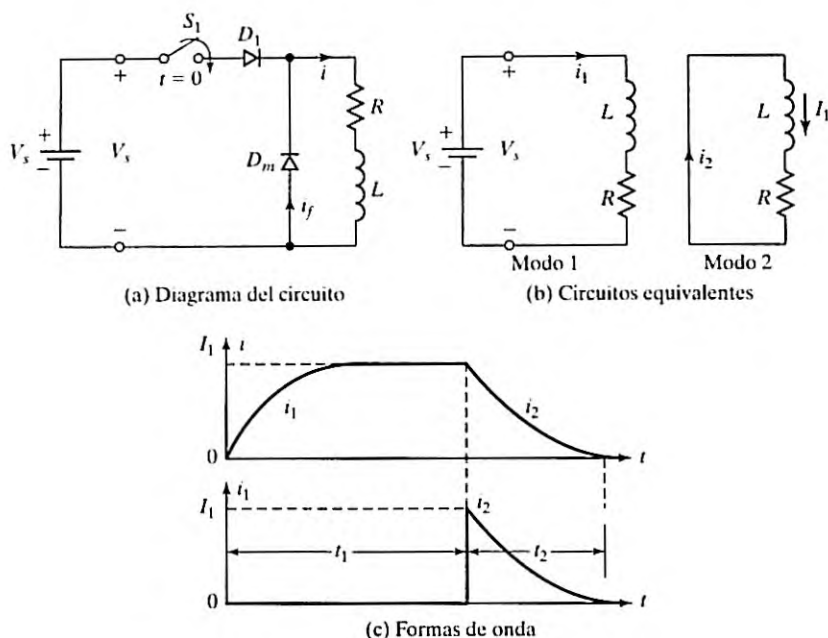


FIGURA 2.24

Circuito con un diodo de conducción libre.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , y el modo 2 empieza cuando el interruptor se abre. En la figura 2.24b se muestran los circuitos equivalentes de ambos modos. Las variables  $i_1$  e  $i_2$  se definen como las corrientes instantáneas en modo 1 y modo 2, respectivamente;  $t_1$  y  $t_2$  son las duraciones correspondientes de estos modos.

**Modo 1.** Durante este modo la corriente  $i_1$  en el diodo, la cual es similar a la de la ecuación (2.25), es

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t/RL}) \quad (2.47)$$

Cuando el interruptor se abre en el instante  $t = t_1$  (al final de este modo), la corriente en ese instante es

$$I_1 = i_1(t = t_1) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t_1/RL}) \quad (2.48)$$

Si el tiempo  $t_1$  es lo bastante largo, la corriente prácticamente alcanza una corriente en estado estable de  $I_s = V_s/R$  que fluye a través de la carga.

**Modo 2.** Este modo comienza cuando el interruptor se abre y la corriente de carga empieza a fluir a través del diodo  $D_m$  de conducción libre. Redefiniendo el origen del tiempo al comienzo de este modo, la corriente a través del diodo de conducción libre se determina con

$$0 = L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 \quad (2.49)$$

con la condición inicial  $i_2(t=0) = I_s$ . La solución de la ecuación (2.49) da la corriente de conducción libre  $i_f = i_2$  como

$$i_2(t) = I_s e^{-tR/L} \quad (2.50)$$

y en el instante  $t = t_2$  esta corriente decae exponencialmente a casi cero siempre que  $t_2 \gg L/R$ . Las formas de onda de las corrientes se muestran en la figura 2.24c.

*Nota:* La figura 2.24c muestra que en los instantes  $t_1$  y  $t_2$ , las corrientes han alcanzado las condiciones estables. Éstos son los casos extremos. Normalmente un circuito opera en condiciones cero, de modo que la corriente permanece continua.

### Ejemplo 2.8 Cómo determinar la energía almacenada en un inductor con un diodo de conducción libre

En la figura 2.24a la resistencia es insignificante ( $R = 0$ ), el voltaje de la fuente es  $V_s = 220$  V (constante de tiempo), y la inductancia de la carga es  $L = 220$   $\mu$ H. (a) Trace la forma de onda de la corriente a través de la carga si el interruptor se cierra durante  $t_1 = 100$   $\mu$ s y luego se abre. (b) Determine la energía final guardada en el inductor de carga.

#### Solución

- a. El diagrama del circuito se muestra en la figura 2.25a, con una corriente inicial cero. Cuando se cierra el circuito en el instante  $t = 0$ , la corriente en la carga sube linealmente y se expresa como

$$i(t) = \frac{V_s}{L} t$$

y cuando  $t = t_1$ ,  $I_0 = V_s t_1 / L = 200 \times 100 / 220 = 100$  A.

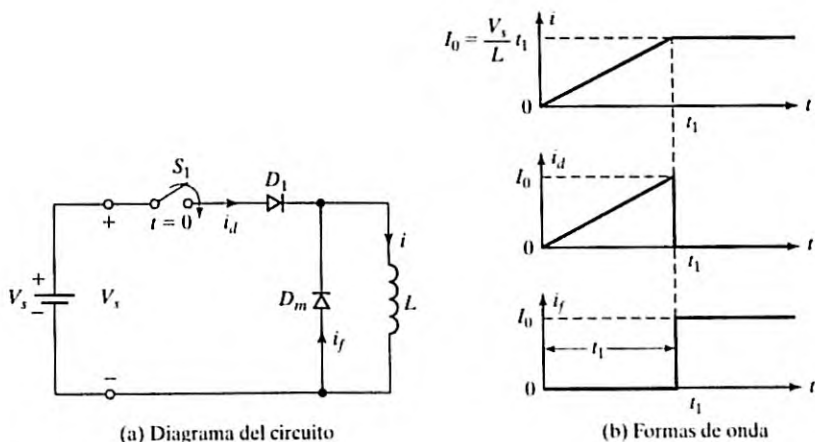


FIGURA 2.25  
Circuito de diodo con carga  $L$ .

- b. Cuando el interruptor  $S_1$  se abre en el instante  $t = t_1$ , la corriente de carga comienza a fluir a través del diodo  $D_m$ . Como no hay ningún elemento disipativo (resistivo) en el circuito, la corriente de carga permanece constante en  $I_0 = 100$  A y la energía almacenada en el inductor es  $0.5L_0 = 1.1$  J. La figura 2.25b muestra las formas de onda de la corriente.

### Puntos clave de la sección 2.15

- Si la carga es inductiva, se debe conectar un diodo antiparalelo conocido como diodo de conducción libre a través de la carga a fin de proporcionar una trayectoria para que fluya la corriente inductiva. De lo contrario, la energía puede quedar atrapada en una carga inductiva.

## 2.16 RECUPERACIÓN DE LA ENERGÍA ATRAPADA CON UN DIODO

En el circuito ideal [7] sin pérdidas de la figura 2.25a, la energía almacenada en el inductor se queda atrapada ahí porque no hay resistencia en el circuito. En un circuito práctico es recomendable mejorar la *eficiencia* con el regreso de la energía almacenada a la fuente de abastecimiento. Esto se puede hacer agregando al inductor un segundo devanado y conectando un diodo  $D_1$ , como se muestra en la figura 2.26a. El inductor y el devanado secundario se comportan como un transformador. El secundario del transformador se conecta de tal modo que si  $v_1$  es positivo,  $v_2$  sea negativo con respecto a  $v_1$  y viceversa. El devanado secundario que facilita el regreso de la energía almacenada a la fuente a través del diodo  $D_1$  se conoce como *devanado de retroalimentación*. Suponiendo un transformador con inductancia magnetización  $L_m$ , el circuito equivalente es el que se muestra en la figura 2.26b.

Si el diodo y el voltaje secundario (voltaje de suministro) se refieren al lado primario del transformador, el circuito equivalente es como se muestra en la figura 2.26c. Los parámetros  $i_1$  e  $i_2$  definen las corrientes primaria y secundaria del transformador, respectivamente.

La *relación de vueltas* de un transformador ideal se define como

$$a = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.51)$$

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$  y el modo 2 comienza cuando el interruptor se abre. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 2.27a, con  $t_1$  y  $t_2$  las duraciones del modo 1 y el modo 2, respectivamente.

**Modo 1.** Durante este modo el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ . El diodo  $D_1$  se polariza a la inversa y la corriente a través de él (corriente secundaria) es  $ai_2 = 0$  o  $i_2 = 0$ . Con la ley del voltaje de Kirchhoff en la figura 2.27a para el modo 1,  $V_s = (v_D - V_s)/a$ , y ésta proporciona el voltaje inverso en el diodo como

$$v_D = V_s(1 + a) \quad (2.52)$$

Suponiendo que no hay corriente inicial en el circuito, la corriente del primario es la misma que la corriente en el interruptor  $i_s$  y se expresa como

$$V_s = L_m \frac{di_1}{dt} \quad (2.53)$$

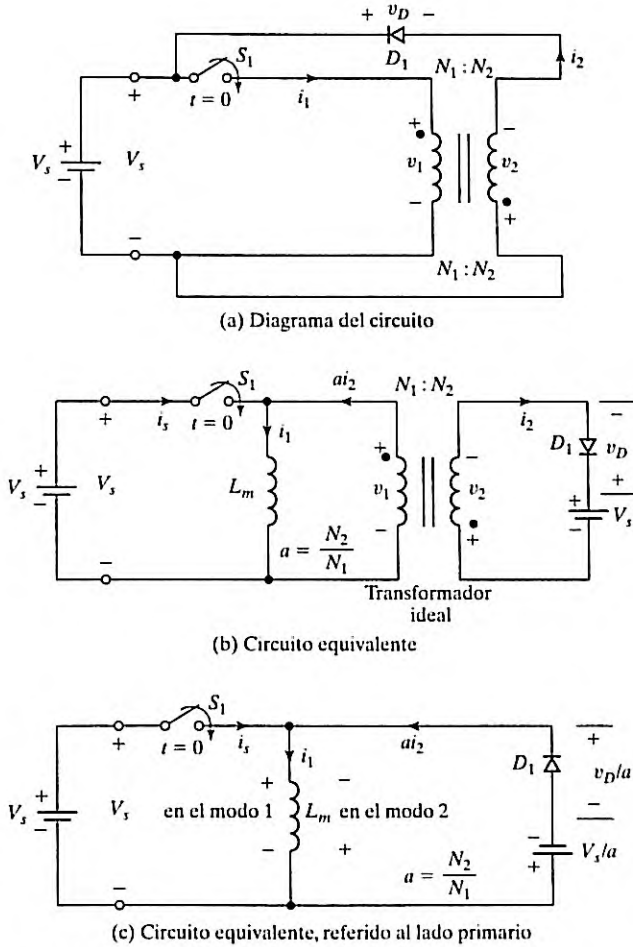


FIGURA 2.26  
Circuito con diodo de recuperación de energía. [Ref. 7, S. Dewan].

la cual da

$$i_1(t) = i_s(t) = \frac{V_s}{L_m} t \quad \text{para } 0 \leq t \leq t_1 \quad (2.54)$$

Este modo es válido para  $0 \leq t \leq t_1$  y termina cuando el interruptor se abre en el instante  $t = t_1$ . Al final de este modo la corriente del primario es

$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 \quad (2.55)$$

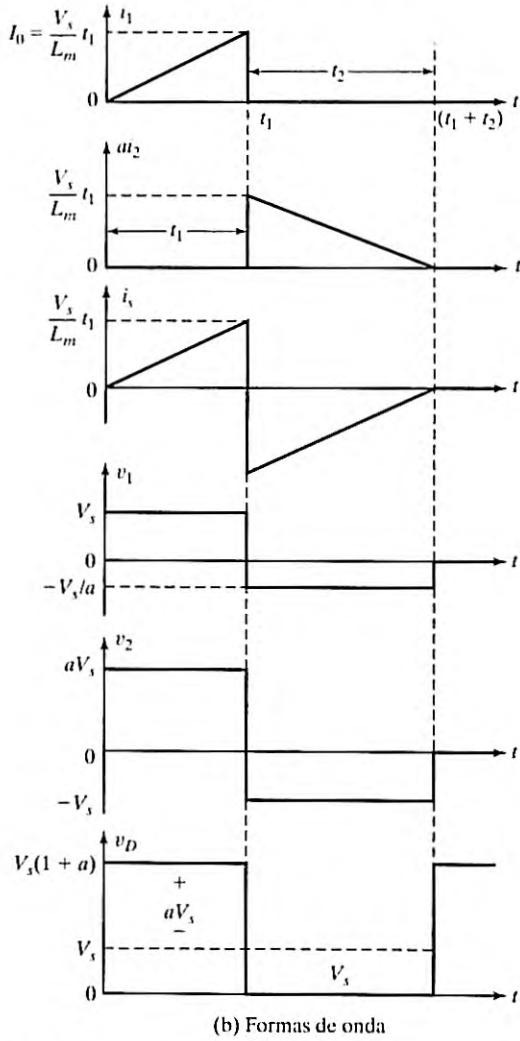
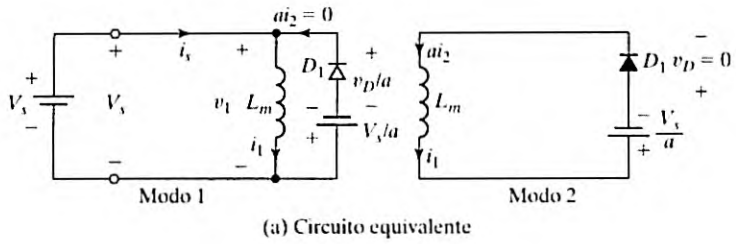


FIGURA 2.27  
Circuitos equivalentes y formas de onda.

**Modo 2.** Durante este modo el interruptor se abre, el voltaje a través del inductor se invierte y el diodo  $D_1$  se polariza en sentido directo. Una corriente fluye a través del secundario del transformador y la energía almacenada en el inductor se regresa a la fuente. Al aplicar la ley del voltaje de Kirchoff y redefinir el origen del tiempo al inicio de este modo, la corriente del primario se define como

$$L_m \frac{di_1}{dt} + \frac{V_s}{a} = 0 \quad (2.56)$$

con la condición inicial  $i_1(t = 0) = I_0$ , podemos determinar la corriente como

$$i_1(t) = -\frac{V_s}{aL_m}t + I_0 \quad \text{con } 0 \leq t \leq t_2 \quad (2.57)$$

El tiempo de conducción del diodo  $D_1$  se determina a partir de la condición  $i_1(t = t_2) = 0$  de la ecuación (2.57) y es

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = at_1 \quad (2.58)$$

El modo 2 es válido con  $0 \leq t \leq t_2$ . Al final de este modo con  $t = t_2$  toda la energía almacenada en el inductor  $L_m$  se regresa a la fuente. En la figura 2.27b se muestran las diversas formas de onda de las corrientes y del voltaje con  $a = 10/6$ .

### Ejemplo 2.9 Cómo determinar la energía a recuperar en un inductor con un diodo de retroalimentación

En el circuito de recuperación de energía de la figura 2.26a, la inductancia de magnetización del transformador es  $L_m = 250 \mu\text{H}$ ,  $N_1 = 10$  y  $N_2 = 100$ . Las inductancias y resistencias de "fuga" del transformador son insignificantes. El voltaje de fuente es  $V_s = 220 \text{ V}$  y no hay corriente inicial en el circuito. Si el interruptor  $S_1$  se cierra durante un tiempo  $t_1 = 50 \mu\text{s}$  y luego se abre (a) determine el voltaje inverso del diodo  $D_1$ ; (b) calcule el valor pico de la corriente del primario; (c) calcule el valor pico de la corriente del secundario; (d) determine el tiempo de conducción del diodo  $D_1$ , y (e) determine la energía alimentada por la fuente.

#### Solución

La relación de vueltas es  $a = N_2/N_1 = 100/10 = 10$ .

- a. Con la ecuación (2.52) el voltaje inverso del diodo es

$$v_D = V_s(1 + a) = 220 \times (1 + 10) = 2420 \text{ V}$$

- b. Con la ecuación (2.55) el valor pico de la corriente del primario es

$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 = 220 \times \frac{50}{250} = 44 \text{ A}$$

- c. El valor pico de la corriente del secundario es  $I_0' = I_0/a = 44/10 = 4.4 \text{ A}$ .

- d. Con la ecuación (2.58) el tiempo de conducción del diodo es

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = 250 \times 44 \times \frac{10}{220} = 500 \mu\text{s}$$

e. La energía de la fuente es,

$$W = \int_0^{t_1} vi dt = \int_0^{t_1} V_s \frac{V_s}{L_m} t dt = \frac{1}{2} \frac{V_s^2}{L_m} t_1^2$$

Utilizando  $I_0$  obtenida de la ecuación (2.55) tenemos

$$W = 0.5L_m I_0^2 = 0.5 \times 250 \times 10^{-6} \times 44^2 = 0.242 \text{ J} = 242 \text{ mJ}$$

### Puntos clave de la sección 2.16

- La energía atrapada de una carga inductiva se puede retroalimentar a la fuente de entrada a través de un diodo conocido como diodo de retroalimentación.

### RESUMEN

Las características de los diodos prácticos difieren de las de los diodos ideales. El tiempo de recuperación inversa desempeña un papel importante, sobre todo en aplicaciones de conmutación de alta velocidad. Los diodos se pueden clasificar en tres tipos: (1) diodos de uso general; (2) diodos de recuperación rápida, y (3) diodos Schottky. Aunque un diodo Schottky se comporta como un diodo de unión *pn*, no hay unión física; por consiguiente, un diodo Schottky es un dispositivo portador mayoritario. Por otra parte, un diodo de unión *pn* es un diodo portador tanto mayoritario como minoritario.

Si los diodos se conectan en serie para incrementar la capacidad de bloqueo de voltaje, se requieren redes que compartan voltaje en condiciones estables y transitorias. Cuando los diodos se conectan en paralelo para incrementar la capacidad de conducir corriente, también se requieren elementos que compartan corriente.

En este capítulo hemos visto las aplicaciones de diodos de potencia en la inversión de voltaje de un capacitor, en la carga de un capacitor a un voltaje mayor que el de entrada de cd, en la acción de conducción libre y en la recuperación de energía de una carga inductiva.

La energía se puede transferir de una fuente de cd a capacitores e inductores con un interruptor unidireccional. Un inductor trata de mantener constante su corriente al permitir que el voltaje a través de él cambie, en tanto que un capacitor trata de mantener constante su voltaje al permitir que la corriente a través de él cambie.

### REFERENCIAS

- [1] Rashid, M. H. (2011). *Microelectronic Circuits: Analysis and Design*. Boston: Cengage Publishing. Capítulo 2.
- [2] Gray, P.R., y R. G. Meyer. (1993). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Nueva York: John Wiley & Sons. Capítulo 1.
- [3] Infineon Technologies: *Power Semiconductors*. (2001). Alemania, Siemens. [www.infineon.com/](http://www.infineon.com/)
- [4] Rashid, M.H. (2003). *SPICE for Circuits and Electronics Using Pspice*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc.
- [5] Rashid, M.H. (2012). *SPICE for Power Electronics and Electric Power*, Boca Raton, FL: Taylor & Francis.
- [6] Tuinenga, P.W. (1995). *SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice*. Englewoods Cliffs: Prentice-Hall.
- [7] Dewan, S.B., y A. Straughen. (1975). *Power Semiconductor Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons. Capítulo 2.

- [8] Krihely, N., y Ben-Yaakov. (2011). "Simulation Bits: Adding the Reverse Recovery Feature to a Generic Diode". *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. Segundo trimestre (26-30).
- [9] Ozpineci, B., y L. Tolbert. (2011). "Silicon Carbide: Smaller, Faster, Tougher". *IEEE Spectrum*, octubre.

## PREGUNTAS DE REPASO

- 2.1 ¿Cuáles son los tipos de diodos de potencia?
- 2.2 ¿Qué es una corriente de fuga de diodos?
- 2.3 ¿Qué es un tiempo de recuperación inversa de diodos?
- 2.4 ¿Qué es una corriente de recuperación inversa de diodos?
- 2.5 ¿Qué es un factor de suavidad de diodos?
- 2.6 ¿Cuáles son los tipos de recuperación de diodos?
- 2.7 ¿Cuáles son las condiciones para que se inicie un proceso de recuperación inversa?
- 2.8 ¿En qué tiempo en el proceso de recuperación el voltaje inverso de diodo alcanza su valor pico?
- 2.9 ¿Cuál es la causa del tiempo de recuperación inversa en un diodo de unión  $pn$ ?
- 2.10 ¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inversa?
- 2.11 ¿Por qué es necesario utilizar diodos de recuperación rápida para conmutación de alta velocidad?
- 2.12 ¿Qué es un tiempo de recuperación directa?
- 2.13 ¿Cuáles son las principales diferencias entre diodos de unión  $pn$  y diodos Schottky?
- 2.14 ¿Cuáles son las limitaciones de los diodos Schottky?
- 2.15 ¿Qué es el tiempo de recuperación inversa típico de diodos de uso general?
- 2.16 ¿Qué es el tiempo de recuperación inversa típico de diodos de recuperación rápida?
- 2.17 ¿Cuáles son los problemas de diodos conectados en serie, y cuáles son las posibles soluciones?
- 2.18 ¿Cuáles son los problemas de diodos conectados en paralelo, y cuáles son las posibles soluciones?
- 2.19 Si dos diodos se conectan en serie con voltajes iguales compartidos, ¿por qué difieren las corrientes de fuga de los diodos?
- 2.20 ¿Qué es la constante de tiempo de un circuito  $RL$ ?
- 2.21 ¿Qué es la constante de tiempo de un circuito  $RC$ ?
- 2.22 ¿Qué es la frecuencia resonante de un circuito  $LC$ ?
- 2.23 ¿Qué es factor de amortiguamiento de un circuito  $RLC$ ?
- 2.24 ¿Cuál es la diferencia entre la frecuencia resonante y la frecuencia de repique o frecuencia resonante amortiguada de un circuito  $RLC$ ?
- 2.25 ¿Qué es un diodo de conducción libre, y cuál es su propósito?
- 2.26 ¿Qué es la energía atrapada de un inductor?
- 2.27 ¿Cómo se recupera la energía atrapada con un diodo?
- 2.28 ¿Cuál será el efecto de tener un inductor grande en un circuito  $RL$ ?
- 2.29 ¿Cuál será el efecto de tener una resistencia muy pequeña en un circuito  $RLC$ ?
- 2.30 ¿Cuáles son las diferencias entre un capacitor y un inductor como elementos de almacenamiento de energía?

## PROBLEMAS

- 2.1 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es  $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$  y la velocidad de caída de la corriente del diodo es  $di/dt = 80 \text{ A}/\mu\text{s}$ . Si el factor de suavidad es  $SF = 0.5$ , determine (a) la carga almacenada  $Q_{RR}$  y (b) la corriente inversa pico  $I_{RR}$ .
- 2.2 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es  $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$  y la velocidad de caída de la corriente del diodo es  $di/dt = 800 \text{ A}/\mu\text{s}$ . Si el factor de suavidad es  $SF = 0.5$ , determine (a) la carga almacenada  $Q_{RR}$  y (b) la corriente inversa pico  $I_{RR}$ .

- 2.3 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es  $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$  y el factor de suavidad es  $SF = 0.5$ . Trace (a) la carga almacenada  $Q_{RR}$  y (b) la corriente inversa pico  $I_{RR}$  contra la velocidad de caída de la corriente de diodo de  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$  a  $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$  con un incremento de  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

- 2.4 Los valores medidos de un diodo a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$  son

$$\begin{aligned} V_D &= 1.0 \text{ V con } I_D = 50 \text{ A} \\ &= 1.5 \text{ V con } I_D = 600 \text{ A} \end{aligned}$$

Determine (a) el coeficiente de emisión  $n$ , y (b) la corriente de fuga  $I_S$ .

- 2.5 Los valores medidos de un diodo a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$  son

$$\begin{aligned} V_D &= 1.2 \text{ V con } I_D = 100 \text{ A} \\ V_D &= 1.6 \text{ V con } I_D = 1500 \text{ A} \end{aligned}$$

Determine (a) el coeficiente de emisión  $n$ , y (b) la corriente de fuga  $I_S$ .

- 2.6 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11 y el voltaje a través de cada uno se mantiene igual al conectar un resistor que comparte el voltaje, de tal modo que  $V_{D1} = V_{D2} = 2000 \text{ V}$  y  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ . Las características  $v-i$  de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes de fuga de cada diodo y la resistencia  $R_2$  a través del diodo  $D_2$ .

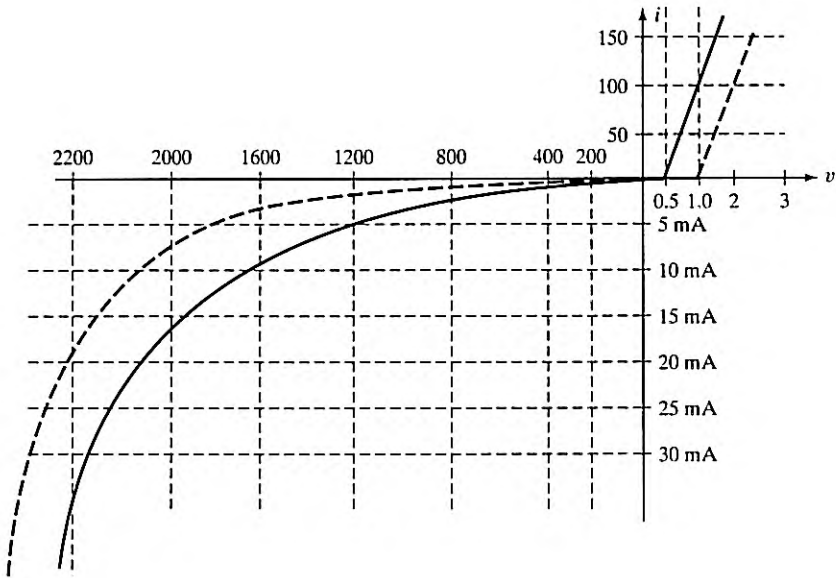


FIGURA P2.6

- 2.7 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a y el voltaje a través de cada uno se mantiene igual conectando resistores que comparten el voltaje, de tal modo que  $V_{D1} = V_{D2} = 2.2 \text{ kV}$  y  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ . Las características  $v-i$  de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes de fuga de cada diodo y la resistencia  $R_2$  a través del diodo  $D_2$ .
- 2.8 Dos diodos se conectan en paralelo y la caída de voltaje directo a través de cada diodo es de  $1.5 \text{ V}$ . Las características  $v-i$  de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes en sentido directo a través de cada diodo.

- 2.9 Dos diodos se conectan en paralelo y la caída de voltaje directo a través de cada uno es de 2.0 V. Las características  $v-i$  de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes en sentido directo a través de cada diodo.
- 2.10 Dos diodos se conectan en paralelo como se muestra en la figura 2.14a, con resistores que comparten corriente. Las características  $v-i$  de los diodos se muestran en la figura P2.6. La corriente total es  $I_T = 200$  A. El voltaje a través de un diodo y su resistencia es  $v = 2.5$  V. Determine los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  si los diodos comparten la corriente por igual.
- 2.11 Dos diodos se conectan en paralelo como se muestra en la figura 2.14a con resistores que comparten corriente. Las características  $v-i$  se muestran en la figura P2.6. La corriente total es  $I_T = 300$  A. El voltaje a través de un diodo y su resistencia es  $v_D = 2.8$  V. Determine los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  si los diodos comparten por igual la corriente total.
- 2.12 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a. La resistencia a través de los diodos es  $R_1 = R_2 = 10$  k $\Omega$ . El voltaje de entrada de cd es 5 kV. Las corrientes de fuga son  $I_{S1} = 25$  mA e  $I_{S2} = 40$  mA. Determine el voltaje a través de los diodos.
- 2.13 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a. Las resistencias a través de los diodos son  $R_1 = R_2 = 50$  k $\Omega$ . El voltaje de entrada de cd es 10 kV. Las corrientes de fuga son  $I_{S1} = 20$  mA e  $I_{S2} = 30$  mA. Determine el voltaje a través de los diodos.
- 2.14 Las formas de onda de la corriente de un capacitor se muestran en la figura P2.14. Determine las capacidades de corriente promedio, media cuadrática (rms) y pico del capacitor. Suponga  $I_p = 500$  A de semionda senoidal.

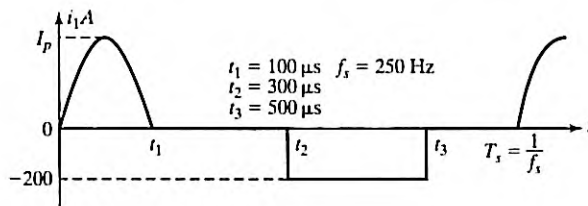


FIGURA P2.14

- 2.15 La forma de onda de la corriente de un diodo se muestra en la figura P2.15. Determine las capacidades de corriente, promedio, media cuadrática (rms), y pico del diodo. Suponga  $I_p = 500$  A de una semionda senoidal.

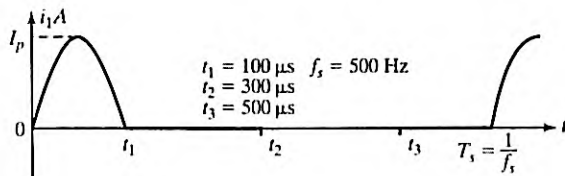


FIGURA P2.15

- 2.16 La forma de onda de la corriente a través de un diodo se muestra en la figura P2.15. Si la corriente rms es  $I_{RMS} = 120$  A, determine la corriente pico  $I_p$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  del diodo.
- 2.17 La forma de onda de la corriente a través de un diodo se muestra en la figura P2.15. Si la corriente promedio es  $I_{PROM} = 100$  A, determine la corriente pico  $I_p$  y la corriente rms  $I_{RMS}$  del diodo.
- 2.18 En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Determine las capacidades de corriente promedio, rms, y pico del diodo. Suponga  $I_p = 300$  A con una semionda senoidal de 150 A (pico).

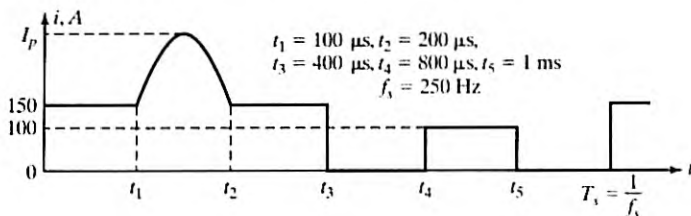


FIGURA P2.18

- 2.19** En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Determine las capacidades de corriente promedio, rms, y pico del diodo. Suponga  $I_p = 150$  A sin una semionda senoidal.
- 2.20** En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Si la corriente rms es  $I_{RMS} = 180$  A, determine la corriente pico  $I_p$  y la corriente promedio  $I_{PROM}$  del diodo.
- 2.21** En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Si la corriente rms es  $I_{PROM} = 180$  A, determine la corriente pico  $I_p$  y la corriente rms  $I_{RMS}$  del diodo.
- 2.22** El circuito de diodo que se muestra en la figura 2.15a tiene  $V_S = 220$  V,  $R = 4.7 \Omega$  y  $C = 10 \mu\text{F}$ . El capacitor tiene un voltaje inicial de  $V_{C0} (t = 0) = 0$ . Si el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente pico del diodo; (b) la energía disipada en el resistor  $R$ , y (c) el voltaje del capacitor en el instante  $t = 2 \mu\text{s}$ .
- 2.23** En la figura P2.23 se muestra un circuito de diodo con  $R = 22 \Omega$  y  $C = 10 \mu\text{F}$ . Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine la expresión para el voltaje a través del capacitor y la energía perdida en el circuito.

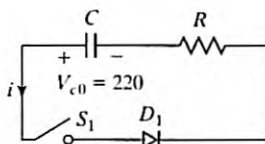


FIGURA P2.23

- 2.24** El circuito  $RL$  de diodo que se muestra en la figura 2.17a tiene  $V_S = 110$  V,  $R = 4.7 \Omega$ , y  $L = 4.5$  mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente estable del diodo; (b) la energía almacenada en el inductor  $L$ , y (c) la  $dil/dt$  inicial.
- 2.25** El circuito  $RL$  de diodo que se muestra en la figura 2.17a tiene  $V_S = 220$  V,  $R = 4.7 \Omega$ , y  $L = 6.5$  mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente estable del diodo; (b) la energía almacenada en el inductor  $L$ , y (c) la  $dil/dt$  inicial.
- 2.26** En la figura 2.26 se muestra un circuito de diodo con  $R = 10 \Omega$ ,  $L = 5$  mH, y  $V_S = 220$  V. Si una corriente de carga de 10 A fluye a través del diodo  $D_m$  de conducción libre y el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine la expresión para la corriente  $i$  que fluye a través del interruptor.

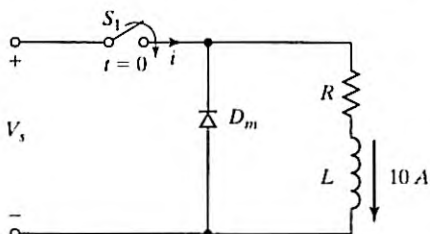


FIGURA P2.26

- 2.27 Si el inductor del circuito que se muestra en la figura 2.18 tiene una corriente inicial de  $I_0$ , determine la expresión para el voltaje a través del capacitor.
- 2.28 Si el interruptor  $S_1$  de la figura P2.28 se cierra en el instante  $t = 0$ , determine la expresión para (a) la corriente  $i(t)$  que fluye a través del interruptor, y (b) la velocidad de subida  $dildt$  de la corriente. (c) Trace las curvas de  $i(t)$  y  $dildt$ . (d) ¿Cuál es el valor de la velocidad  $dildt$  inicial? Para la figura P2.28e, determine únicamente la velocidad  $dildt$  inicial.

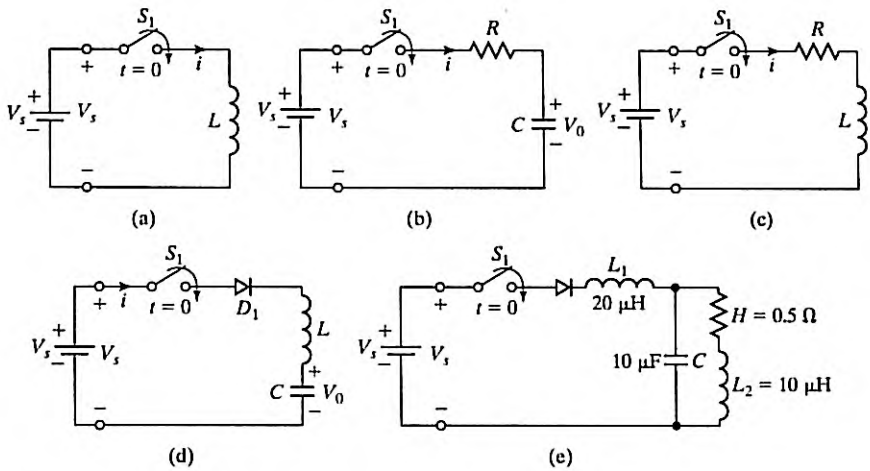


FIGURA P2.28

- 2.29 El circuito de diodo con una carga  $LC$  que se muestra en la figura 2.18a tiene un voltaje inicial  $V_C$  ( $t = 0$ ) = 0, en el capacitor, voltaje de alimentación de cd  $V_S = 110$  V, capacitancia  $C = 10 \mu\text{F}$  e inductancia  $L = 50 \mu\text{H}$ . Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) la corriente pico a través del diodo; (b) el tiempo de conducción del diodo, y (c) el voltaje estable final en el capacitor.
- 2.30 El circuito de segundo grado de la figura 2.20 tiene un voltaje de fuente  $V_s = 220$  V, inductancia  $L = 5$  mH, capacitancia  $C = 10 \mu\text{F}$ , y resistencia  $R = 22 \Omega$ . El voltaje inicial del capacitor es  $V_{C0} = 50$  V. Si el interruptor se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) una expresión para la corriente, y (b) el tiempo de conducción del diodo. (c) Trace una curva de  $i(t)$ .
- 2.31 Repita el ejemplo 2.7 si  $L = 4 \mu\text{H}$ .
- 2.32 Repita el ejemplo 2.7 si  $C = 0.5 \mu\text{F}$ .
- 2.33 Repita el ejemplo 2.7 si  $R = 16 \Omega$ .
- 2.34 En la figura 2.24a la resistencia es insignificante ( $R = 0$ ), el voltaje de fuente es  $V_S = 110$  V (constante de tiempo), y la inductancia de la carga es  $L = 1$  mH. (a) Trace la forma de onda de la corriente si el interruptor  $S_1$  se cierra durante el instante  $t_1 = 100 \mu\text{s}$  y luego se abre. (b) Determine la energía final almacenada en el inductor de la carga  $L$ .
- 2.35 En el circuito de recuperación de energía de la figura 2.26a, la inductancia magnetizante del transformador es  $L_m = 150 \mu\text{H}$ ,  $N_1 = 10$ , y  $N_2 = 200$ . Las inductancias y resistencias de fuga del transformador son insignificantes. El voltaje de fuente es  $V_s = 200$  V y no hay corriente inicial en el circuito. Si el interruptor  $S_1$  se cierra durante el instante  $t_1 = 100 \mu\text{s}$  y luego se abre, determine (a) el voltaje inverso del diodo  $D_1$ ; (b) calcule la corriente pico del primario; (c) calcule la corriente pico en el secundario; (d) determine el tiempo durante el cual el diodo  $D_1$  conduce, y (e) determine la energía suministrada por la fuente.
- 2.36 Repita el ejemplo 2.9 si  $L = 450 \mu\text{H}$ .

- 2.37 Repita el ejemplo 2.9 si  $N_1 = 10$  y  $N_2 = 10$ .
- 2.38 Repita el ejemplo 2.9 si  $N_1 = 10$  y  $N_2 = 1000$ .
- 2.39 En la figura P2.39 se muestra un circuito de diodo donde la corriente de carga fluye por la carga a través del diodo  $D_m$ . Si el interruptor  $S_1$  se cierra en el instante  $t = 0$ , determine (a) expresiones para  $v_c(t)$ ,  $i_c(t)$  e  $i_d(t)$ ; (b) el tiempo  $t_1$  cuando el diodo deja de conducir; (c) el tiempo  $t_q$  cuando el voltaje a través del capacitor se vuelve cero, y (d) el tiempo requerido para recargar el voltaje de suministro  $V_s$ .

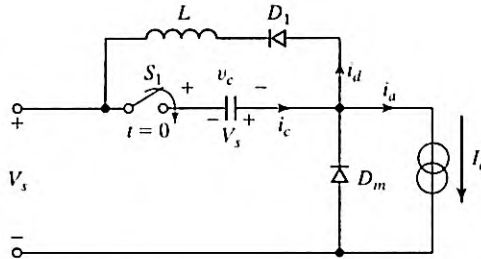


FIGURA P2.39

## C A P Í T U L O 3

# Diodos rectificadores

*Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente*

- Enumerar los tipos de diodos rectificadores, así como sus ventajas y desventajas.
- Explicar el funcionamiento y características de los diodos rectificadores.
- Enumerar y calcular los parámetros de desempeño de los diodos rectificadores.
- Analizar y diseñar circuitos de diodos rectificadores.
- Evaluar el desempeño de diodos rectificadores mediante simulaciones SPICE.
- Determinar los efectos de la inductancia de carga en la corriente que circula a través de la carga.
- Determinar los componentes de Fourier de las salidas del rectificador.
- Diseñar filtros de salida para diodos rectificadores.
- Determinar los efectos de las inductancias de fuente en el voltaje de salida del rectificador.

### *Símbolos y sus significados*

<b>Símbolos</b>	<b>Significado</b>
$I_{D(\text{prom})}; I_{D(\text{rms})}$	Corrientes promedio y rms de diodo, respectivamente
$I_{o(\text{prom})}; I_{o(\text{rms})}$	Corrientes promedio y rms de salida, respectivamente
$I_p; I_s$	Corrientes rms en el primario y secundario de un transformador de entrada, respectivamente
$P_{cd}; P_{ca}$	Potencias de salida de cd y ca, respectivamente
RF; TUF; PF	Factor de rizo de salida, factor de utilización del transformador, y factor de potencia, respectivamente
$v_D(t); i_D(t)$	Voltaje y corriente de diodo instantáneos, respectivamente
$v_s(t); v_o(t); v_r(t)$	Voltajes de alimentación de entrada, salida, y rizo, respectivamente
$V_m; V_{o(\text{prom})}; V_{o(\text{rms})}$	Voltajes de salida pico, promedio, y rms, respectivamente
$V_{r(\text{pp})}; V_{r(\text{p})}; V_{r(\text{rms})}$	Voltajes de salida pico a pico, pico, y rms, respectivamente
$n; V_p; V_s$	Relación de vueltas del transformador, voltaje rms en el primario, y voltaje en el secundario, respectivamente

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Los diodos tienen un amplio uso en rectificadores. Un *rectificador* es un circuito que convierte una señal de ca en una señal unidireccional. Un rectificador es un tipo de convertidor de ca a cd. Un rectificador también puede considerarse como un convertidor de valor absoluto. Si  $v_s$  es un voltaje de entrada de ca, la forma de onda del voltaje de salida  $v_o$  tendría la misma forma, pero la parte negativa aparecerá como un valor positivo. Es decir,  $v_o = |v_s|$ . Dependiendo del tipo de alimentación de entrada, los rectificadores se clasifican en dos tipos: (1) monofásicos y (2) trifásicos. Un rectificador monofásico puede ser de media onda o de onda completa. Un rectificador monofásico de media onda es el tipo más sencillo, pero no se suele utilizar en aplicaciones industriales. En función de su sencillez los diodos se consideran ideales. Por "ideal" queremos decir que el tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$  y la caída de voltaje en sentido directo  $V_D$  son insignificantes. Es decir,  $t_{rr} = 0$  y  $V_D = 0$ .

### 3.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO

Aunque el voltaje de salida del rectificador que se muestra en la figura 3.1a debiera ser idealmente una cd pura, la salida de un rectificador práctico contiene armónicos o rizados, como se muestra en la figura 3.1b. Un rectificador es un procesador de potencia que debe producir un voltaje de salida de cd con una cantidad mínima de contenido de armónicos. Al mismo tiempo, debe mantener la corriente de entrada lo más senoidal posible y en fase con el voltaje de entrada, de modo que el factor de potencia sea casi la unidad. La calidad de procesamiento de la potencia de un rectificador requiere la determinación del contenido de armónicos de la corriente de entrada, el voltaje de salida y la corriente de salida. Podemos utilizar las expansiones en serie de Fourier para determinar el contenido de armónicos de voltajes y corrientes. Por lo común, el desempeño de un rectificador se evalúa en función de los siguientes parámetros:

El valor *promedio* del voltaje de salida (o de carga),  $V_{cd}$

El valor *promedio* de la corriente de salida (o de carga),  $I_{cd}$

La potencia de cd de salida

$$P_{cd} = V_{cd}I_{cd} \tag{3.1}$$

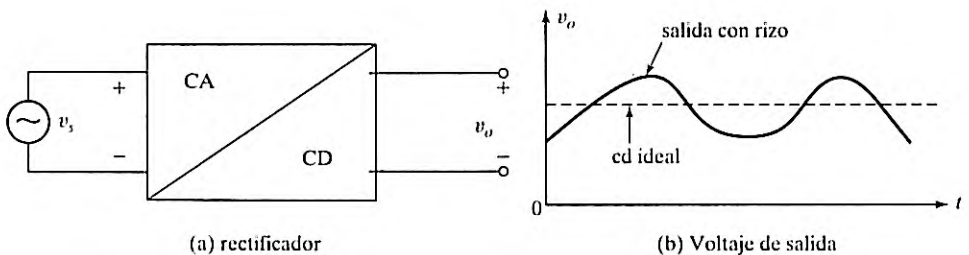


FIGURA 3.1

Relación de entrada y salida de un rectificador.

El valor de la raíz media cuadrática (rms) del voltaje de salida,  $V_{rms}$

El valor rms de la corriente  $I_{rms}$  de salida

La potencia de salida de ca

$$P_{ca} = V_{rms} I_{rms} \quad (3.2)$$

La *eficiencia* (o *relación de rectificación*) de un rectificador, la cual es una cifra de mérito y nos permite comparar la eficacia, se define como

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \quad (3.3)$$

Observemos que  $\eta$  no es la eficiencia de potencia. Es la eficiencia de conversión, la cual mide la calidad de la forma de onda de salida. Para una salida de cd pura, la eficiencia de conversión sería la unidad.

Se puede considerar que el voltaje de salida consta de dos componentes: (1) el valor de cd y (2) el componente de ca o rizo.

El valor *eficaz* (rms) del componente de ca del voltaje de salida es

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \quad (3.4)$$

El *factor de forma*, el cual mide la forma del voltaje de salida, es

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} \quad (3.5)$$

El *factor de rizo*, el cual mide el contenido de rizo, se define como

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \quad (3.6)$$

Sustituyendo la ecuación (3.4) en la ecuación (3.6), el factor de rizo se expresa como

$$(RF) = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (3.7)$$

El *factor de utilización del transformador* se define como

$$(TUF) = \frac{P_{cd}}{V_s I_s} \quad (3.8)$$

donde  $V_s$  e  $I_s$  son el voltaje rms y la corriente rms del secundario del transformador, respectivamente. La potencia de entrada se puede determinar de forma aproximada igualando la potencia de entrada con la potencia de ca de salida. Es decir, el factor de potencia está relacionado por

$$(PF) = \frac{P_{ca}}{V_s I_s} \quad (3.9)$$

El *factor de cresta* (CF), el cual mide la corriente de entrada pico  $I_{s(pico)}$  comparada con su valor rms  $I_s$ , suele ser de interés para especificar las capacidades de corriente pico de dispositivos y componentes. El CF de la corriente de entrada se define como

$$(CF) = \frac{I_{s(pico)}}{I_s} \quad (3.10)$$

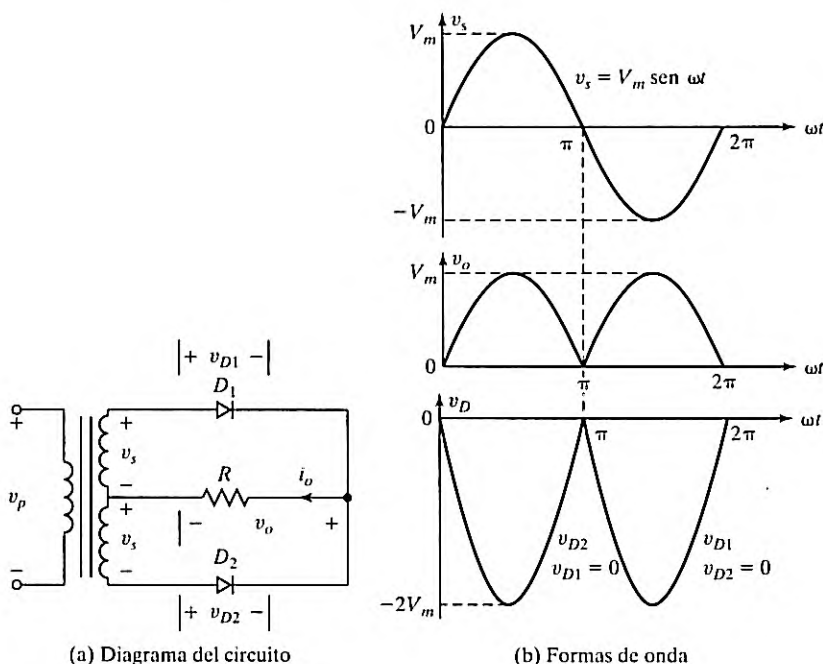
**Puntos clave de la sección 3.2**

- El desempeño de un rectificador que ciertos parámetros miden es deficiente. La corriente a través de la carga se puede hacer continua agregando un inductor y un diodo de conducción libre. El voltaje de salida es discontinuo y contiene armónicos que son múltiplos de la frecuencia de alimentación.

**3.3 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE MEDIA ONDA**

En la figura 3.2a se muestra un circuito rectificador de onda completa con un transformador con derivación central. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el diodo  $D_1$  conduce y el diodo  $D_2$  está en *condición de bloqueo*. El voltaje de entrada aparece a través de la carga. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el diodo  $D_2$  conduce mientras que el diodo  $D_1$  está en *condición de bloqueo*. La parte negativa del voltaje de entrada aparece a través de la carga como un voltaje positivo. En la figura 3.2b se muestra la forma de onda del voltaje de salida a lo largo de un ciclo completo. Como no hay corriente directa que fluya a través del transformador, no hay ningún problema de saturación del núcleo del transformador. El voltaje de salida promedio es

$$V_{cd} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_m \text{sen } \omega t \, dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \tag{3.11}$$



**FIGURA 3.2**  
Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.

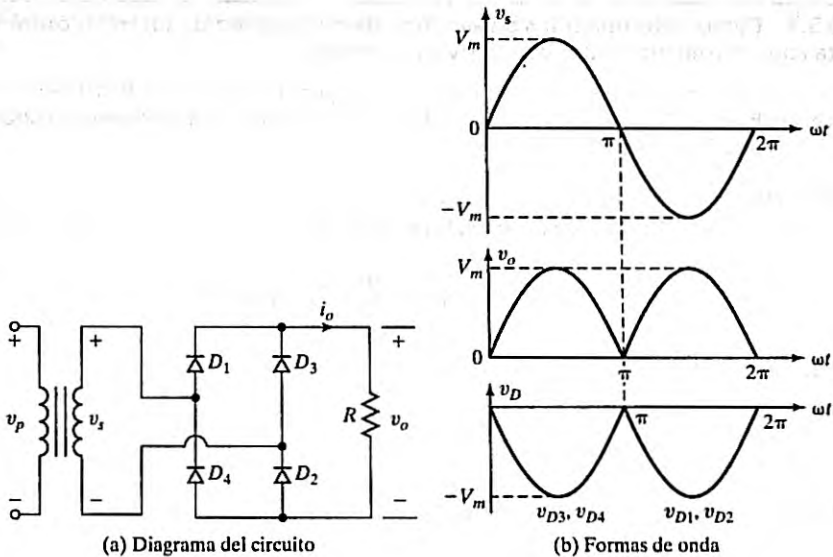


FIGURA 3.3

Rectificador de onda completa.

En lugar de utilizar un transformador con derivación central podríamos utilizar cuatro diodos, como se muestra en la figura 3.3a. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada la potencia se abastece a la carga a través de los diodos  $D_1$  y  $D_2$ . Durante el ciclo negativo los diodos  $D_3$  y  $D_4$  conducen. La forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 3.3b y es similar a la de la figura 3.2b. El voltaje inverso pico de un diodo es sólo  $V_m$ . Este circuito se conoce como *rectificador de onda completa* o *punto rectificador*, y comúnmente se utiliza en aplicaciones industriales [1, 2].

En la tabla 3.1 se enumeran algunas de las ventajas y desventajas de los circuitos de las figuras 3.2 y 3.3.

TABLA 3.1 Ventajas y desventajas de rectificadores en puente y de derivación central

	Ventaja	Desventajas
Transformador con derivación central	<p>Sencillo, sólo dos diodos</p> <p>La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de suministro</p> <p>Proporciona aislamiento eléctrico</p>	<p>Abastecimiento de potencia bajo limitado, menos de 100 W</p> <p>Costo incrementado debido al transformador con derivación central</p> <p>La corriente directa que fluye a través de cada lado del secundario incrementará el costo y el tamaño del transformador</p>
Rectificador en puente o punto rectificador	<p>Adecuado para aplicaciones industriales hasta de 100 kW</p> <p>La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de suministro</p> <p>Sencillo de usar en unidades comercialmente disponibles</p>	<p>La carga no puede conectarse a tierra sin un transformador en el lado de salida</p> <p>Aunque no se requiere un transformador en el lado de entrada para que el rectificador funcione, se suele conectar uno para aislar eléctricamente la carga que proviene de la fuente de suministro</p>

### Ejemplo 3.1 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador de onda completa con un transformador con derivación central

Si el rectificador de la figura 3.2a tiene una carga puramente resistiva  $R$ , determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el TUF; (e) el PIV del diodo  $D_1$ ; (f) el CF de la corriente de entrada, y (g) el factor de potencia de entrada PF.

#### Solución

Con la ecuación (3.11), el voltaje de salida promedio es

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m$$

y la corriente de la carga promedio es

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{0.6366V_m}{R}$$

Los valores rms del voltaje y de la corriente de salida son

$$V_{rms} = \left[ \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_m \sen \omega t)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.1)  $P_{cd} = (0.6366V_m)^2/R$ , y con la ecuación (3.2)  $P_{cd} = (0.707V_m)^2/R$

- Con la ecuación (3.3), la eficiencia  $\eta = (0.6366V_m)^2/(0.707V_m)^2 = 81\%$
- Con la ecuación (3.5), el factor de forma  $FF = 0.707V_m/0.6366V_m = 1.11$
- Con la ecuación 3.7, el factor de rizo  $RF = \sqrt{1.11^2 - 1} = 0.482$  o 48.2%.
- El voltaje rms del secundario del transformador  $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$ . El valor rms de la corriente en el secundario del transformador  $I_s = 0.5V_m/R$ . La capacidad volts-amperes (VA, del inglés *volt-ampere*) del transformador,  $VA = \sqrt{2}V_s I_s = \sqrt{2} \times 0.707V_m \times 0.5V_m/R$ . Con la ecuación (3.8),

$$TUF = \frac{0.6366^2}{\sqrt{2} \times 0.707 \times 0.5} = 0.81064 = 81.06\%$$

- El voltaje de bloqueo inverso pico,  $PIV = 2V_m$
- $I_{s(\text{pico})} = V_m/R$  e  $I_s = 0.707V_m/R$ . El CF de la corriente de entrada es  $CF = I_{s(\text{pico})}/I_s = 1/0.707 = \sqrt{2}$ .
- El PF de entrada para una carga resistiva se calcula con

$$PF = \frac{P_{ca}}{VA} = \frac{0.707^2}{\sqrt{2} \times 0.707 \times 0.5} = 1.0$$

*Nota:*  $1/TUF = 1/0.81064 = 1.136$  significa que el transformador de entrada, si lo hay, debe ser 1.75 veces más grande que cuando se utiliza para suministrar potencia a partir de un voltaje senoidal de ca. El rectificador tiene un RF de 48.2% y una eficiencia de rectificación de 81%.

### Ejemplo 3.2 Cómo determinar la serie de Fourier del voltaje de salida para un rectificador de onda completa

El rectificador de la figura 3.3a tiene una carga  $RL$ . Use el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida  $v_0(t)$ .

#### Solución

El voltaje de salida del rectificador se puede describir por una serie de Fourier (la cual se repasa en el Apéndice E) como sigue

$$v_0(t) = V_{cd} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

donde

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) d(\omega t) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0 \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{-1}{(n-1)(n+1)} \quad \text{con } n = 2, 4, 6, \dots \\ &= 0 \quad \text{con } n = 1, 3, 5, \dots \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0 \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) - 0 \end{aligned}$$

Sustituyendo los valores de  $a_n$  y  $b_n$ , la expresión para el voltaje de salida es

$$v_0(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4V_m}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4V_m}{35\pi} \cos 6\omega t - \dots \quad (3.12)$$

*Nota:* La salida de un rectificador de onda completa contiene sólo armónicos pares y el segundo armónico es el más dominante, y su frecuencia es  $2f$  ( $= 120$  Hz). El voltaje de salida en la ecuación (3.12) se puede derivar mediante una multiplicación de espectro de la función de conmutación, lo cual se explica en el Apéndice C.

#### Puntos clave de la sección 3.3

- Hay dos tipos de rectificadores monofásicos: transformador con derivación central y de puente de diodos. Su desempeño es casi idéntico, excepto que la corriente del secundario a través del transformador con derivación central es unidireccional (cd) y requiere una mayor capacidad de VA (volts-amperes). El tipo de derivación central se utiliza en aplicaciones de menos de 100 W y rectificador con base en puente de diodos se utiliza en aplicaciones que van de 100 W a 100 kW. El voltaje de salida de los rectificadores contiene armónicos cuyas frecuencias son múltiplos de  $2f$  (dos veces la frecuencia de suministro).

### 3.4 RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA CON CARGA RL

Con una carga resistiva, la corriente a través de ésta es idéntica en su forma al voltaje de salida. En la práctica, la mayoría de las cargas son inductivas hasta cierto grado y la corriente a través de la carga depende de su resistencia  $R$  e inductancia  $L$ , como se muestra en la figura 3.4a.

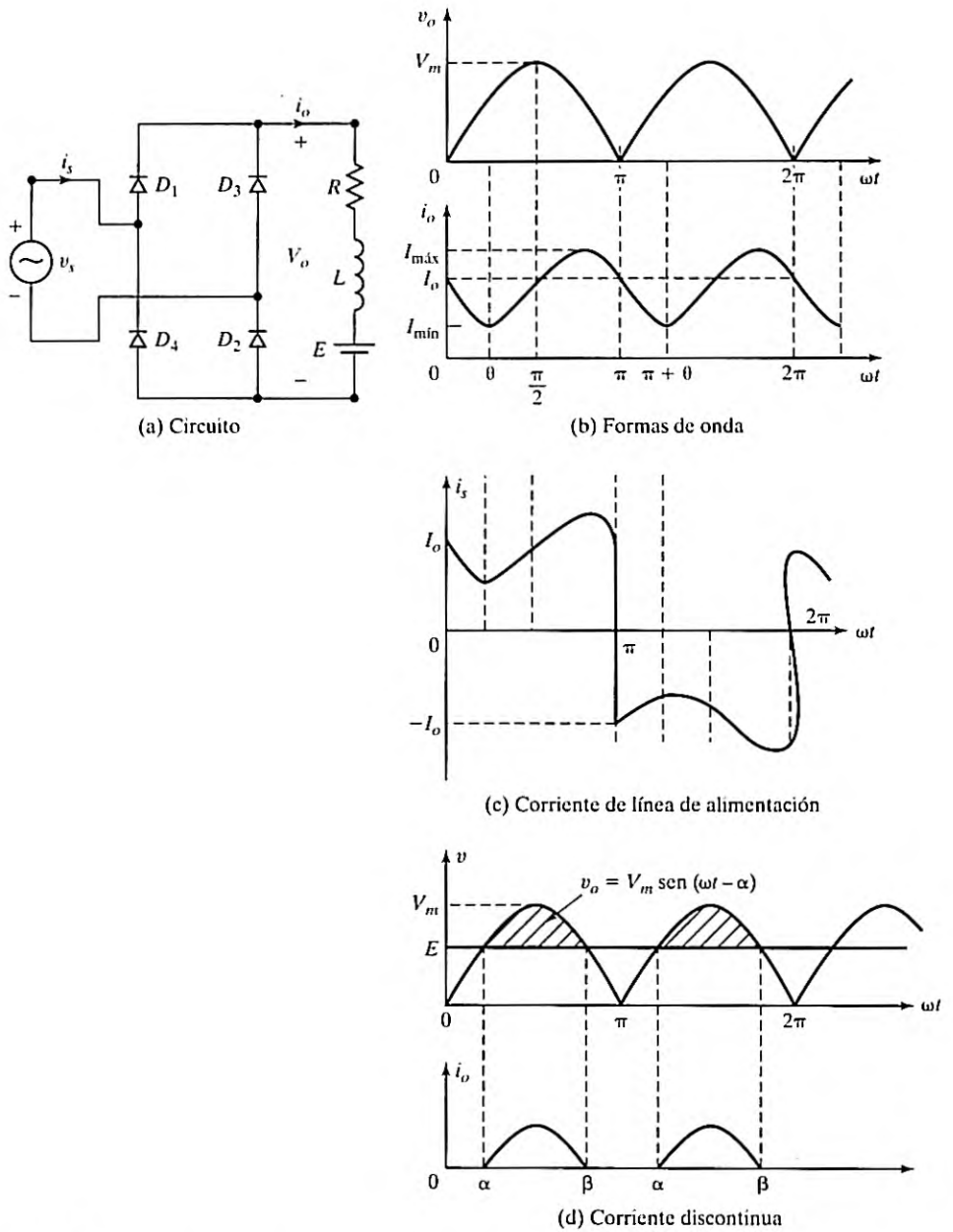


FIGURA 3.4

Rectificador con base en puente de diodos completo con carga  $RL$ .

Se agrega una batería de voltaje  $E$  para desarrollar ecuaciones generalizadas. Si  $v_s = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$  es el voltaje de entrada, la corriente  $i_0$  de la carga se calcula con

$$L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 + E = |\sqrt{2} V_s \sin \omega t| \quad \text{con } i_0 \geq 0$$

cuya solución es

$$i_0 = \left| \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) \right| + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \quad (3.13)$$

donde la impedancia de la carga  $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ , ángulo de impedancia de la carga,  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ , y  $V_s$  es el valor rms del voltaje de entrada.

**Caso 1: Corriente continua.** Lo siguiente se muestra en la figura 3.4b. La constante  $A_1$  en la ecuación (3.13) se puede determinar a partir de la condición: con  $\omega t = \pi$ ,  $i_0 = I_0$ .

$$A_1 = \left( I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin \theta \right) e^{(R/L)(\pi/\omega)}$$

La sustitución de  $A_1$  en la ecuación (3.13) da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) + \left( I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin \theta \right) e^{(R/L)(\pi/\omega - t)} - \frac{E}{R} \quad (3.14)$$

En una condición estable,  $i_0(\omega t = 0) = i_0(\omega t = \pi)$ . Es decir,  $i_0(\omega t = 0) = I_0$ . Aplicando esta condición tenemos el valor de  $I_0$  como

$$I_0 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin \theta \frac{1 + e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{con } I_0 \geq 0 \quad (3.15)$$

la cual, después de sustituir  $I_0$  en la ecuación (3.14) y simplificar, da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \left[ \sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} \sin \theta e^{-(R/L)t} \right] - \frac{E}{R} \quad \text{con } 0 \leq (\omega t - \theta) \leq \pi \text{ e } i_0 \geq 0 \quad (3.16)$$

La corriente rms del diodo se calcula con la ecuación (3.16) como sigue

$$I_{D(\text{rms})} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_0^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

y entonces se puede determinar la corriente rms de salida combinando la corriente rms de cada diodo como sigue

$$I_{o(\text{rms})} = (I_{D(\text{rms})}^2 + I_{D(\text{rms})}^2)^{1/2} = \sqrt{2} I_r$$

La corriente promedio del diodo también se determina con la ecuación (3.16) como sigue

$$I_{D(\text{av})} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_0 d(\omega t)$$

**Caso 2: Corriente discontinua a través de la carga.** Esto se muestra en la figura 3.4d. La corriente fluye a través de la carga sólo durante el periodo  $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ . Definamos  $x = E/V_m = E/\sqrt{2}V_s$  como constante (*emf*) de la batería de carga, llamada *relación de voltaje*. Los diodos comienzan a conducir cuando  $\omega t = \alpha$  dada por

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{E}{V_m} = \text{sen}^{-1}(x)$$

Con  $\omega t = \alpha$ ,  $i_0(\omega t) = 0$  y la ecuación (3.13) da

$$A_1 = \left[ \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

la cual, después de sustituir en la ecuación (3.13), da la corriente de la carga

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\omega t - \theta) + \left[ \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} - \frac{E}{R} \quad (3.17)$$

Con  $\omega t = \beta$ , la corriente decae a cero, e  $i_0(\omega t = \beta) = 0$ . Es decir,

$$\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\beta - \theta) + \left[ \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} - \frac{E}{R} = 0 \quad (3.18)$$

Dividiendo la ecuación (3.18) entre  $\sqrt{2}V_s/Z$ , y sustituyendo  $R/Z = \cos \theta$  y  $\omega L/R = \tan \theta$ , obtenemos

$$\text{sen}(\beta - \theta) + \left( \frac{x}{\cos(\theta)} - \text{sen}(\alpha - \theta) \right) e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan(\theta)}} - \frac{x}{\cos(\theta)} = 0 \quad (3.19)$$

con esta ecuación transcendental se determina  $\beta$  mediante un método de solución iterativo (ensayo y error). Comenzamos con  $\beta = 0$ , e incrementamos su valor en una muy pequeña cantidad hasta que el lado izquierdo de esta ecuación sea cero.

Como ejemplo, se utilizó Mathcad para determinar el valor de  $\beta$  para  $\theta = 30^\circ, 60^\circ$ , y  $x = 0$  a 1. Los resultados se muestran en la tabla 3.2. Conforme  $x$  se incrementa,  $\beta$  se reduce. Con  $x = 1.0$ , los diodos no conducen y no fluye corriente.

La corriente rms del diodo se determina con la ecuación (3.17) como sigue

$$I_{D(\text{rms})} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_0^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

La corriente promedio en el diodo también se determina con la ecuación (3.17) como sigue

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_0 d(\omega t)$$

TABLA 3.2 Variaciones del ángulo  $\beta$  con la relación de voltaje,  $x$

Relación de voltaje, $x$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
$\beta$ para $\theta = 30^\circ$	210	203	197	190	183	175	167	158	147	132	90
$\beta$ para $\theta = 60^\circ$	244	234	225	215	205	194	183	171	157	138	90

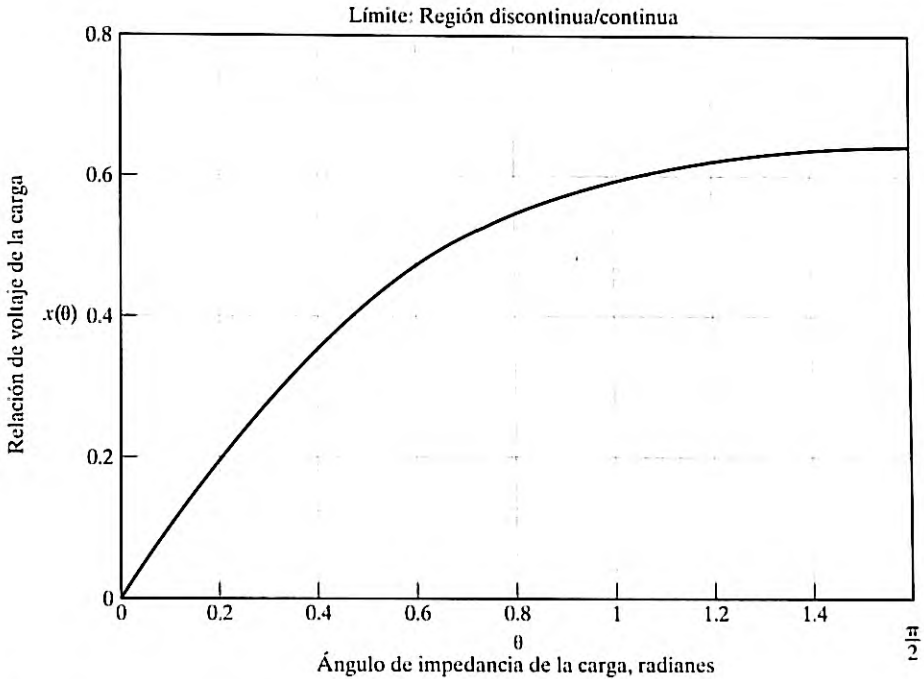


FIGURA 3.5 Límite de las regiones continua y discontinua para un rectificador monofásico.

*Condiciones límite.* La condición para la corriente discontinua se determina estableciendo  $I_0$  igual a cero en la ecuación (3.15).

$$0 = \frac{V_s \sqrt{2}}{Z} \operatorname{sen}(\theta) \left[ \frac{1 + e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)\left(\frac{\pi}{2}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)\left(\frac{\pi}{2}\right)}} \right] - \frac{E}{R}$$

la cual se puede resolver para la relación de voltaje  $x = EI/(\sqrt{2}V_s)$  como

$$x(\theta) = \left[ \frac{1 + e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}} \right] \operatorname{sen}(\theta) \cos(\theta) \tag{3.20}$$

La gráfica de la relación de voltaje  $x$  con el ángulo de impedancia  $\theta$  de la carga se muestra en la figura 3.5. El ángulo  $\theta$  de la carga no puede exceder de  $\pi/2$ . El valor de  $x$  es 63.67% con  $\theta = 1.5567$  rad, 43.65% con  $\theta = 0.52308$  rad ( $30^\circ$ ), y 0% con  $\theta = 0$ .

**Ejemplo 3.3** Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador de onda completa con una carga RL

El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.4a tiene  $L = 6.5$  mH,  $R = 2.5 \Omega$ , y  $E = 10$  V. El voltaje de entrada es  $V_s = 120$  V a 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable  $I_0$  de la carga con  $\omega t = 0$ ; (2) la corriente promedio del diodo  $I_{D(\text{prom})}$ ; (3) la corriente rms  $I_{D(\text{rms})}$  del diodo; (4) la corriente rms de salida  $I_{o(\text{rms})}$ , y (5) el factor de potencia de entrada PF. (b) Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente de salida instantánea  $i_0$ . Suponga que los parámetros del diodo son  $I_S = 2.22\text{E} - 15$ ,  $BV = 1800$  V.

**Solución**

No se sabe si la corriente de la carga es continua o discontinua. Suponga que es continua y prosiga con la solución. Si la suposición no es correcta, la corriente de la carga es cero y entonces considere el caso de una corriente discontinua.

a.  $R = 2.5 \Omega$ ,  $L = 6.5 \text{ mH}$ ,  $f = 60 \text{ Hz}$ ,  $\omega = 2\pi \times 60 = 377 \text{ rad/s}$ ,  $V_s = 120 \text{ V}$ ,  $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 3.5 \omega$ , y  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44.43^\circ$ .

1. La corriente estable de la carga con  $\omega t = 0$ ,  $I_0 = 32.8 \text{ A}$ . Como  $I_0 > 0$ , la corriente es continua y la suposición es correcta.
2. La integración numérica de  $i_0$  en la ecuación (3.16) da la corriente promedio del diodo como  $I_{D(\text{prom})} = 19.61 \text{ A}$ .
3. Por integración numérica de  $i_0^2$  entre los límites  $\omega t = 0$  y  $\pi$ , obtenemos la corriente rms del diodo como  $I_{D(\text{rms})} = 28.5 \text{ A}$ .
4. La corriente rms de salida  $I_{o(\text{rms})} = \sqrt{2}I_r = \sqrt{2} \times 28.50 = 40.3 \text{ A}$ .
5. La potencia de ca de la carga es  $P_{ca} = I_{\text{rms}}^2 R = 40.3^2 \times 2.5 = 4.06 \text{ kW}$ . El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_{ca}}{V_s I_{\text{rms}}} = \frac{4.061 \times 10^{-3}}{120 \times 40.3} = 0.84 \text{ (retraso)}$$

**Notas**

1.  $i_0$  tiene un valor mínimo de 25.2 en  $\omega t = 25.5^\circ$  y un valor máximo de 51.46 A en  $\omega t = 125.5^\circ$ .  $i_0$  se hace 27.41 A en  $\omega t = 0$  y 48.2 A en  $\omega t = 0 + \pi$ . Por consiguiente, el valor mínimo de  $i_0$  ocurre aproximadamente en  $\omega t = 0$ .
2. La acción de conmutación de los diodos hace que las ecuaciones de corriente sean no lineales. Un método numérico de solución de las corrientes de diodo es más eficiente que las técnicas clásicas. Se utiliza un programa Mathcad para determinar  $I_0$ ,  $I_{D(\text{prom})}$  e  $I_{D(\text{rms})}$  mediante integración numérica. Se anima a los estudiantes a verificar los resultados de este ejemplo y apreciar la utilidad de la solución numérica, sobre todo al resolver ecuaciones no lineales de circuitos de diodo.

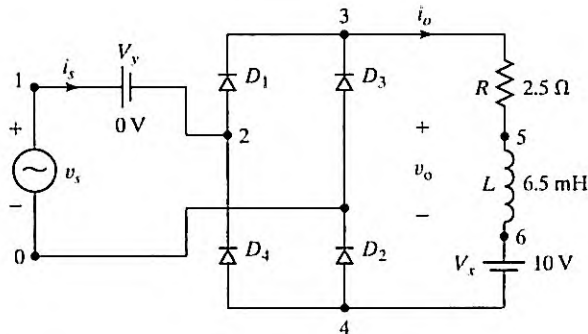


FIGURA 3.6

Rectificador monofásico en configuración de puente de diodos para simulación con PSpice.

- b. En la figura 3.6 se muestra el rectificador monofásico en configuración de puente de diodos para simulación con PSpice. A continuación se aporta la lista del archivo del circuito:

## Ejemplo 3.3 Rectificador monofásico con carga RL

```

VS 1 0 SIN (0 169.7V 60HZ)
L 5 6 6.5MH
R 3 5 2.5
VX 6 4 DC 10V; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
D1 2 3 DMOD ; Modelo de diodo
D2 4 0 DMOD
D3 0 3 DMOD
D4 4 2 DMOD
VY 1 2 0DC
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1800V) ; Parámetros del modelo de diodo
.TRAN 1US 32MS 16.667MS ; Análisis transitorio
.PROBE ; Postprocesador gráfico
.END

```

La figura 3.7 muestra la gráfica generada por PSpice de la corriente  $I_0$  de salida instantánea, la cual da  $I_0 = 31.83$  A, comparada con el valor esperado de 32.8 A. Se utilizó un diodo Dbreak en la simulación con PSpice para especificar los parámetros del diodo.

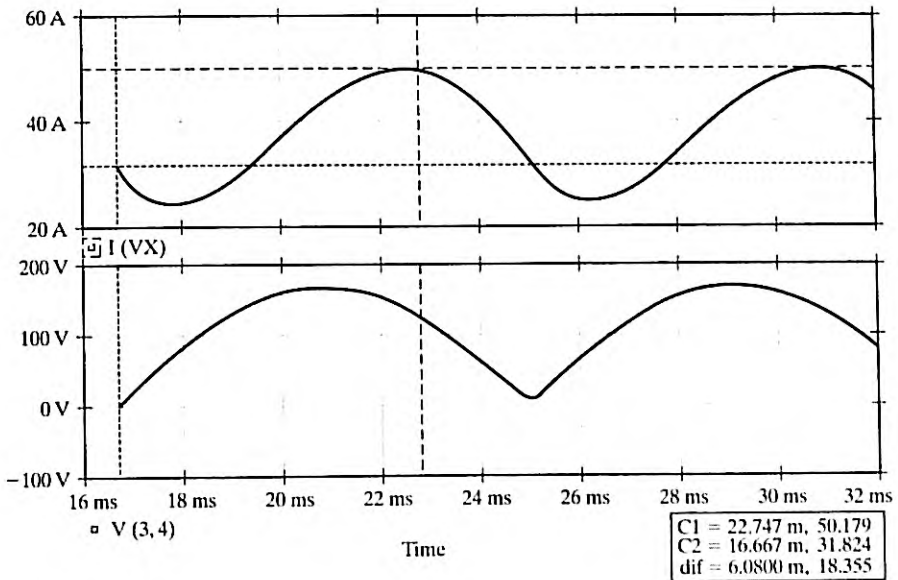


FIGURA 3.7

Gráfica generada por PSpice del ejemplo 3.3

### Puntos clave de la sección 3.4

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de la carga sea continua. Existe un valor crítico del ángulo de impedancia  $\theta$  de la carga para un valor dado de la constante  $x$  de la carga *emf* para mantener continua la corriente de la carga.

## 3.5 RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA CON UNA CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA

Con una carga resistiva, la corriente de entrada del rectificador monofásico será una onda seno. Con una carga de inductor, la corriente de entrada se distorsionará como se muestra en la figura 3.4c. Si la carga es altamente inductiva, su corriente se mantendrá casi constante con una pequeña cantidad de contenido de rizo y la corriente de entrada será como una onda cuadrada. Consideremos las formas de onda de la figura 3.8, donde  $v_s$  es el voltaje senoidal de entrada,  $i_s$  es la corriente instantánea de entrada, e  $i_{s1}$  es su componente fundamental.

Si  $\phi$  es el ángulo entre los componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada,  $\phi$  se conoce como *ángulo de desplazamiento*. El *factor de desplazamiento* se define como

$$DF = \cos \phi \quad (3.21)$$

El *factor armónico* (HF) de la corriente de entrada se define como

$$HF = \left( \frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2} \right)^{1/2} = \left[ \left( \frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \quad (3.22)$$

donde  $I_{s1}$  es el componente fundamental de la corriente de entrada  $I_s$ . Tanto  $I_{s1}$  como  $I_s$  están expresadas en rms. El *factor de potencia* de entrada (PF) se define como

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi \quad (3.23)$$

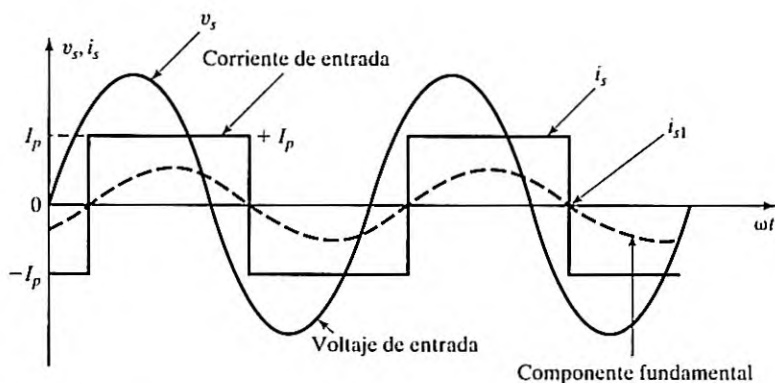


FIGURA 3.8

Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.

*Notas*

1. El HF mide la distorsión de una forma de onda y también se conoce como *distorsión armónica total* (THD)
2. Si la corriente de entrada  $i_s$  es puramente senoidal,  $I_{s1} = I_s$  y el factor de potencia PF es igual al factor de desplazamiento DF. El ángulo de desplazamiento  $\phi$  se convierte en el ángulo de impedancia  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$  para una carga  $RL$ .
3. El factor de desplazamiento DF a menudo se conoce como *factor de potencia de desplazamiento* (DPF).
4. Un rectificador ideal debe tener  $\eta = 100\%$ ,  $V_{ca} = 0$ ,  $RF = 0$ ,  $TUF = 1$ ,  $HF = THD = 0$  y  $PF = DPF = 1$ .

**Ejemplo 3.4** Cómo determinar el factor de potencia de entrada de un rectificador de onda completa

En la figura 3.9a se muestra un rectificador monofásico que abastece a una carga altamente inductiva como un motor de cd. La relación de vueltas del transformador es la unidad. La carga es tal que el motor extrae una corriente  $I_a$  de la armadura sin rizos como se muestra en la figura 3.9b. Determine (a) el HF de la corriente de entrada y (b) el PF de entrada del rectificador.

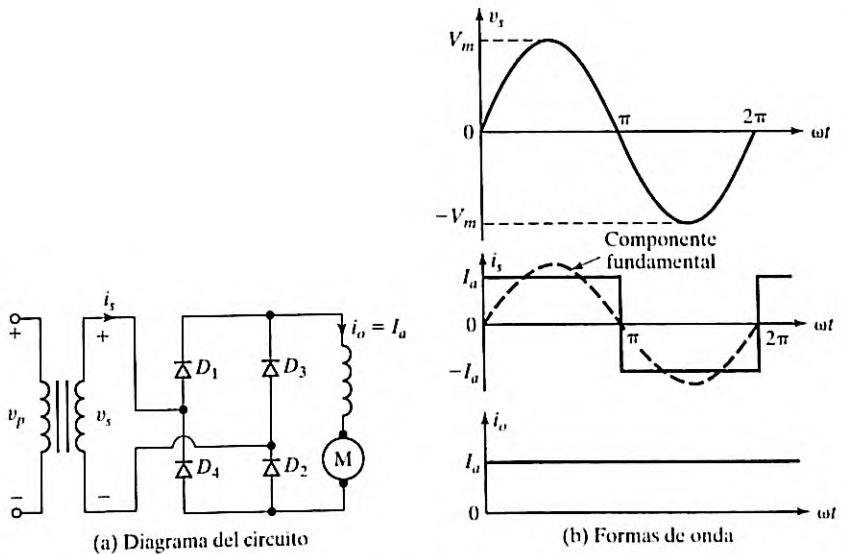


FIGURA 3.9 Rectificador de onda completa con un motor de cd como carga.

**Solución**

Por lo común un motor de cd es altamente inductivo y actúa como filtro al reducir la corriente de rizo de la carga.

- a. En la figura 3.9b se muestran las formas de onda de la corriente y del voltaje de entrada. La corriente de entrada se puede expresar en una serie de Fourier como sigue

$$i_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sen n\omega t)$$

donde

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_a d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_a \cos n\omega t d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sen n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_a \sen n\omega t d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi}$$

Sustituyendo los valores de  $a_n$  y  $b_n$ , la expresión para la corriente de entrada es

$$i_s(t) = \frac{4I_a}{\pi} \left( \frac{\sen \omega t}{1} + \frac{\sen 3\omega t}{3} + \frac{\sen 5\omega t}{5} + \dots \right) \quad (3.24)$$

El valor rms del componente fundamental de la corriente de entrada es

$$I_{s1} = \frac{4I_a}{\pi\sqrt{2}} = 0.90I_a$$

El valor rms de la corriente de entrada es

$$I_s = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_a \left[ 1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{9}\right)^2 + \dots \right]^{1/2} = I_a$$

Con la ecuación (3.22),

$$\text{HF} = \text{THD} = \left[ \left(\frac{1}{0.90}\right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.4843 \text{ o } 48.43\%$$

- b. El ángulo de desplazamiento  $\phi = 0$  y  $\text{DF} = \cos \phi = 1$ . Con la ecuación (3.23), el  $\text{PF} = (I_{s1}/I_s) \cos \phi = 0.90$  (retraso).

### Puntos clave de la sección 3.5

- El factor de potencia de entrada de un rectificador con carga resistiva es  $\text{PF} = 1.0$  y  $\text{PF} = 0.9$  con una carga altamente inductiva. El factor de potencia dependerá de la carga inductiva y de la cantidad de distorsión de la corriente de entrada.

### 3.6 RECTIFICADORES MULTIFÁSICOS EN ESTRELLA

Hemos visto en la ecuación (3.11) que el voltaje de salida promedio que se podría obtener con rectificadores monofásicos de onda completa es  $0.6366V_m$ , los cuales se utilizan en aplicaciones hasta un nivel de potencia de 15 kW. Para salidas de potencia mayores se utilizan rectificadores *trifásicos* y *polifásicos*. La serie de Fourier del voltaje de salida dada por la ecuación (3.12) indica que la salida contiene armónicos y que la frecuencia del *componente fundamental* es dos

veces la frecuencia de la fuente ( $2f$ ). En la práctica es usual utilizar un filtro para reducir el nivel de armónicos en la carga; el tamaño del filtro se reduce al aumentar la frecuencia de los armónicos. Además de la mayor salida de potencia de los rectificadores polifásicos, la frecuencia fundamental de los armónicos también se incrementa y es  $q$  veces la frecuencia de la fuente ( $qf$ ). Este rectificador también se conoce como rectificador en estrella.

El circuito del rectificador de la figura 3.2a se puede ampliar a múltiples fases al tener devanados multifásicos en el secundario del transformador como se muestra en la figura 3.10a. Se puede considerar que este circuito se compone de  $q$  rectificadores monofásicos y de un tipo de media onda. El diodo  $k$ -ésimo conduce durante el periodo en que el voltaje de la fase  $k$ -ésima es más alto que el de otras fases. La figura 3.10b muestra las formas de onda de los voltajes y corrientes. El periodo de conducción de cada diodo es  $2\pi/q$ .

En la figura 3.10b se observa que la corriente que fluye a través del devanado secundario es unidireccional y que contiene un componente de cd. Sólo un devanado secundario conduce corriente durante un tiempo particular, y por consiguiente el primario debe conectarse en delta

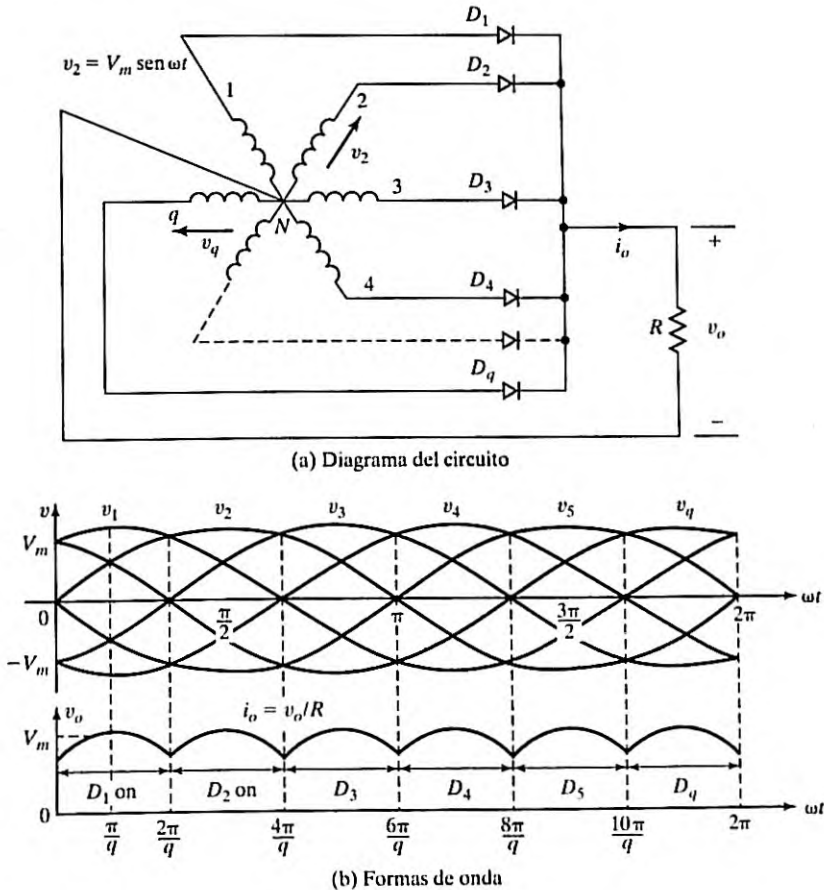


FIGURA 3.10 Rectificadores polifásicos o multifásicos.

para eliminar el componente de cd en el lado de entrada del transformador. Así se minimiza el contenido armónico de la corriente de línea en el primario.

Suponiendo una onda coseno desde  $\pi/q$  hasta  $2\pi/q$ , el voltaje de salida promedio de un rectificador de  $q$  fases está dado por

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi/q} \int_0^{\pi/q} V_m \cos \omega t d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[ \frac{2}{2\pi/q} \int_0^{\pi/q} V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= V_m \left[ \frac{q}{2\pi} \left( \frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{q} \right) \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Si la carga es puramente resistiva, la corriente pico a través de un diodo es  $I_m = V_m/R$  y podemos calcular el valor rms de una corriente de diodo (o corriente en el secundario de un transformador) como

$$\begin{aligned} I_s &= \left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/q} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_m \left[ \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{q} \right) \right]^{1/2} = \frac{V_{rms}}{R} \end{aligned} \quad (3.27)$$

### Ejemplo 3.5 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico en estrella

Un rectificador trifásico en estrella tiene una carga puramente resistiva con  $R$  ohms. Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el factor TUF; (e) el PIV de cada diodo, y (d) la corriente pico a través de un diodo si el rectificador suministra una  $I_{cd} = 30$  A a un voltaje de salida de  $V_{cd} = 140$  V.

#### Solución

Para un rectificador trifásico  $q = 3$  en las ecuaciones (3.25) a (3.27)

- a. Con la ecuación (3.25),  $V_{cd} = 0.827V_m$  e  $I_{cd} = 0.827V_m/R$ . Con la ecuación (3.26),  $V_{rms} = 0.84068V_m$  e  $I_{rms} = 0.84068V_m/R$ . Con la ecuación (3.1),  $P_{cd} = (0.827V_m)^2/R$ ; con la ecuación (3.2),  $P_{ca} = (0.84068V_m)^2/R$ , y con la ecuación (3.3), la eficiencia es

$$\eta = \frac{(0.827V_m)^2}{(0.84068V_m)^2} = 96.77\%$$

- b. Con la ecuación (3.5), el FF =  $0.84068/0.827 = 1.0165$  o 101.65%.

- c. Con la ecuación (3.7), el RF =  $\sqrt{1.0165^2 - 1} = 0.1824 = 18.24\%$ .

- d. El voltaje rms del secundario del transformador,  $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$ . Con la ecuación (3.27), la corriente rms del secundario del transformador es

$$I_s = 0.4854I_m = \frac{0.4854V_m}{R}$$

La capacidad de volts-amperes del transformador para  $q = 3$  es

$$VA = 3V_s I_s = 3 \times 0.707V_m \times \frac{0.4854V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.8)

$$\text{TUF} = \frac{0.827^2}{3 \times 0.707 \times 0.4854} = 0.6643$$

$$\text{PF} = \frac{0.84068^2}{3 \times 0.707 \times 0.4854} = 0.6844$$

- e. El voltaje inverso pico de cada diodo es igual al valor pico del voltaje línea a línea del secundario. Los circuitos trifásicos se repasan en el Apéndice A. El voltaje de línea a línea es  $\sqrt{3}$  veces el voltaje de fase y por consiguiente el PIV =  $\sqrt{3} V_m$ .
- f. La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/q} I_m \cos \omega t d(\omega t) = I_m \frac{1}{\pi} \text{sen} \frac{\pi}{q} \quad (3.28)$$

Para  $q = 3$ ,  $I_{D(\text{prom})} = 0.2757 I_m$ . La corriente promedio a través de cada diodo es  $I_{D(\text{prom})} = 30/3 = 10$  A y ésta da la corriente pico como  $I_m = 10/0.2757 = 36.27$  A.

### Ejemplo 3.6 Cómo determinar la serie de Fourier de un rectificador de $q$ fases

- a. Expresar el voltaje de salida de un rectificador de  $q$  fases de la figura 3.10a en una serie de Fourier.
- b. Si  $q = 6$ ,  $V_m = 170$  V, y la frecuencia de alimentación es  $f = 60$  Hz, determine el valor rms del armónico dominante y su frecuencia.

#### Solución

- a. La figura 3.10b muestra las formas de onda para  $q$  pulsos y la frecuencia de la salida es  $q$  veces el componente fundamental ( $qf$ ). Para determinar las constantes de la serie de Fourier integramos a partir de  $-\pi/q$  a  $\pi/q$  y las constantes son

$$b_n = 0$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_m \cos \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{qV_m}{\pi} \left\{ \frac{\text{sen}[(n-1)\pi/q]}{n-1} + \frac{\text{sen}[(n+1)\pi/q]}{n+1} \right\} \\ &= \frac{qV_m}{\pi} \frac{(n+1) \text{sen}[(n-1)\pi/q] + (n-1) \text{sen}[(n+1)\pi/q]}{n^2 - 1} \end{aligned}$$

Después de simplificar se aplican las siguientes relaciones trigonométricas,

$$\text{sen}(A + B) = \text{sen} A \cos B + \cos A \text{sen} B$$

y

$$\text{sen}(A - B) = \text{sen} A \cos B - \cos A \text{sen} B$$

obtenemos

$$a_n = \frac{2qV_m}{\pi(n^2 - 1)} \left( n \text{sen} \frac{n\pi}{q} \cos \frac{\pi}{q} - \cos \frac{n\pi}{q} \text{sen} \frac{\pi}{q} \right) \quad (3.29)$$

Para un rectificador con  $q$  pulsos por ciclo, los armónicos del voltaje de salida son: el  $q$ -ésimo,  $2q$ -ésimo,  $3q$ -ésimo, y  $4q$ -ésimo, y la ecuación (3.29) es válida para  $n = 0, 1q, 2q, 3q$ . El término  $\text{sen}(n\pi/q) = \text{sen } \pi = 0$  y la ecuación es

$$a_n = \frac{-2qV_m}{\pi(n^2 - 1)} \left( \cos \frac{n\pi}{q} \text{sen } \frac{\pi}{q} \right)$$

El componente de cd se determina con  $n = 0$  y es

$$V_{cd} = \frac{a_0}{2} = V_m \frac{q}{\pi} \text{sen } \frac{\pi}{q} \quad (3.30)$$

la cual es igual a la ecuación (3.25). La serie de Fourier del voltaje de salida  $v_0$  se expresa como

$$v_0(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=q, 2q, \dots}^{\infty} a_n \cos n\omega t$$

Sustituyendo el valor de  $a_n$ , obtenemos

$$v_0 = V_m \frac{q}{\pi} \text{sen } \frac{\pi}{q} \left( 1 - \sum_{n=q, 2q, \dots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{q} \cos n\omega t \right) \quad (3.31)$$

b. Con  $q = 6$ , el voltaje de salida se expresa como

$$v_0(t) = 0.9549V_m \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right) \quad (3.32)$$

El sexto armónico es el dominante. El valor rms de un voltaje senoidal es  $1/\sqrt{2}$  veces su magnitud pico, y el rms del sexto armónico es  $V_{6h} = 0.9549V_m \times 2/(35 \times \sqrt{2}) = 6.56 \text{ V}$  y su frecuencia es  $f_6 = 6f = 360 \text{ Hz}$ .

### Puntos clave de la sección 3.6

- Un rectificador polifásico incrementa la cantidad de componentes de cd y reduce la cantidad de los componentes armónicos. El voltaje de salida de un rectificador de  $q$  fases contiene armónicos cuyas frecuencias son múltiplos de  $q$  ( $q$  veces la frecuencia de alimentación),  $qf$ .

## 3.7 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

Por lo común, un rectificador trifásico se utiliza en aplicaciones de alta potencia y se muestra en la figura 3.11. Éste es un *rectificador de onda completa*. Puede funcionar con o sin transformador y produce rizos de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos se numeran en orden de secuencias de conducción y cada uno conduce durante 120 grados. La secuencia de conducción de los diodos es  $D_1 - D_2, D_3 - D_2, D_3 - D_4, D_5 - D_4, D_5 - D_6$ , y  $D_1 - D_6$ . El par de diodos que están conduciendo son tal que el voltaje en sus terminales es el más positivo y el más negativo. El voltaje de línea a línea es  $\sqrt{3}$  veces el voltaje de fase de una fuente trifásica conectada en Y. La figura 3.12 muestra las formas de onda y los tiempos de conducción de los diodos [4].

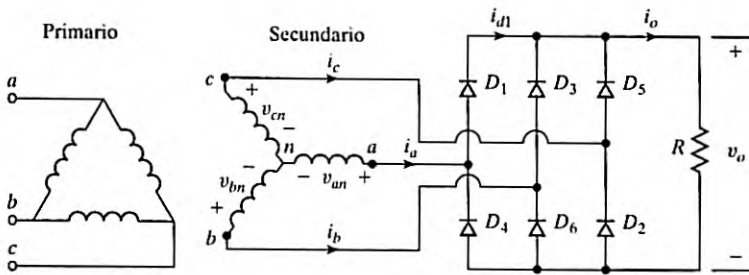


FIGURA 3.11  
Rectificador trifásico .

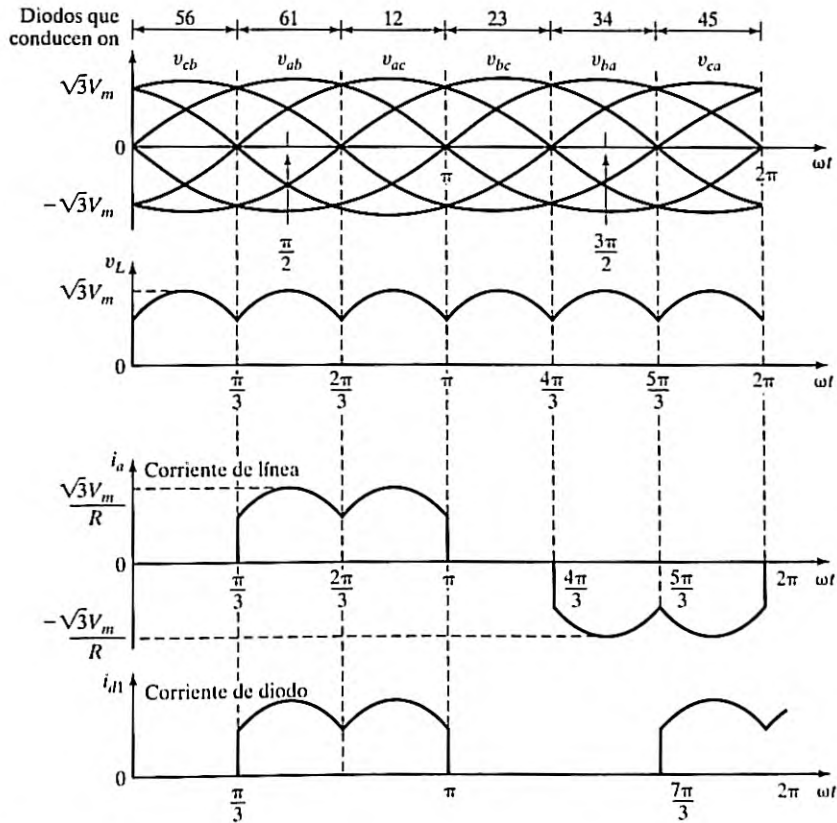


FIGURA 3.12  
Formas de onda y tiempos de conducción de los diodos.

Si  $V_m$  es el valor pico del voltaje de fase, entonces los voltajes de fase instantáneos se describen como sigue

$$v_{an} = V_m \text{sen}(\omega t) \quad v_{bn} = V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad v_{cn} = V_m \text{sen}(\omega t - 240^\circ)$$

Como el voltaje de línea a línea se adelanta  $30^\circ$  al voltaje de fase, los voltajes instantáneos de línea a línea se describen como sigue

$$v_{ab} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad v_{bc} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t - 90^\circ) \\ v_{ca} = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t - 210^\circ)$$

El voltaje de salida promedio se determina como sigue

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t d(\omega t) \\ = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654 V_m \quad (3.33)$$

donde  $V_m$  es el voltaje de fase pico. El voltaje de salida rms es

$$V_{rms} = \left[ \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ = \left( \frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m = 1.6554 V_m \quad (3.34)$$

Si la carga es puramente resistiva, la corriente pico a través de un diodo es  $I_m = \sqrt{3} V_m/R$  y el valor rms de la corriente en el diodo es

$$I_{D(rms)} = \left[ \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ = I_m \left[ \frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \\ = 0.5518 I_m \quad (3.35)$$

y el valor rms de la corriente en el secundario del transformador es,

$$I_s = \left[ \frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ = I_m \left[ \frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \\ = 0.7804 I_m \quad (3.36)$$

donde  $I_m$  es la corriente de línea pico en el secundario.

Para un rectificador trifásico  $q = 6$ , la ecuación (3.32) da el voltaje de salida instantáneo como

$$v_0(t) = 0.9549 V_m \left( 1 + \frac{2}{35} \cos(6\omega t) - \frac{2}{143} \cos(12\omega t) + \dots \right) \quad (3.37)$$

*Nota:* Para incrementar el número de pulsos en los voltajes de salida a 12, se conectan en serie dos rectificadores trifásicos. La entrada a un rectificador es un secundario conectado en Y de un transformador, y la entrada al otro rectificador es un secundario conectado en delta de un transformador.

### Ejemplo 3.7 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico

Un rectificador trifásico tiene una carga resistiva pura  $R$ . Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el TUF; (e) el voltaje inverso pico (PIV) de cada diodo, y (f) la corriente pico a través de un diodo. El rectificador suministra  $I_{cd} = 60$  A a un voltaje de salida de  $V_{cd} = 280.7$  V y la frecuencia de la fuente es 60 Hz.

#### Solución

- a. Con la ecuación (3.33),  $V_{cd} = 1.654V_m$  e  $I_{cd} = 1.654V_m/R$ . Con la ecuación (3.34),  $V_{rms} = 1.6554V_m$  e  $I_{o(rms)} = 1.654V_m/R$ . Con la ecuación (3.1),  $P_{cd} = (1.654V_m)^2/R$ , con la ecuación (3.2),  $P_{ca} = (1.654V_m)^2/R$  y con la ecuación (3.3) la eficiencia es

$$\eta = \frac{(1.654V_m)^2}{(1.6554V_m)^2} = 99.83\%$$

- b. Con la ecuación (3.5) el FF =  $1.6554/1.654 = 1.0008 = 100.08\%$   
 c. Con la ecuación (3.6), el RF =  $\sqrt{1.0008^2 - 1} = 0.04 = 4\%$ .  
 d. Con la ecuación (3.15), el voltaje rms del secundario del transformador es  $V_s = 0.707V_m$ . Con la ecuación (3.36), la corriente rms del secundario del transformador es

$$I_s = 0.7804I_m = 0.7804 \times \sqrt{3} \frac{V_m}{R}$$

La capacidad VA del transformador,

$$VA = 3V_sI_s = 3 \times 0.707V_m \times 0.7804 \times \sqrt{3} \frac{V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.8),

$$TUF = \frac{1.654^2}{3 \times \sqrt{3} \times 0.707 \times 0.7804} = 0.9542$$

El factor de potencia de entrada es

$$PF = \frac{P_{ca}}{VA} = \frac{1.6554^2}{3 \times \sqrt{3} \times 0.707 \times 0.7804} = 0.956 \text{ (retraso)}$$

- e. Con la ecuación (3.33), el voltaje pico de línea a neutro es  $V_m = 280.7/1.654 = 169.7$  V. El voltaje inverso pico de cada diodo es igual al valor pico del voltaje de línea a línea del secundario,  $PIV = \sqrt{3} V_m = \sqrt{3} \times 169.7 = 293.9$  V.  
 f. La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_{D(prom)} = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t d(\omega t) = I_m \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0.3183I_m$$

La corriente promedio a través de cada diodo es  $I_{D(prom)} = 60/3 = 20$  A; por consiguiente, la corriente pico es  $I_m = 20/0.3183 = 62.83$  A.

*Nota:* Este rectificador ofrece desempeños considerablemente mejorados en comparación con los del rectificador polifásico de la figura 3.10 con seis pulsos.

**Puntos clave de la sección 3.7**

- Un rectificador trifásico ha mejorado considerablemente su desempeño en comparación con el de los rectificadores monofásicos.

**3.8 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONECTADO A UNA CARGA RL**

Las ecuaciones derivadas en la sección 3.4 se pueden aplicar para determinar la corriente de la carga de un rectificador trifásico con una carga RL (como se muestra en la figura 3.13). En la figura 3.12 se observa que el voltaje de salida es

$$v_{ab} = \sqrt{2} V_{ab} \text{sen } \omega t \quad \text{para } \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$$

donde  $V_{ab}$  es el voltaje rms de entrada de línea a línea. La corriente en la carga se determina con

$$L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 + E = |\sqrt{2} V_{ab} \text{sen } \omega t| \quad \text{para } i_0 \geq 0$$

cuya solución tiene la forma

$$i_0 = \left| \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \text{sen}(\omega t - \theta) \right| + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3.38}$$

donde la impedancia de la carga  $Z = [R^2 + (\omega L)^2]$  y el ángulo de impedancia de la carga  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ . La constante  $A_1$  en la ecuación (3.38) se determina a partir de la condición: con  $\omega t = \pi/3, i_0 = I_0$ .

$$A_1 = \left[ I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] e^{(R/L)(\pi/3\omega)}$$

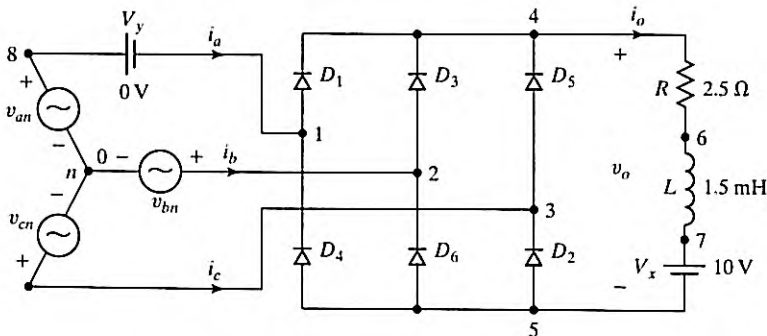


FIGURA 3.13 Rectificador trifásico para simulación con PSpice.

La sustitución de  $A_1$  en la ecuación (3.38) da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \left[ I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] e^{(R/L)(\pi/3\omega - t)} - \frac{E}{R} \quad (3.39)$$

En una condición estable,  $i_0(\omega t = 2\pi/3) = i_0(\omega t = \pi/3)$ . Es decir,  $i_0(\omega t = 2\pi/3) = I_0$ . Aplicando esta condición obtenemos el valor de  $I_0$  como

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab} \operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta) e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_0 \geq 0 \quad (3.40)$$

la cual, después de sustituir en la ecuación (3.39) y simplificar, da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \left[ \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} e^{(R/L)(\pi/3\omega - t)} \right] - \frac{E}{R} \quad \text{para } \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \text{ y } i_0 \geq 0 \quad (3.41)$$

La corriente rms en el diodo se determina con la ecuación (3.41) como

$$I_{D(\text{rms})} = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_0^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

y la corriente rms de salida se determina entonces combinando la corriente rms de cada diodo como

$$I_{o(\text{rms})} = (I_{D1(\text{rms})}^2 + I_{D2(\text{rms})}^2 + I_{D3(\text{rms})}^2)^{1/2} = \sqrt{3} I_r$$

La corriente promedio en el diodo también se determina con la ecuación (3.40) como

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_0 d(\omega t)$$

*Condiciones límite:* La condición de la discontinuidad de corriente se determina anulando la corriente  $I_0$  en la ecuación (3.40)

$$\frac{\sqrt{2}V_{AB}}{Z} \cdot \left[ \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{3\omega}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{3\omega}\right)}} \right] - \frac{E}{R} = 0$$

la cual se puede resolver para la relación de voltaje  $x = E/(\sqrt{2}V_{AB})$  como

$$x(\theta) = \left[ \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) e^{-\left(\frac{R}{\sqrt{2}I_{ms}(\omega)}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{R}{\sqrt{2}I_{ms}(\omega)}\right)}} \right] \cos(\theta) \quad (3.42)$$

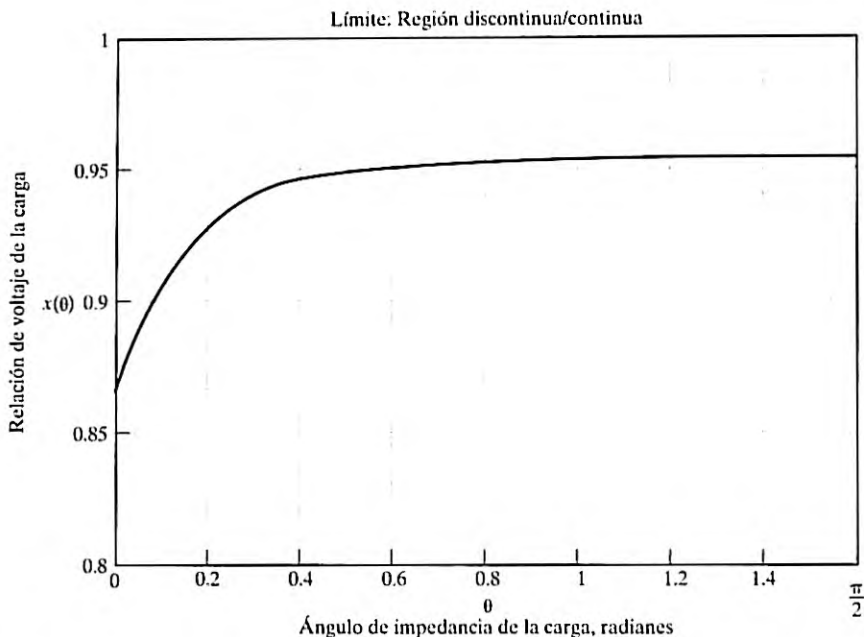


FIGURA 3.14

Límite de las regiones continua y discontinua para un rectificador trifásico.

La gráfica de la relación de voltaje  $x$  en función del ángulo de impedancia  $\theta$  de la carga se muestra en la figura 3.14. El ángulo  $\theta$  de la carga no puede ser mayor que  $\pi/2$ . El valor de  $x$  es de 95.49% con  $\theta = 1.5598$  rad, 95.03% con  $\theta = 0.52308(30^\circ)$  y 86.68% con  $\theta = 0$ .

### Ejemplo 3.8 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico con una carga $RL$

El rectificador trifásico de onda completa de la figura 3.13 tiene una carga  $L = 1.5$  mH,  $R = 2.5$   $\Omega$ , y  $E = 10$  V. El voltaje de entrada de línea a línea es  $V_{ab} = 208$  V, 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable  $I_0$  de la carga con  $\omega t = \pi/3$ ; (2) la corriente promedio en el diodo  $I_{D(\text{prom})}$ ; (3) la corriente rms en el diodo  $I_{D(\text{rms})}$ ; (4) la corriente rms de salida  $I_{o(\text{rms})}$ , y (5) el factor de potencia de entrada PF. (b) Use PSpice para graficar la corriente instantánea de salida  $i_o$ . Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E - 15, BV = 1800 V.

#### Solución

- $R = 2.5$   $\Omega$ ,  $L = 1.5$  mH,  $f = 60$  Hz,  $\omega = 2\pi \times 60 = 377$  rad/s,  $V_{ab} = 208$  V,  $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2.56$   $\Omega$ , y  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74^\circ$ .
- La corriente estable de carga con  $\omega t = \pi/3$ ,  $I_0 = 105.77$  A.
- La integración numérica de  $i_0$  en la ecuación (3.41) da la corriente promedio en el diodo como  $I_{D(\text{prom})} = 36.09$  A. Dado que  $I_0 > 0$ , la corriente de carga es continua.
- Mediante la integración numérica de  $i_0^2$  entre los límites  $\omega t = \pi/3$  y  $2\pi/3$ , obtenemos la corriente rms en el diodo como  $I_{D(\text{rms})} = 62.53$  A.

4. La corriente rms de salida  $I_{D(rms)} = \sqrt{3}I_{o(rms)} = \sqrt{3} \times 62.53 = 108.31$  A.
5. La potencia de ca de la carga es  $P_{ac} = I_{o(rms)}^2 R = 108.31^2 \times 2.5 = 29.3$  kW. El factor de potencia de entrada es

$$PF = \frac{P_{ca}}{3\sqrt{2}V_s I_{D(rms)}} = \frac{29.3 \times 10^3}{3\sqrt{2} \times 120 \times 62.53} = 0.92 \text{ (retraso)}$$

- b. La figura 3.13 muestra el rectificador trifásico para la simulación con PSpice. A continuación se da la lista del archivo del circuito:

---

Ejemplo 3.8 Rectificador trifásico con carga RL

```

VAN  8  0  SIN (0 169.7V 60HZ)
VBN  2  0  SIN (0 169.7V 60HZ 0 0 120DEG)
VCN  3  0  SIN (0 169.7V 60HZ 0 0 240DEG)
L    6  7  1.5MH
R    4  6  2.5
VX   7  5  DC 10V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
VY   8  1  DC 0V  ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
D1   1  4  DMOD                ; Modelo de diodo
D3   2  4  DMOD
D5   3  4  DMOD
D2   5  3  DMOD
D4   5  1  DMOD
D6   5  2  DMOD
.MODEL DMOD D (IS=2.22E-15 BV=1800V) ; Parámetros del modelo de diodo
.TRAN 10US 25MS 16.667MS 10US        ; Análisis transitorio
.PROBE                                 ; Postprocesador gráfico
.options ITL5=0 abstol = 1.000n reltol = .01 vntol = 1.000m
.END

```

---

La figura 3.15 muestra la gráfica generada por PSpice de la corriente instantánea de salida  $i_0$ , la cual da  $I_0 = 104.89$  A, comparada con el valor esperado de 105.77 A. En la simulación con PSpice se utilizó un diodo Dbreak para incluir los parámetros de diodo especificados.

### Puntos clave de la sección 3.8

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de la carga sea continua. El valor crítico de la constante de fuerza electromotriz (emf) de la carga  $x (= E/V_m)$  para un ángulo de impedancia de carga  $\theta$  dado es mayor que el de un rectificador monofásico; es decir,  $x = 86.68\%$  con  $\theta = 0$ .
- Con una carga altamente inductiva, la corriente de entrada de un rectificador se transforma en una onda cuadrada de ca discontinua.
- Por lo común, el rectificador trifásico se utiliza en aplicaciones industriales que van desde 50 kW hasta megawatts. En la tabla 3.3 se presentan las comparaciones de rectificadores monofásicos y trifásicos.

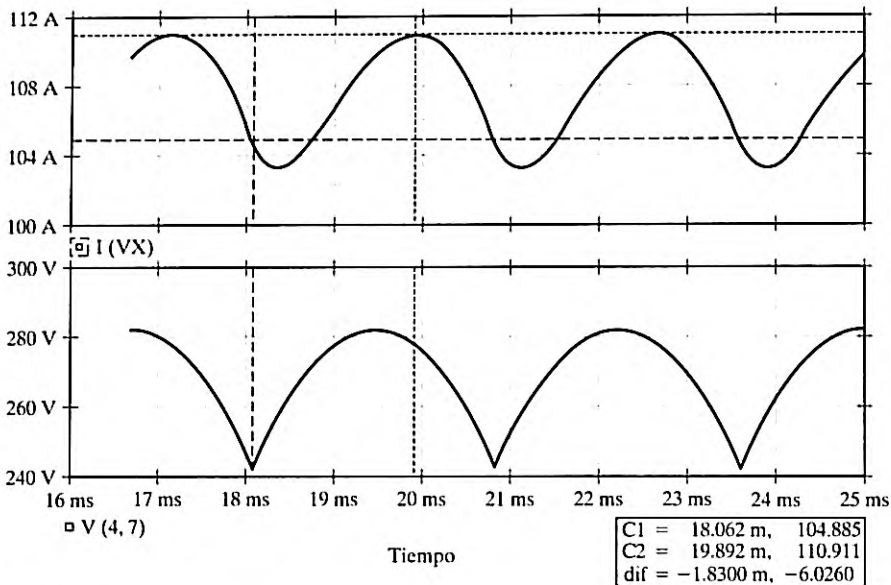


FIGURA 3.15  
Gráfica generada por PSpice para el ejemplo 3.8.

TABLA 3.3 Ventajas y desventajas de los rectificadores monofásicos y trifásicos

	Ventajas	Desventajas
Rectificador trifásico	<p>Produce más voltaje de salida y más salida de potencia, hasta megawatts</p> <p>La frecuencia de rizo es seis veces la frecuencia de alimentación y la salida contiene menos contenido de rizos</p> <p>El factor de potencia de entrada es más alto</p>	<p>La carga no se puede conectar a tierra sin un transformador en el lado de entrada</p> <p>Más costoso, debe utilizarse en aplicaciones que lo requieran</p>
Rectificador monofásico	<p>Adecuado para aplicaciones industriales hasta de 100 kW</p> <p>La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de alimentación</p> <p>Sencillo de usar en unidades comercialmente disponibles</p>	<p>La carga no se puede conectar a tierra sin un transformador en el lado de entrada</p> <p>Aunque no se requiere un transformador en el lado de entrada para que funcione el rectificador, se suele conectar uno para aislar eléctricamente la carga que proviene de la alimentación</p>

### 3.9 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA

Con una carga altamente inductiva, la corriente de la carga de un rectificador trifásico que aparece en la figura 3.11 será continua, con contenido insignificante de rizo.

En la figura 3.12 se muestra la forma de onda de la corriente de línea, la cual es simétrica con un ángulo ( $q = p/6$ ) cuando el voltaje de fase se vuelve cero, no así cuando el voltaje de línea a línea  $v_{ab}$  se vuelve cero. Por consiguiente, para satisfacer la condición de  $f(x + 2\pi) = f(x)$ , la corriente de entrada se describe por

$$i_s(t) = I_a \quad \text{para} \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$$

$$i_s(t) = -I_a \quad \text{para} \quad \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6}$$

la cual se expresa en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sen(n\omega t)) = \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sen(n\omega t + \phi_n)$$

donde los coeficientes son

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_a d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) \right] = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sen(n\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_a \sen(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_a \sen(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

la cual, después de integrarla y simplificarla da  $b_n$  como

$$b_n = \frac{-4I_a}{n\pi} \cos(n\pi) \sen\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sen\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad \text{para} \quad n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para} \quad n = 2, 3, 4, 6, 8, 9, \dots$$

$$c_n = \sqrt{(a_n)^2 + (b_n)^2} = \frac{-4I_a}{n\pi} \cos(n\pi) \sen\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sen\left(\frac{n\pi}{3}\right)$$

$$\phi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right) = 0$$

Por consiguiente, la serie de Fourier de la corriente de entrada está dada por

$$i_s = \frac{4\sqrt{3}I_a}{2\pi} \left( \frac{\sen(\omega t)}{1} - \frac{\sen(5\omega t)}{5} - \frac{\sen(7\omega t)}{7} \right. \\ \left. + \frac{\sen(11\omega t)}{11} + \frac{\sen(13\omega t)}{13} - \frac{\sen(17\omega t)}{17} - \dots \right) \quad (3.43)$$

El valor rms de la corriente de entrada armónica  $n$ -ésima está dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} \sen\frac{n\pi}{3} \quad (3.44)$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0.7797 I_a$$

La corriente rms de entrada

$$I_s = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_a^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a$$

$$\text{HF} = \left[ \left( \frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[ \left( \frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.3108 \text{ o } 31.08\%$$

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos(0) = 1$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(0) = \frac{0.7797}{0.8165} = 0.9549$$

*Nota:* Si comparamos el PF con el del ejemplo 3.7, donde la carga es puramente resistiva, observamos que el PF de entrada depende del ángulo de la carga. Con una carga puramente resistiva,  $\text{PF} = 0.956$ .

### Puntos clave de la sección 3.9

- Con una carga altamente inductiva, la corriente de entrada de un rectificador se transforma en una onda cuadrada de ca. El factor de potencia de entrada de un rectificador trifásico es 0.955, el cual es mayor que 0.9 en un rectificador monofásico.

## 3.10 COMPARACIONES DE DIODOS RECTIFICADORES

El objetivo de un rectificador es producir un voltaje de salida de ca a una potencia de salida de cd dada. Por consiguiente, es más conveniente expresar los parámetros de desempeño en función de  $V_{cd}$  y  $P_{cd}$ . Por ejemplo, la capacidad y relación de vueltas del transformador en un circuito de rectificador son fáciles de determinar si el voltaje rms de entrada al rectificador está en función del voltaje de salida requerido  $V_{cd}$ . En la tabla 3.4 se resumen los parámetros importantes [3]. Debido a sus méritos relativos, por lo común se usan los rectificadores monofásicos y trifásicos.

### Puntos clave de la sección 3.10

- Los rectificadores monofásicos y trifásicos, cuyos méritos son relativos, por lo común se utilizan para conversión de ca a cd.

## 3.11 DISEÑO DE UN CIRCUITO RECTIFICADOR

El diseño de un rectificador conlleva determinar las capacidades de diodos semiconductores. Normalmente, las capacidades de diodos se especifican en función de la corriente promedio, la corriente rms, la corriente pico y el voltaje pico inverso. No existen procedimientos estándar de diseño, aunque se requiere determinar las formas de las corrientes y voltajes del diodo.

TABLA 3.4 Parámetros de desempeño de diodos rectificadores con una carga resistiva

Parámetros de desempeño	Rectificador monofásico con transformador de derivación central	Rectificador monofásico	Rectificador de seis fases en estrella	Rectificador trifásico
Voltaje inverso pico repetitivo, $V_{RRM}$	$3.14V_{cd}$	$1.57V_{cd}$	$2.09V_{cd}$	$1.05V_{cd}$
Voltaje rms de entrada por la pata del transformador, $V_s$	$1.11V_{cd}$	$1.11V_{cd}$	$0.74V_{cd}$	$0.428V_{cd}$
Corriente promedio en el diodo, $I_{D(prom)}$	$0.50I_{cd}$	$0.50I_{cd}$	$0.167I_{cd}$	$0.333I_{cd}$
Corriente pico repetitiva en sentido directo, $I_{FRM}$	$1.57I_{cd}$	$1.57I_{cd}$	$6.28I_{cd}$	$3.14I_{cd}$
Corriente rms en el diodo, $I_{D(rms)}$	$0.785I_{cd}$	$0.785I_{cd}$	$0.409I_{cd}$	$0.579I_{cd}$
Factor de forma de la corriente de diodo, $I_{D(rms)}/I_{D(prom)}$	1.57	1.57	2.45	1.74
Relación de rectificación, $\eta$	0.81	0.81	0.998	0.998
Factor de forma, FF	1.11	1.11	1.0009	1.0009
Factor de rizo, RF	0.482	0.482	0.042	0.042
Capacidad del primario del transformador, VA	$1.23P_{cd}$	$1.23P_{cd}$	$1.28P_{cd}$	$1.05P_{cd}$
Capacidad del secundario del transformador, VA	$1.75P_{cd}$	$1.23P_{cd}$	$1.81P_{cd}$	$1.05P_{cd}$
Frecuencia de rizo de salida, $f_r$	$2f_s$	$2f_s$	$6f_s$	$6f_s$

En las ecuaciones (3.12) y (3.37) observamos que la salida de los rectificadores contiene armónicos. Se pueden utilizar filtros para suavizar el voltaje de cd de salida del rectificador y éstos se conocen como *filtros de cd*. Por lo común los filtros de cd son del tipo  $L$ ,  $C$ , y  $LC$ , como se muestra en la figura 3.16. Debido a la acción de rectificación, la corriente de entrada del rectificador también contiene armónicos y se utiliza un *filtro de ca* para eliminar algunos de los armónicos del sistema de alimentación. El filtro de ca suele ser del tipo  $LC$ , como se muestra en la figura 3.17.

Normalmente, el diseño del filtro requiere determinar las magnitudes y frecuencias de los armónicos. Los pasos implicados en el diseño de rectificadores y filtros se explican con ejemplos.

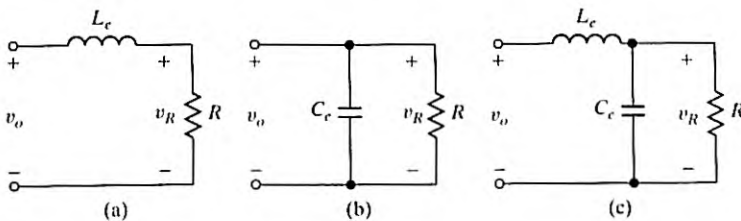


FIGURA 3.16  
Filtros de cd.

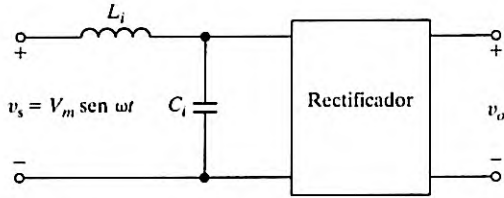


FIGURA 3.17  
Filtros de ca

**Ejemplo 3.9** Cómo determinar las capacidades de diodos a partir de sus corrientes

Un rectificador trifásico alimenta una carga altamente inductiva de tal modo que la corriente promedio a través de la carga es  $I_{cd} = 60$  A y el contenido de rizo es insignificante. Determine las capacidades de los diodos si el voltaje de línea a neutro de la fuente conectada en Y es de 120 V a 60 Hz.

**Solución**

En la figura 3.18 se muestran las corrientes a través de los diodos. La corriente promedio de un diodo es  $I_d = 60/3 = 20$  A. La corriente rms es

$$I_r = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} I_{cd}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_{cd}}{\sqrt{3}} = 34.64 \text{ A}$$

El PIV =  $\sqrt{3} V_m = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 120 = 294$  V.

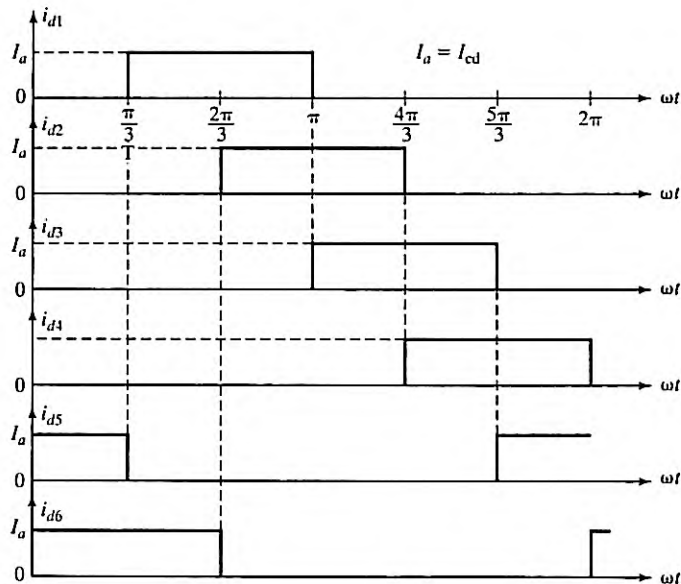


FIGURA 3.18  
Corriente a través de diodos.

*Nota:* El factor de  $\sqrt{2}$  se utiliza para convertir rms en valor pico.

### Ejemplo 3.10 Cómo determinar las corrientes promedio y rms a través de un diodo a partir de las formas de onda

La figura 3.19 muestra la corriente a través de un diodo. Determine (a) la corriente rms y (b) la corriente promedio a través del diodo si  $t_1 = 100 \mu\text{s}$ ,  $t_2 = 350 \mu\text{s}$ ,  $t_3 = 500 \mu\text{s}$ ,  $f = 250 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 5 \text{ kHz}$ ,  $I_m = 450 \text{ A}$ , e  $I_a = 150 \text{ A}$ .

#### Solución

a. El valor, rms se define como

$$I_{D(\text{rms})} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (I_m \text{ sen } \omega_s t)^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} I_a^2 dt \right]^{1/2} \quad (3.45)$$

$$= (I_{D1}^2 + I_{D2}^2)^{1/2}$$

donde  $\omega_s = 2\pi f_s = 31,415.93 \text{ rad/s}$ ,  $t_1 = \pi/\omega_s = 100 \mu\text{s}$  y  $T = 1/f$ .

$$I_{D1(\text{rms})} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (I_m \text{ sen } \omega_s t)^2 dt \right]^{1/2} = I_m \sqrt{\frac{ft_1}{2}} \quad (3.46)$$

$$= 50.31 \text{ A}$$

y

$$I_{D2(\text{rms})} = \left( \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} I_a dt \right)^2 = I_a \sqrt{f(t_3 - t_2)} \quad (3.47)$$

$$= 29.05 \text{ A}$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.46) y (3.47) en la ecuación (3.45), el valor rms es

$$I_{D(\text{rms})} = \left[ \frac{I_m^2 f t_1}{2} + I_a^2 f (t_3 - t_2) \right]^{1/2} \quad (3.48)$$

$$= (50.31^2 + 29.05^2)^{1/2} = 58.09 \text{ A}$$

b. La corriente promedio se calcula a partir de

$$I_{D(\text{prom})} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (I_m \text{ sen } \omega_s t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} I_a dt \right]$$

$$= I_{D1(\text{prom})} + I_{D2(\text{prom})}$$

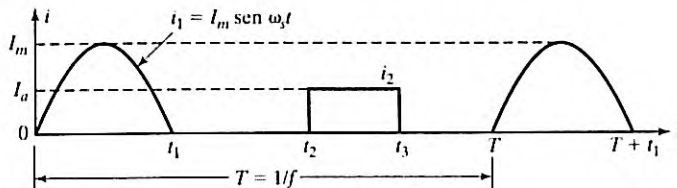


FIGURA 3.19

Forma de onda de corriente.

donde

$$I_{d1} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (I_m \text{sen } \omega_s t) dt = \frac{I_m f}{\pi f_s} \quad (3.49)$$

$$I_{d2} = \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} I_a dt = I_a f(t_3 - t_2) \quad (3.50)$$

Por consiguiente, la corriente promedio es

$$I_{cd} = \frac{I_m f}{\pi f_s} + I_a f(t_3 - t_2) = 7.16 + 5.63 = 12.79 \text{ A}$$

**Ejemplo 3.11** Cómo determinar la inductancia de la carga para limitar el contenido de corriente de rizo

El rectificador monofásico se alimenta de una fuente de 120 V, 60 Hz. La resistencia de la carga es  $R = 500 \Omega$ . Calcule el valor de un inductor en serie  $L$  que limita la corriente de rizo  $I_{ca}$  a menos de 5% de  $I_{cd}$ .

**Solución**

La impedancia de la carga

$$Z = R + j(n\omega L) = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \angle \theta_n \quad (3.51)$$

y

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (3.52)$$

y la corriente instantánea es

$$i_0(t) = I_{cd} - \frac{4V_m}{\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \left[ \frac{1}{3} \cos(2\omega t - \theta_2) + \frac{1}{15} \cos(4\omega t - \theta_4) \dots \right] \quad (3.53)$$

donde

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{2V_m}{\pi R}$$

La ecuación (3.53) da el valor rms de la corriente de rizo como

$$I_{ca}^2 = \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2 [R^2 + (2\omega L)^2]} \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2 [R^2 + (4\omega L)^2]} \left(\frac{1}{15}\right)^2 + \dots$$

Considerando sólo el armónico de menor orden ( $n = 2$ ), tenemos

$$I_{ca} = \frac{4V_m}{\sqrt{2}\pi \sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}} \left(\frac{1}{3}\right)$$

Si se utiliza el valor de  $I_{cd}$  y luego se simplifica, el factor de rizo es

$$RF = \frac{I_{ca}}{I_{cd}} = \frac{0.4714}{\sqrt{1 + (2\omega L/R)^2}} = 0.05$$

Con  $R = 500\Omega$  y  $f = 60$  Hz, el valor de la inductancia se obtiene como  $0.4714^2 = 0.05^2[1 + (4 \times 60 \times \pi L/500)^2]$  y esto da  $L = 6.22$  H.

En la ecuación (3.53) se ve que una inductancia en la carga ofrece una alta impedancia a las corrientes armónicas y actúa como un filtro al reducir los armónicos. Sin embargo, esta inductancia retarda la corriente de carga con respecto al voltaje de entrada, y en el caso del rectificador monofásico de media onda, se requiere un diodo de conducción libre para proporcionar una trayectoria para esta corriente inductiva.

### Ejemplo 3.12 Cómo determinar la capacitancia del filtro para limitar la cantidad de voltaje de rizo de salida

Un rectificador monofásico se abastece de una fuente de 120 V, 60 Hz. La resistencia de la carga es  $R = 500\Omega$ . (a) Diseñe un filtro  $C$  de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea menor que 5%. (b) con el valor del capacitor  $C$  del inciso (a) calcule el voltaje promedio de la carga  $V_{cd}$ .

#### Solución

- a. Cuando el voltaje instantáneo  $v_s$  en la figura 3.20a es mayor que el voltaje instantáneo del capacitor  $v_o$ , los diodos ( $D_1$  y  $D_2$  o  $D_3$  y  $D_4$ ) conducen; entonces el capacitor se carga desde la fuente. Si el voltaje instantáneo de alimentación  $v_s$  cae por debajo del voltaje instantáneo del capacitor  $v_o$ , los diodos ( $D_1$  y  $D_2$  o  $D_3$  y  $D_4$ ) polarizan a la inversa y el capacitor  $C_c$  se descarga a través de la resistencia de la carga  $R_L$ . El voltaje del capacitor  $v_o$  varía entre un valor mínimo  $V_{o(\text{mín})}$  y un valor máximo  $V_{o(\text{máx})}$ , lo cual se muestra en la figura 3.20b.

El voltaje de rizo de salida, el cual es la diferencia entre el voltaje máximo  $V_{o(\text{máx})}$  y el voltaje mínimo  $V_{o(\text{mín})}$ , se puede especificar de diferentes maneras, como se muestra en la tabla 3.5.

Supongamos que  $t_c$  es el tiempo de carga y que  $t_d$  es el tiempo de descarga del capacitor  $C_c$ . El circuito equivalente durante el proceso de carga se muestra en la figura 3.20c. Durante el intervalo de carga, el capacitor se carga desde  $V_{o(\text{mín})}$  hasta  $V_m$ . Supongamos que a un ángulo  $\alpha$  (rad/s), el voltaje de entrada que está cambiando a positivo es igual al voltaje mínimo del capacitor  $V_{o(\text{mín})}$  al final de la descarga del capacitor. Conforme el voltaje de entrada sube senoidalmente desde 0 hasta  $V_m$ , el ángulo  $\alpha$  se puede determinar con

$$V_{o(\text{mín})} = V_m \sin(\alpha) \quad \text{o} \quad \alpha = \sin^{-1}\left(\frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m}\right) \quad (3.54)$$

Al redefinir el origen del tiempo ( $\omega t = 0$ ) a un ángulo  $\pi/2$  como el comienzo del intervalo 1, podemos deducir la corriente de descarga a partir de las descargas exponencialmente del capacitor a través de  $R$ .

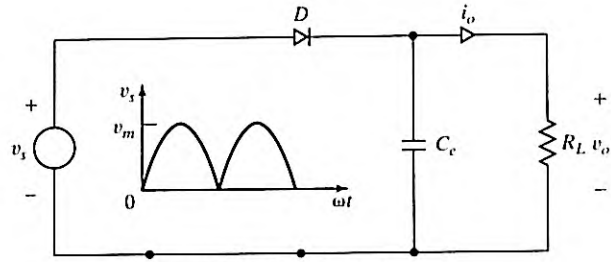
$$\frac{1}{C_c} \int i_o dt - v_c(t=0) + R_L i_o = 0$$

la cual, con una condición inicial de  $v_c(\omega t = 0) = V_m$ , da

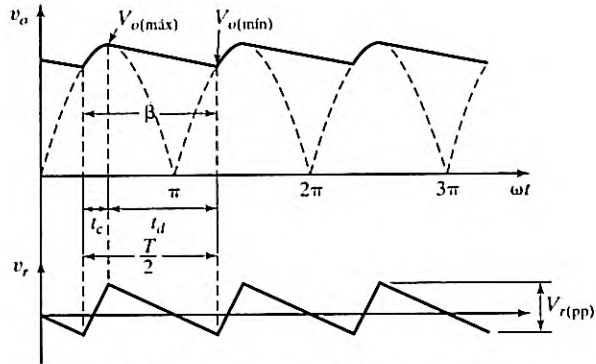
$$i_o = \frac{V_m}{R} e^{-t/R_L C_c} \quad \text{para} \quad 0 \leq t \leq t_d$$

El voltaje de salida instantáneo (o del capacitor)  $v_o$  durante el periodo de descarga se calcula con

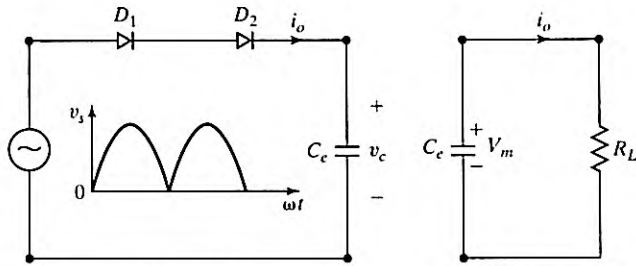
$$v_o(t) = R_L i_o = V_m e^{-t/R_L C_c} \quad (3.55)$$



(a) Modelo del circuito



(b) Formas de onda del rectificador de onda completa



(c) Recarga

(d) Descarga

FIGURA 3.20 Rectificador monofásico con filtro C.

TABLA 3.5 Términos para medir voltaje de rizo de salida

Definición de los términos	Relación
Valor pico del voltaje de salida	$V_{o(máx)} = V_m$
Voltaje de rizo de salida de pico a pico, $V_{r(pp)}$	$V_{r(pp)} = V_{o(máx)} - V_{o(mín)} = V_m - V_{o(mín)}$
Factor de rizo del voltaje de salida	$RF_r = \frac{V_{r(pp)}}{V_m} = \frac{V_m - V_{o(mín)}}{V_m} = 1 - \frac{V_{o(mín)}}{V_m}$
Valor mínimo del voltaje de salida	$V_{o(mín)} = V_m(1 - RF_r)$

La figura 3.20d muestra el circuito equivalente durante la descarga. Podemos determinar el tiempo de descarga  $t_d$  o el ángulo de descarga  $\beta$  (rad/s) como

$$\omega t_d = \beta = \pi/2 + \alpha \quad (3.56)$$

En el instante  $t = t_d$ ,  $v_o(t)$  en la ecuación (3.55) se vuelve igual a  $V_{o(\text{mín})}$  y podemos relacionar  $t_d$  con  $V_{o(\text{mín})}$  mediante

$$v_o(t = t_d) = V_{o(\text{mín})} = V_m e^{-t_d/R_L C_e} \quad (3.57)$$

la cual da el tiempo de descarga  $t_d$  como

$$t_d = R_L C_e \ln \left( \frac{V_m}{V_{o(\text{mín})}} \right) \quad (3.58)$$

Si igualamos  $t_d$  en la ecuación (3.58) para  $t_d$  en la ecuación (3.56), obtenemos

$$\omega R_L C_e \ln \left( \frac{V_m}{V_{o(\text{mín})}} \right) = \pi/2 + \alpha = \pi/2 + \text{sen}^{-1} \left( \frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m} \right) \quad (3.59)$$

Por consiguiente, el filtro de capacitor  $C_e$  se determina con

$$C_e = \frac{\pi/2 + \text{sen}^{-1} \left( \frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m} \right)}{\omega R_L \ln \left( \frac{V_m}{V_{o(\text{mín})}} \right)} \quad (3.60)$$

Redefiniendo el origen del tiempo ( $\omega t = 0$ ) en  $\pi/2$  cuando comienza el intervalo de descarga, podemos determinar el voltaje de salida promedio,  $V_{o(\text{prom})}$  con

$$\begin{aligned} V_{o(\text{prom})} &= \frac{V_m}{\pi} \left[ \int_0^\beta e^{-\frac{\omega t}{R_L C_e}} d(\omega t) + \int_\beta^\pi \cos(\omega t) d(\omega t) \right] \\ &= \frac{V_m}{\pi} \left[ \omega R_L C_e (1 - e^{-\frac{\beta}{\omega R_L C_e}}) + \text{sen } \beta \right] \end{aligned} \quad (3.61)$$

Las ecuaciones anteriores [Ecs. 3.60 y 3.61] para  $C_e$  y  $V_{o(\text{prom})}$  son no lineales. Podemos derivar expresiones simples explícitas para el voltaje de rizo en función del valor del capacitor si suponemos lo siguiente:

- $t_c$  es el tiempo de recarga del capacitor  $C_e$
- $t_d$  es el tiempo de descarga del capacitor  $C_e$

Si suponemos que el tiempo de recarga  $t_c$  es pequeño comparado con el tiempo de descarga  $t_d$ , es decir,  $t_d \gg t_c$ , lo que generalmente es el caso, podemos relacionar  $t_c$  y  $t_d$  con el periodo  $T$  de la alimentación de entrada como

$$t_d = T/2 - t_c \approx T/2 = 1/2f \quad (3.62)$$

Utilizando la expansión en serie de Taylor de  $e^{-x} = 1 - x$  para un valor pequeño de  $x \ll 1$ , la ecuación (3.57) se simplifica como

$$V_{o(\text{mín})} = V_m e^{-t_d/R_L C_e} = V_m \left( 1 - \frac{t_d}{R_L C_e} \right) \quad (3.63)$$

la cual da el voltaje de rizo pico a pico,  $V_{r(pp)}$  como

$$V_{r(pp)} = V_m - V_{o(min)} = V_m \frac{t_d}{R_L C_c} = \frac{V_m}{2fR_L C_c} \quad (3.64)$$

Se puede usar la ecuación (3.64) para determinar el valor del capacitor  $C_c$  con una razonable exactitud para la mayoría de los propósitos prácticos en tanto el factor de rizo esté dentro de 10%. Observamos en la ecuación (3.64) que el voltaje de rizo depende inversamente de la frecuencia de alimentación,  $f$ , de la capacitancia del filtro  $C_c$ , y de la resistencia de la carga,  $R_L$ .

Si suponemos que el voltaje de salida decrece linealmente de  $V_{o(max)} (= V_m)$  a  $V_{o(min)}$  durante el intervalo de descarga, el voltaje de salida promedio se determina aproximadamente a partir de

$$V_{o(prom)} = \frac{V_m + V_{o(min)}}{2} = \frac{1}{2} \left[ V_m + V_m \left( 1 - \frac{t_d}{R_L C_c} \right) \right] \quad (3.65)$$

la cual, después de sustituir  $t_d$ , se escribe como

$$V_{o(prom)} = \frac{1}{2} \left[ V_m + V_m \left( 1 - \frac{1}{R_L 2f C_c} \right) \right] = \frac{V_m}{2} \left[ 2 - \frac{1}{R_L 2f C_c} \right] \quad (3.66)$$

El factor de rizo RF se determina a partir de

$$RF = \frac{V_{r(pp)}/2}{V_{o(prom)}} = \frac{1}{4R_L f C_c - 1} \quad (3.67)$$

Por lo general la fuente de alimentación fija el voltaje de entrada pico,  $V_m$ , y el voltaje mínimo  $V_{o(min)}$  puede hacerse variar desde casi 0 hasta  $V_m$  al variar los valores de  $C_c$ ,  $f$ , y  $R_L$ . Por consiguiente, es posible diseñar un voltaje de salida promedio  $V_{o(cd)}$  en el rango de  $V_m/2$  a  $V_m$ . Podemos determinar el valor del capacitor  $C_c$  para satisfacer tanto un valor específico del voltaje mínimo  $V_{o(min)}$  como el voltaje de salida promedio  $V_{o(prom)}$  de modo que  $V_{o(min)} = (2V_{o(prom)} - V_m)$ .

- a. La ecuación (3.67) se puede despejar con  $C_c$

$$C_c = \frac{1}{4fR} \left( 1 + \frac{1}{RF} \right) = \frac{1}{4 \times 60 \times 500} \left( 1 + \frac{1}{0.05} \right) = 175 \mu\text{F}$$

- b. Con la ecuación (3.66), el voltaje de salida promedio es

$$V_{o(prom)} = \frac{V_m}{2} \left[ 2 - \frac{1}{R_L 2f C_c} \right] = \frac{169}{2} \left[ 2 - \frac{1}{500 \times 2 \times 60 \times C_c} \right] = 153.54 \text{ V}$$

### Ejemplo 3.13 Cómo determinar los valores de un filtro de salida LC para limitar la cantidad del voltaje de rizo de salida

Un filtro  $LC$  como el de la figura 3.16c se utiliza para reducir el contenido de rizado del voltaje de salida de un rectificador monofásico de onda completa. La resistencia de la carga es  $R = 40 \Omega$ , la inductancia de la carga es  $L = 10 \text{ mH}$ , y la frecuencia de la fuente es  $60 \text{ Hz}$  (o  $377 \text{ rad/s}$ ). (a) Determine los valores de  $L_c$  y  $C_c$  de modo que el RF del voltaje de salida sea 10%. (b) Use PSpice para calcular los componentes de Fourier del voltaje de salida  $v_o$ . Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E - 15, BV = 1800 V.

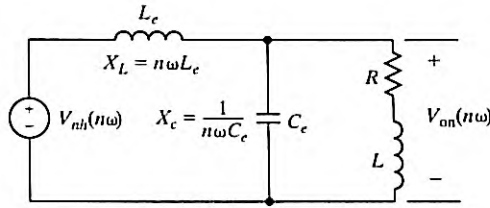


FIGURA 3.21  
Circuito equivalente para los armónicos.

**Solución**

- a. En la figura 3.21 se muestra el circuito equivalente para los armónicos. Para facilitar el paso del  $n$ -ésimo armónico de la corriente de rizo por el filtro de capacitor, la impedancia de la carga debe ser mucho mayor que la del capacitor. Es decir,

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \gg \frac{1}{n\omega C_c}$$

Por lo general, la siguiente relación satisface esta condición

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_c} \tag{3.68}$$

y en esta condición, el efecto de la carga es insignificante. El valor rms del  $n$ -ésimo componente armónico que aparece en la salida se determina con la regla divisora de voltaje y se expresa como

$$V_{on} = \left| \frac{-1/(n\omega C_c)}{(n\omega L_c) - 1/(n\omega C_c)} \right| V_{nh} = \left| \frac{-1}{(n\omega)^2 L_c C_c - 1} \right| V_{nh} \tag{3.69}$$

La cantidad total de voltaje de rizado a causa de todos los armónicos es

$$V_{ca} = \left( \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} \tag{3.70}$$

Para un valor especificado de  $V_{ca}$  y con el valor de  $C_c$  de la ecuación (3.68), se puede calcular el valor de  $L_c$ . Podemos simplificar el cálculo considerando sólo el armónico dominante. Con la ecuación (3.12) vemos que el segundo armónico es el dominante y su valor rms es  $V_{2h} = 4V_m/(3\sqrt{2}\pi)$  y valor de cd,  $V_{cd} = 2V_m/\pi$ .

Con  $n = 2$ , las ecuaciones (3.69) y (3.70) dan

$$V_{ca} = V_{o2} = \left| \frac{-1}{(2\omega)^2 L_c C_c - 1} \right| V_{2h}$$

El valor del filtro de capacitor  $C_c$  se calcula como sigue

$$\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2} = \frac{10}{2\omega C_c}$$

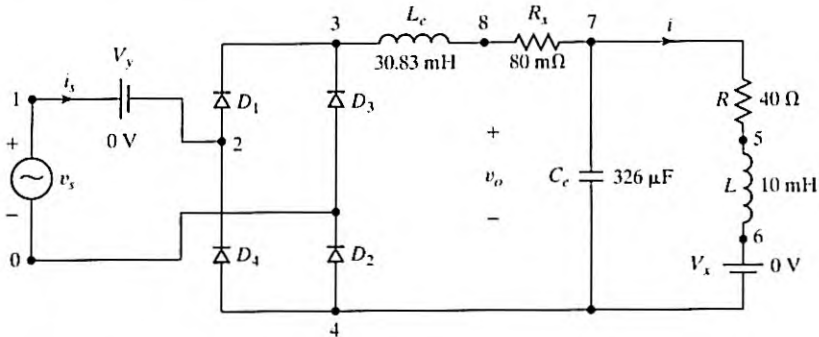


FIGURA 3.22 Rectificador monofásico para simulación con PSpice.

o

$$C_c = \frac{10}{4\pi f \sqrt{R^2 + (4\pi f L)^2}} = 326 \mu\text{F}$$

Según la ecuación (3.6), el RF se define como

$$\text{RF} = \frac{V_{c3}}{V_{cd}} = \frac{V_{o2}}{V_{cd}} = \frac{V_{2h}}{V_{cd} (4\pi f)^2 L_c C_c - 1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \left| \frac{1}{[(4\pi f)^2 L_c C_c - 1]} \right| = 0.1$$

o  $(4\pi f)^2 L_c C_c - 1 = 4.714$  y  $L_c = 30.83 \text{ mH}$ .

- b. En la figura 3.22 se muestra el rectificador monofásico para simulación con PSpice. Se agrega una pequeña resistencia  $R_x$  para evitar problemas de convergencia en PSpice debido a una trayectoria de cd de resistencia cero formada por  $L_c$  y  $C_c$ . A continuación se presenta la lista del archivo del circuito:

Ejemplo 3.13 Rectificador monofásico con filtro LC

VS	1	0	SIN (0 169.7V 60HZ)	
LE	3	8	30.83MH	
CE	7	4	326UF	; Utilizado para converger la solución
RX	8	7	80M	
L	5	6	10MH	
R	7	5	40	
VX	6	4	DC 0V	; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
VY	1	2	DC 0V	; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
D1	2	3	DMOD	; Modelos de diodo
D2	4	0	DMOD	
D3	0	3	DMOD	
D4	4	2	DMOD	

```
.MODEL DMOD D (IS=2.22E-15 BV=1800V) ; Parámetros de modelo de diodo
.TRAN 10US 50MS 33MS 50US ; Análisis transitorio
.FOUR 120HZ V(6,5) ; Análisis de Fourier del voltaje de salida
.options ITL5=0 abstol=1.000u reltol=.05 vntol=0.01m
.END
```

Los resultados de la simulación con PSpice del voltaje de salida V(6,5) son los siguientes:

---

COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA V (6,5)  
 COMPONENTE DE CD = 1.140973E+02

ARMÓNICO NÚM	FRECUENCIA (HZ)	COMPONENTE DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADO	FASE (GRAD)	FASE NORMALIZADA (GRAD)
1	1.200E+02	1.304E+01	1.000E+00	1.038E+02	0.000E+00
2	2.400E+02	6.496E-01	4.981E-02	1.236E+02	1.988E+01
3	3.600E+02	2.277E-01	1.746E-02	9.226E+01	-1.150E+01
4	4.800E+02	1.566E-01	1.201E-02	4.875E+01	-5.501E+01
5	6.000E+02	1.274E-01	9.767E-03	2.232E+01	-8.144E+01
6	7.200E+02	1.020E-01	7.822E-03	8.358E+00	-9.540E+01
7	8.400E+02	8.272E-02	6.343E-03	1.997E+00	-1.018E+02
8	9.600E+02	6.982E-02	5.354E-03	-1.061E+00	-1.048E+02
9	1.080E+03	6.015E-02	4.612E-03	-3.436E+00	-1.072E+02

DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 5.636070E+00 POR CIENTO

---

lo cual verifica el diseño.

---

### Ejemplo 3.14 Cómo determinar los valores de un filtro LC de entrada para limitar la cantidad de rizado en la corriente de entrada

Un filtro LC de entrada como el de la figura 3.17 se utiliza para reducir los armónicos en la corriente de entrada en el rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.9a. La corriente de carga está libre de rizado y su valor promedio es  $I_a$ . Si la frecuencia de alimentación es  $f = 60$  Hz (o 377 rad/s), determine la frecuencia resonante del filtro de modo que la corriente armónica de entrada total se reduzca a 1% del componente fundamental.

#### Solución

La figura 3.23 muestra el circuito equivalente para el  $n$ -ésimo componente armónico. El valor rms del  $n$ -ésimo armónico de la corriente que aparece en la fuente de suministro se obtiene con la regla divisora de corriente,

$$I_n = \left| \frac{1/(n\omega C_i)}{(n\omega L_i - 1/(n\omega C_i))} \right| I_{nh} = \left| \frac{1}{(n\omega)^2 L_i C_i - 1} \right| I_{nh} \quad (3.71)$$

donde  $I_{nh}$  es el valor rms del  $n$ -ésimo armónico de la corriente. La cantidad total de corriente armónica en la línea de alimentación es

$$I_h = \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_n^2 \right)^{1/2}$$

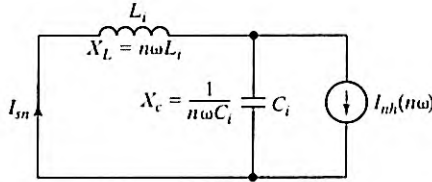


FIGURA 3.23  
Circuito equivalente para corriente armónica.

y el factor armónico de la corriente de entrada (con el filtro) es

$$r = \frac{I_h}{I_{s1}} = \left[ \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left( \frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2 \right]^{1/2} \tag{3.72}$$

Según la ecuación (3.24),  $I_{1h} = 4I_a/\sqrt{2} \pi$  e  $I_{nh} = 4I_a/(\sqrt{2} n\pi)$  para  $n = 3, 5, 7, \dots$ . Con las ecuaciones (3.71) y (3.72), obtenemos

$$r^2 = \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left( \frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2 = \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left| \frac{(\omega^2 L_i C_i - 1)^2}{n^2 [(n\omega)^2 L_i C_i - 1]^2} \right| \tag{3.73}$$

la cual se puede resolver para el valor de  $L_i C_i$ . Para simplificar los cálculos consideramos sólo el tercer armónico,  $3[(3 \times 2 \times \pi \times 60)^2 L_i C_i - 1]/\omega^2 L_i C_i - 1 = 1/0.01 = 100$  o  $L_i C_i = 9.349 \times 10^{-6}$  y la frecuencia del filtro es  $1/\sqrt{L_i C_i} = 327.04$  rad/s, o 52.05 Hz. Suponiendo que  $C_i = 1000 \mu\text{F}$ , obtenemos  $L_i = 9.349$  mH.

*Nota:* El filtro de ca se suele sintonizar con la frecuencia armónica implicada, pero se requiere un cuidadoso diseño para evitar la posibilidad de resonancia con el sistema de potencia. La frecuencia resonante del tercer armónico de la corriente es  $377 \times 3 = 1131$  rad/s.

**Puntos clave de la sección 3.11**

- El diseño de un rectificador requiere determinar las capacidades de los diodos y las capacidades de los componentes de filtro en la entrada y en la salida. Se utiliza un filtro de cd para suavizar el voltaje de salida y un filtro de ca para reducir la cantidad de inyección armónica en la alimentación de entrada.

**3.12 VOLTAJE DE SALIDA CON FILTRO LC**

En la figura 3.24a se muestra el circuito equivalente de un rectificador de onda completa con un filtro LC. Supongamos que el valor de  $C_e$  es muy grande, de modo que su voltaje no contiene rizado con un valor promedio de  $V_{o(cd)}$ .  $L_e$  es la inductancia total, incluyendo la inductancia de la línea o fuente, y por lo general se coloca en la entrada para que actúe como una inductancia de ca en lugar de una bobina de cd.

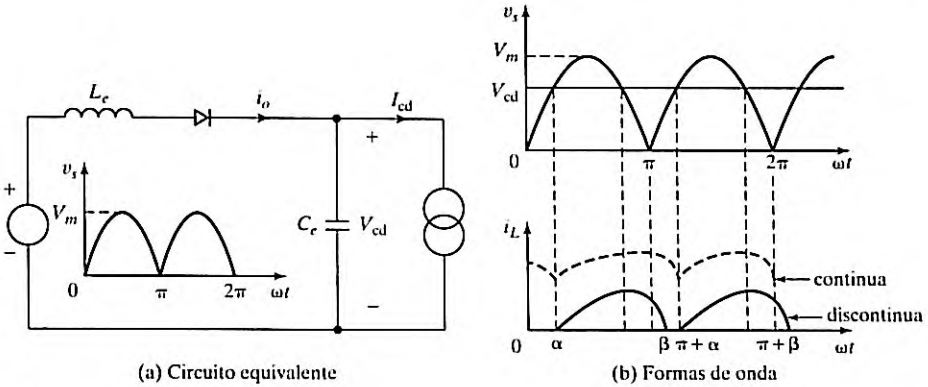


FIGURA 3.24  
Voltaje de salida con filtro LC.

Si  $V_{cd}$  es menor que  $V_m$ , la corriente  $i_0$  comienza a fluir en  $\alpha$ , lo cual está dado por

$$V_{cd} = V_m \operatorname{sen} \alpha$$

Que a su vez da

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \frac{V_{cd}}{V_m} = \operatorname{sen}^{-1} x$$

donde  $x = V_{cd}/V_m$ . La corriente de salida  $I_0$  está dada por

$$L_c \frac{di_L}{dt} = V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd}$$

la cual se puede resolver para  $i_0$ .

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{\omega L_c} \int_{\alpha}^{\omega t} (V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd}) d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\omega L_c} (\cos \alpha - \cos \omega t) - \frac{V_{cd}}{\omega L_c} (\omega t - \alpha) \quad \text{para } \omega t \geq \alpha \end{aligned} \quad (3.74)$$

El valor crítico de  $\omega t = \beta = \pi + \alpha$  en la que la corriente  $i_0$  cae a cero se puede determinar a partir de la condición  $i_0(\omega t = \beta = \pi + \alpha) = 0$ .

La corriente promedio  $I_{cd}$  se calcula como sigue

$$I_{cd} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} i_0(t) d(\omega t)$$

la cual, después de integrarla y simplificarla, da

$$I_{cd} = \frac{V_m}{\omega L_c} \left[ \sqrt{1 - x^2} + x \left( \frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (3.75)$$

Para  $V_{cd} = 0$ , la corriente pico que puede fluir a través del rectificador es  $I_{pk} = V_m/\omega L_e$ . Normalizando  $I_{cd}$  con respecto a  $I_{pk}$ , obtenemos

$$k(x) = \frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.76)$$

Normalizando el valor rms  $I_{rms}$  con respecto a  $I_{pk}$ , obtenemos

$$k_r(x) = \frac{I_{rms}}{I_{pk}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_0(t)^2 d(\omega \cdot t)} \quad (3.77)$$

Puesto que  $\alpha$  depende de la relación de voltaje  $x$ , las ecuaciones (3.75) y (3.76) dependen de  $x$ . La tabla 3.6 muestra los valores de  $k(x)$  y  $k_r(x)$  en función de la relación de voltaje  $x$ .

Como el voltaje promedio del rectificador es  $V_{cd} = 2V_m/\pi$ , la corriente promedio es igual a

$$I_{cd} = \frac{2 V_m}{\pi R}$$

Por consiguiente,

$$\frac{2 V_m}{\pi R} = I_{cd} = I_{pk} k(x) = \frac{V_m}{\omega L_e} \left[ \sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

la cual da el valor crítico de la inductancia  $L_{cr}$  ( $= L_e$ ) para una corriente continua como

$$L_{cr} = \frac{\pi R}{2\omega} \left[ \sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.78)$$

Por consiguiente, para que una corriente continua fluya a través del inductor, el valor de  $L_e$  debe ser mayor que el valor de  $L_{cr}$ . Es decir,

$$L_e > L_{cr} = \frac{\pi R}{2\omega} \left[ \sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.79)$$

**Caso discontinuo.** La corriente es discontinua si  $\omega t = \beta \leq (\pi + \alpha)$ . El ángulo  $\beta$  al cual la corriente es cero se puede determinar si en la ecuación (3.74) se establece a cero. Es decir,

$$\cos(\alpha) - \cos(\beta) - x(\beta - \alpha) = 0$$

la cual en función de  $x$  se escribe como

$$\sqrt{1 - x^2} - x(\beta - \arcsen(x)) = 0 \quad (3.80)$$

### Ejemplo 3.15 Cómo determinar el valor crítico del inductor para que fluya corriente continua a través de la carga

El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3.24a es de 220 V, 60 Hz. (a) Si el voltaje de salida es  $V_{cd} = 100$  V con  $I_{cd} = 10$  A, determine los valores de la inductancia crítica,  $L_{cr}$ ,  $\alpha$ , e  $I_{rms}$ . (b) Si  $I_{cd} = 15$  A y  $L_e = 6.5$  mH, use la tabla 3.6 para determinar los valores de  $V_{cd}$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $I_{rms}$ .

TABLA 3.6 Corriente normalizada a través de la carga

$x$ %	$I_{cd}/I_{pk}$ %	$I_{rms}/I_{pk}$ %	$\alpha$ Grados	$\beta$ Grados
0	100.0	122.47	0	180
5	95.2	115.92	2.87	182.97
10	90.16	109.1	5.74	185.74
15	84.86	102.01	8.63	188.63
20	79.30	94.66	11.54	191.54
25	73.47	87.04	14.48	194.48
30	67.37	79.18	17.46	197.46
35	60.98	71.1	20.49	200.49
40	54.28	62.82	23.58	203.58
45	47.26	54.43	26.74	206.74
50	39.89	46.06	30.00	210.00
55	32.14	38.03	33.37	213.37
60	23.95	31.05	36.87	216.87
65	15.27	26.58	40.54	220.54
70	6.02	26.75	44.27	224.43
72	2.14	28.38	46.05	226.05
72.5	1.15	28.92	46.47	226.47
73	0.15	29.51	46.89	226.89
73.07	0	29.60	46.95	226.95

**Solución**

$$\omega = 2\pi \times 60 = 377 \text{ rad/s}, V_s = 120 \text{ V}, V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7 \text{ V}.$$

- a. Relación de voltaje  $x = V_{cd}/V_m = 100/169.7 = 0.5893 = 58.93\%$ ;  $\alpha = \text{sen}_1^{-1}(x) = 36.87^\circ$ . La ecuación (3.76) da la relación de corriente promedio  $k = I_{cd}/I_{pk} = 0.2575 = 25.75\%$ . Así pues,  $I_{pk} = I_{cd}/k = 10/0.2575 = 38.84 \text{ A}$ . El valor crítico de la inductancia es

$$L_{cr} = \frac{V_m}{\omega I_{pk}} = \frac{169.7}{377 \times 38.84} = 11.59 \text{ mH}$$

La ecuación (3.76) da la relación de corriente rms  $k_r = I_{rms}/I_{pk} = 32.49\%$ . Por consiguiente

$$I_{rms} = k_r I_{pk} = 0.324 \times 38.84 = 12.58 \text{ A}.$$

- b.  $L_c = 6.5 \text{ mH}$ ,  $I_{pk} = V_m/(\omega L_c) = 169.7/(377 \times 6.5 \text{ mH}) = 69.25 \text{ A}$

$$k = \frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \frac{15}{69.25} = 21.66\%$$

Utilizando interpolación lineal obtenemos

$$\begin{aligned} x &= x_n + \frac{(x_{n+1} - x_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n} \\ &= 60 + \frac{(65 - 60)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 61.32\% \\ V_{cd} &= x V_m = 0.6132 \times 169.7 = 104.06 \text{ V} \\ \alpha &= \alpha_n + \frac{(\alpha_{n+1} - \alpha_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= 36.87 + \frac{(40.54 - 36.87)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 37.84^\circ \\
 \beta &= \beta_n + \frac{(\beta_{n+1} - \beta_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n} \\
 &= 216.87 + \frac{(220.54 - 216.87)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 217.85^\circ \\
 k_r &= \frac{I_{\text{rms}}}{I_{\text{pk}}} = k_{r(n)} + \frac{(k_{r(n+1)} - k_{r(n)})(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n} \\
 &= 31.05 + \frac{(26.58 - 31.05)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 29.87\%
 \end{aligned}$$

Por consiguiente,  $I_{\text{rms}} = 0.2987 \times I_{\text{pk}} = 0.2987 \times 69.25 = 20.68 \text{ A}$ .

### Puntos clave de la sección 3.12

- Con un alto valor de la capacitancia  $C_c$  del filtro de salida, el voltaje de salida permanece casi constante. Se requiere un valor mínimo de la inductancia  $L_c$  para mantener una corriente continua. Por lo común, el inductor  $L_c$  se coloca en el lado de entrada para que actúe como un inductor de ca en lugar de una bobina de cd.

### 3.13 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE LA FUENTE Y LA CARGA

En las derivaciones de los voltajes de salida y los criterios de desempeño de rectificadores, se supuso que la fuente no tenía inductancias ni resistencias. Sin embargo, en un transformador y fuente prácticos siempre están presentes y el desempeño de los rectificadores sufre un pequeño cambio. El efecto de la inductancia de la fuente, el cual es más significativo que el de la resistencia, se puede explicar en relación con la figura 3.25a.

El diodo que conduce es el de voltaje más positivo. Consideremos el punto  $\omega t = \pi$  donde los voltajes  $v_{ca}$  y  $v_{bc}$  son iguales, como se muestra en la figura 3.25b. La corriente  $I_{cd}$  sigue fluyendo a través del diodo  $D_1$ . Debido a la inductancia  $L_1$  la corriente no decae a cero de inmediato y la transferencia de corriente no ocurre de forma instantánea. La corriente  $i_{d1}$  decrece y el resultado es un voltaje inducido a través de  $L_1$  de  $+v_{01}$  y el voltaje de salida se vuelve  $v_0 = v_{ca} + v_{01}$ . Al mismo tiempo la corriente a través de  $D_3$ ,  $i_{d3}$  se incrementa desde cero, e induce un voltaje igual a través de  $L_2$  de  $-v_{02}$  y el voltaje de salida se vuelve  $v_{02} = v_{bc} - v_{02}$ . El resultado es que los voltajes en el ánodo de los diodos  $D_1$  y  $D_3$  son iguales y ambos diodos conducen durante un cierto periodo el cual se llama *ángulo de conmutación* (o *traslape*)  $\mu$ . Esta transferencia de corriente de un diodo a otro se llama *conmutación*. La reactancia correspondiente a la inductancia se conoce como *reactancia de conmutación*.

El efecto de este traslape es reducir el voltaje de salida promedio de los convertidores. El voltaje a través de  $L_2$  es

$$v_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \quad (3.81)$$

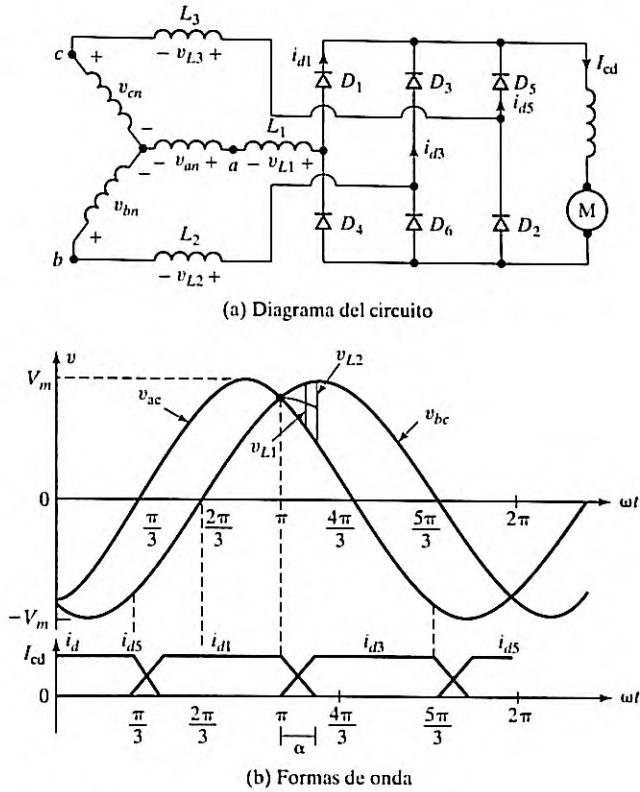


FIGURA 3.25 Rectificador trifásico con inductancias de la fuente.

Suponiendo un incremento lineal de la corriente  $i$  de 0 a  $I_{cd}$  (o una  $di/dt = \Delta i/\Delta t$ ), podemos escribir la ecuación (3.81) como

$$v_{L2} \Delta t = L_2 \Delta i \tag{3.82}$$

y esto se repite seis veces para un rectificador trifásico. Utilizando la ecuación (3.82), la reducción del voltaje promedio debido a las inductancias de conmutación es

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{1}{T} 2(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) \Delta t = 2f(L_1 + L_2 + L_3) \Delta i \\ &= 2f(L_1 + L_2 + L_3) I_{cd} \end{aligned} \tag{3.83}$$

Si todas las inductancias son iguales y  $L_c = L_1 = L_2 = L_3$ , la ecuación (3.83) se escribe como

$$V_x = 6fL_c I_{cd} \tag{3.84}$$

donde  $f$  es la frecuencia de alimentación en hertz

**Ejemplo 3.16** Cómo determinar el efecto de la inductancia de línea en el voltaje de salida de un rectificador

Un rectificador trifásico recibe alimentación de una fuente de alimentación de 208 V 60 Hz conectada en Y. La corriente promedio a través de la carga es de 60 A y su rizado es insignificante. Calcule el porcentaje de reducción del voltaje de salida debido a la conmutación si la inductancia de línea por fase es de 0.5 mH.

**Solución**

$L_c = 0.5 \text{ mH}$ ,  $V_s = 208/\sqrt{3} = 120 \text{ V}$ ,  $f = 60 \text{ Hz}$ ,  $I_{cd} = 60 \text{ A}$ , y  $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7 \text{ V}$ . Con la ecuación (3.33),  $V_{cd} = 1.6554 \times 169.7 = 281.14 \text{ V}$ . La ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de salida.

$$V_x = 6 \times 60 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 60 = 10.8 \text{ V} \quad \text{o} \quad 10.8 \times \frac{100}{280.7} = 3.85\%$$

y el voltaje de salida efectivo es  $(281.14 - 10.8) = 270.38 \text{ V}$ .

**Ejemplo 3.17** Cómo determinar el efecto del tiempo de recuperación del diodo en el voltaje de salida de un rectificador

Los diodos en el rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.3a tienen un tiempo de recuperación inversa de  $t_{rr} = 50 \mu\text{s}$  y el voltaje rms de entrada es  $V_s = 120 \text{ V}$ . Determine el efecto del tiempo de recuperación inversa en el voltaje de salida promedio si la frecuencia de alimentación es (a)  $f_s = 2 \text{ kHz}$  y (b)  $f_s = 60 \text{ Hz}$ .

**Solución**

El tiempo de recuperación inversa afectaría el voltaje de salida del rectificador. En el rectificador de onda completa de la figura 3.3a el diodo  $D_1$  no se bloquea o apaga en  $\omega t = \pi$ ; en vez de ello, sigue conduciendo hasta que  $t = \pi/\omega + t_{rr}$ . Como consecuencia del tiempo de recuperación inversa, el voltaje de salida promedio se reduce y la forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 3.26.

Si el voltaje de entrada es  $v = V_m \text{ sen } \omega t = \sqrt{2} V_s \text{ sen } \omega t$ , la reducción del voltaje de salida promedio es

$$\begin{aligned} V_{rr} &= \frac{2}{T} \int_0^{t_{rr}} V_m \text{ sen } \omega t \, dt = \frac{2V_m}{T} \left[ -\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{t_{rr}} \\ &= \frac{V_m}{\pi} (1 - \cos \omega t_{rr}) \\ V_m &= \sqrt{2} V_s = \sqrt{2} \times 120 = 169.7 \text{ V} \end{aligned} \tag{3.85}$$

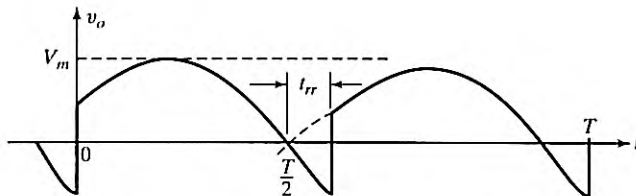


FIGURA 3.26 Efecto del tiempo de recuperación inversa en el voltaje de salida.

Sin tiempo de recuperación inversa, la ecuación (3.11) da el voltaje de salida promedio  $V_{cd} = 0.6366V_m = 108.03 \text{ V}$ .

- a. Con  $t_{rr} = 50 \mu\text{s}$  y  $f_s = 2000 \text{ Hz}$ , la ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de salida promedio como

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr}) \\ = 0.061V_m = 10.3 \text{ V} \quad \text{o} \quad 9.51\% \text{ de } V_{cd}$$

- b. Con  $t_{rr} = 50 \mu\text{s}$  y  $f_s = 60 \text{ Hz}$ , la ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de cd de salida

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr}) = 5.65 \times 10^{-5} V_m \\ = 9.6 \times 10^{-3} \text{ V} \quad \text{o} \quad 8.88 \times 10^{-3}\% \text{ de } V_{cd}$$

*Nota:* El efecto de  $t_{rr}$  es significativo para fuentes de alta frecuencia, y para el caso de una fuente normal de 60 Hz su efecto puede considerarse insignificante.

### Puntos clave de la sección 3.13

- Una fuente de alimentación práctica tiene una reactancia de fuente. En consecuencia, la transferencia de corriente de un diodo a otro no puede ser instantánea. Hay un traslape conocido como ángulo de conmutación, el cual reduce el voltaje de salida efectivo del rectificador. El efecto del tiempo inverso del diodo puede ser significativo para una fuente de alta frecuencia.

## 3.14 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS PARA SELECCIONAR INDUCTORES Y CAPACITORES

Los inductores en el lado de salida conducen corriente de cd. Un inductor de cd (o bloqueador) requiere más flujo y materiales magnéticos en comparación con un inductor de ca. Como resultado, un inductor de cd es más costoso y pesa más.

Los capacitores se utilizan extensamente en electrónica de potencia y aplicaciones de filtrado de ca, filtrado de cd, y almacenamiento de energía. También se incluyen iluminación por descarga de alta intensidad (HID), aplicaciones de alto voltaje, inversores, control de motores, fotoflash, fuentes de potencia, potencia pulsante de alta frecuencia, capacitores RF, memoria flash y montaje superficial. Existen dos tipos de capacitores: tipo ca y tipo cd. Los capacitores comercialmente disponibles se clasifican en cinco categorías [5]: (1) capacitores de película de ca; (2) capacitores de cerámica; (3) capacitores electrolíticos de aluminio; (4) capacitores de tantalio sólidos, y (5) supercapacitores.

### 3.14.1 Capacitores de película de ca

Este tipo de capacitores emplea una película de polipropileno metalizada que proporciona un mecanismo de autorregeneración en el cual una ruptura dieléctrica "evapora" la metalización y aísla esa área del capacitor en microsegundos. Los capacitores de película ofrecen tolerancias de capacitancia ajustadas, corrientes de fuga muy bajas, y pequeños cambios de capacitancia con la temperatura. Estos capacitores presumen de bajas pérdidas donde un factor de disipación muy bajo y una resistencia en serie equivalente (ESR) permiten una densidad de corriente relativamente alta.

Son especialmente adecuados para aplicaciones de ca por su combinación de alta capacitancia y bajo DF que permite altas corrientes de ca. Sin embargo, son de dimensiones y peso relativamente grandes.

Los capacitores de película tienen un amplio uso en aplicaciones de electrónica de potencia incluyendo, pero no limitándose a, acoplamiento de cd, filtrado de cd de salida, como "snubbers" IGBT, y en circuitos de corrección de factor de potencia donde suministran la potencia reactiva de adelanto (KVAR) para corregir la corriente retrasada provocada por cargas inductivas. Donde se requieren corrientes rms y pico muy altas se utilizan electrodos de hoja de aluminio.

### 3.14.2 Capacitores de cerámica

Estos capacitores han llegado a ser capacitores de uso general predominantes, sobre todo en "chips" de tecnología de montaje superficial (SMT) donde su bajo costo los hace atractivos. Con la emergencia de unidades multicapa dieléctricas más delgadas con voltajes nominales de menos de 10 V, se dispone de valores de capacitancia de cientos de microfarads. Esto invade la capacitancia tradicional alta. Los capacitores de cerámica no se polarizan, por lo que se pueden utilizar en aplicaciones de ca.

### 3.14.3 Capacitores electrolíticos de aluminio

Un capacitor electrolítico de aluminio se compone de un elemento capacitor enrollado impregnado con electrolito líquido, conectado a terminales y sellado en una lata. Estos capacitores habitualmente ofrecen valores de capacitancia de 0.1  $\mu\text{F}$  a 3 F y valores de voltaje desde 5 V hasta 750 V. El circuito equivalente que se muestra en la figura 3.27 modela el funcionamiento normal de un capacitor electrolítico de aluminio, así como su comportamiento de sobrevoltaje y voltaje inverso.

La capacitancia  $C$  es la capacitancia equivalente y decrece al incrementarse la frecuencia. La resistencia  $R_s$  es la resistencia en serie equivalente, y decrece al incrementarse la frecuencia y la temperatura. Se incrementa con el voltaje nominal. Los valores típicos van de 10 m $\Omega$  a 1  $\Omega$ , y  $R_s$  es inversamente proporcional a la capacitancia para un voltaje nominal dado. La inductancia  $L_s$  es la inductancia en serie equivalente y es relativamente independiente tanto de la frecuencia como de la temperatura. Los valores típicos van de 10 nH a 200 nH.

$R_p$  es la resistencia en paralelo equivalente y explica la corriente de fuga en el capacitor. Decrece al incrementarse la capacitancia, temperatura, y voltaje, y se incrementa mientras se aplica el voltaje. Los valores típicos son del orden de 100/ $C$  M $\Omega$  con  $C$  en  $\mu\text{F}$ , por ejemplo, un

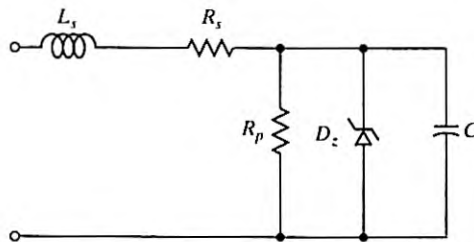


FIGURA 3.27  
Circuito equivalente.

capacitor de 100  $\mu\text{F}$  tendría una  $R_p$  de aproximadamente 1  $\text{M}\Omega$ . El diodo zener D modela el comportamiento de sobrevoltaje y voltaje inverso. La aplicación de un sobrevoltaje del orden de 50 V más allá de la capacidad de picos de voltaje del capacitor provoca alta corriente de fuga.

### 3.14.4 Capacitores de tantalio sólido

Al igual que los capacitores electrolíticos de aluminio, los capacitores de tantalio sólido son dispositivos polares (voltaje inverso máximo de 1 V) con terminales positiva y negativa distintas y se ofrecen en una variedad de estilos. Los valores de capacitancia típicos son de 0.1  $\mu\text{F}$  a 1000  $\mu\text{F}$  y los valores de voltaje van desde 2 V hasta 50 V. Las combinaciones de capacitancia-voltaje máximas típicas son aproximadamente de 22  $\mu\text{F}$  a 50 V para los estilos de conexión alámbrica y de 22  $\mu\text{F}$  a 35 V para los estilos de montaje superficial.

### 3.14.5 Supercapacitores

Los supercapacitores ofrecen valores de capacitancia extremadamente altos (farads) en una amplia variedad de opciones de encapsulado que satisfarán el montaje superficial de bajo perfil a través de orificios y los requerimientos de ensamble de alta densidad. Poseen capacidades ilimitadas de carga y descarga, no requieren reciclaje, una larga duración de 15 años, baja resistencia en serie equivalente, duración extendida de la batería hasta 1.6 veces y altos desempeños con precios bajos. La capacitancia oscila entre 0.22 F y 70 F.

#### Puntos clave de la sección 3.14

- Un inductor de cd tiene un costo más alto y un peso mayor. Hay dos tipos de capacitores: de ca y cd. Los capacitores comercialmente disponibles se pueden clasificar en cinco categorías: (a) capacitores de película de ca; (b) capacitores de cerámica; (c) capacitores electrolíticos de aluminio; (d) capacitores de tantalio sólidos, y (e) supercapacitores.

## RESUMEN

Hay diferentes tipos de rectificadores según las conexiones de los diodos y el transformador de entrada. Los parámetros de desempeño de los rectificadores están definidos y se ha demostrado que su desempeño varía con sus tipos. Los rectificadores generan armónicos en la carga y en la línea de alimentación; estos armónicos se pueden reducir con filtros. Las inductancias de la fuente y de la carga también influyen en el desempeño de los rectificadores.

## REFERENCIAS

- [1] Schaefer, J. (1975). *Rectifier Circuits-Theory and Design*, Nueva York, Wiley & Sons.
- [2] Lee, R.W. (1979). *Power Converter Handbook-Theory Design and Application*. Canadian General Electric, Peterborough, Ontario.
- [3] Lee, Y.S., y M. H. L. Chow. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid, San Diego, CA: Academic Press. Capítulo 10.
- [4] IEEE Standard 597. (1983). *Practices and Requirements for General Purpose Thyristor Drives*, Piscataway, NJ.
- [5] *Capacitors for Power Electronics-Application Guides*. (2011). CDM Cornell Dubilier, Liberty, Carolina del Sur. <http://www.cde.com/catalog/> accesado en noviembre.

### PREGUNTAS DE REPASO

- 3.1 ¿Qué es la relación de vueltas de un transformador?
- 3.2 ¿Qué es un rectificador? ¿Cuál es la diferencia entre un rectificador y un convertidor?
- 3.3 ¿Qué es la condición de bloqueo de un diodo?
- 3.4 ¿Cuáles son los parámetros de desempeño de un rectificador?
- 3.5 ¿Cuál es la importancia del factor de forma de un rectificador?
- 3.6 ¿Cuál es la importancia del factor de rizo de un rectificador?
- 3.7 ¿Qué es la eficiencia de rectificación?
- 3.8 ¿Cuál es la importancia del factor de utilización de un transformador?
- 3.9 ¿Qué es el factor de desplazamiento?
- 3.10 ¿Qué es el factor de potencia de entrada?
- 3.11 ¿Qué es el factor armónico?
- 3.12 ¿Qué es el voltaje de salida de  $v_{cd}$  de un rectificador monofásico de onda completa?
- 3.13 ¿Qué es la frecuencia fundamental del voltaje de salida de un rectificador monofásico de onda completa?
- 3.14 ¿Cuáles son las ventajas de un rectificador trifásico sobre uno monofásico?
- 3.15 ¿Cuáles son las desventajas de un rectificador polifásico de media onda?
- 3.16 ¿Cuáles son las ventajas de un rectificador trifásico sobre uno de seis fases en estrella?
- 3.17 ¿Cuáles son las funciones de los filtros en circuitos rectificadores?
- 3.18 ¿Cuáles son las diferencias entre filtros de  $v_c$  y  $v_{cd}$ ?
- 3.19 ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de fuente en el voltaje de salida de un rectificador?
- 3.20 ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de carga en la salida de un rectificador?
- 3.21 ¿Qué es una conmutación de diodos?
- 3.22 ¿Qué es el ángulo de conmutación de un rectificador?

### PROBLEMAS

- 3.1 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga puramente resistiva  $R = 5 \Omega$ , el voltaje de alimentación pico  $V_m = 170 \text{ V}$ , y la frecuencia de alimentación  $f = 60 \text{ Hz}$ . Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si la inductancia de la fuente es insignificante.
- 3.2 Repita el problema 3.1 si la inductancia de la fuente por fase (incluida la inductancia de fuga del transformador) es  $L_c = 0.5 \text{ mH}$ .
- 3.3 El rectificador de seis fases en estrella de la figura 3.10 tiene una carga puramente resistiva de  $R = 5 \Omega$ , el voltaje pico de alimentación  $V_m = 170 \text{ V}$ , y la frecuencia de alimentación  $f = 60 \text{ Hz}$ . Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si la inductancia de la fuente es insignificante.
- 3.4 Repita el problema 3.3 si la inductancia de fuente por fase (incluida la inductancia de fuga del transformador) es  $L_c = 0.5 \text{ mH}$ .
- 3.5 El rectificador trifásico de la figura 3.11 tiene una carga puramente resistiva de  $R = 40 \Omega$  y se alimenta con una fuente de  $280 \text{ V}$ ,  $60 \text{ Hz}$ . El primario y el secundario del transformador de entrada están conectados en Y. Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si las inductancias de la fuente son insignificantes.
- 3.6 Repita el problema 3.5 si la inductancia de la fuente por fase (incluyendo la inductancia de fuga del transformador) es  $L_c = 0.5 \text{ mH}$ .
- 3.7 Se requiere que el rectificador monofásico de la figura 3.3a suministre un voltaje promedio de  $V_{cd} = 240 \text{ V}$  a una carga resistiva de  $R = 10 \Omega$ . Determine los valores de voltaje y corriente de los diodos y el transformador.
- 3.8 Se requiere que un rectificador trifásico suministre un voltaje promedio de  $V_{cd} = 750 \text{ V}$  con una corriente libre de rizado de  $I_{cd} = 6000 \text{ A}$ . El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Determine los valores del voltaje y corriente de los diodos y el transformador.

- 3.9 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga  $RL$ . Si el voltaje pico de entrada es  $V_m = 170$  V, la frecuencia de alimentación  $f = 60$  Hz y la resistencia de la carga  $R = 10$   $\Omega$ , determine la inductancia de la carga  $L$  para limitar los armónicos de la corriente a través de la carga a 4% del valor promedio  $I_{cd}$ .
- 3.10 El rectificador trifásico en estrella de la figura 3.10a tiene una carga  $RL$ . Si el voltaje pico en el secundario por fase es  $V_m = 170$  V a 60 Hz, y la resistencia de la carga es  $R = 10$   $\Omega$ , determine la inductancia de carga  $L$  para limitar los armónicos de la corriente de carga a 2% del valor promedio  $I_{cd}$ .
- 3.11 El voltaje de la batería que se muestra en la figura P3.11 es  $E = 10$  V y su capacidad es de 200 Wh. La corriente de recarga promedio debe ser  $I_{cd} = 10$  A. El voltaje de entrada al primario es  $V_p = 120$  V, 60 Hz, y la relación de vueltas del transformador es  $h = 2:1$ . Calcule (a) el ángulo de conducción  $\delta$  del diodo; (b) la resistencia  $R$  que limita la corriente; (c) la capacidad de potencia  $P_R$  de  $R$ ; (d) El tiempo de recarga  $h_o$ , en horas; (e) la eficiencia del rectificador  $\eta$ , y (f) el voltaje inverso pico (PIV) del diodo.

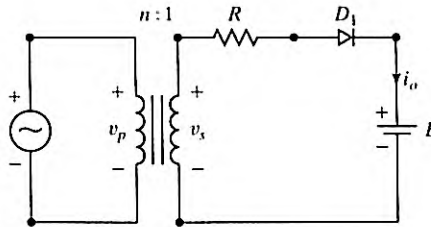


FIGURA P3.11

- 3.12 El voltaje de la batería de la figura P3.11 es  $E = 12$  V y su capacidad son 100 Wh. La corriente de recarga promedio debe ser  $I_{cd} = 5$  A. El voltaje de entrada al primario es  $V_p = 120$  V, 60 Hz, y la relación de vueltas del transformador es  $h = 2:1$ . Calcule (a) el ángulo de conducción  $\delta$  del diodo; (b) la resistencia  $R$  que limita la corriente; (c) la capacidad de potencia  $P_R$  de  $R$ ; (d) el tiempo de recarga  $h_o$ , en horas; (e) la eficiencia del rectificador  $\eta$ , y (f) el PIV del diodo.
- 3.13 El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.4a tiene  $L = 4.5$  mH,  $R = 4$   $\Omega$ , y  $E = 20$  V. El voltaje de entrada es  $V_s = 120$  V a 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable a través de la carga  $I_o$  en  $\omega t = 0$ ; (2) la corriente promedio a través del diodo  $I_{D(\text{prom})}$ ; (3) la corriente rms a través del diodo  $I_{D(\text{rms})}$ , y (4) la corriente rms de salida  $I_{o(\text{rms})}$ . (b) Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente instantánea de salida  $i_o$ . Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E - 15, BV = 1800 V.
- 3.14 El rectificador trifásico de onda completa de la figura 3.11 tiene una carga  $L = 2.5$  mH,  $R = 5$   $\Omega$  y  $E = 20$  V. El voltaje de entrada de línea a línea es  $V_{ab} = 208$  V, 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable a través de la carga  $I_o$  en  $\Omega t = \pi/3$ ; (2) la corriente promedio a través del diodo  $I_{D(\text{prom})}$ ; (3) la corriente rms a través del diodo  $I_{D(\text{rms})}$ , y (4) la corriente rms de salida  $I_{o(\text{rms})}$ . (b) Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente instantánea de salida  $i_o$ . Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E - 15, BV = 1800 V.
- 3.15 Una fuente de 120 V, 60 Hz alimenta el rectificador monofásico de la figura 3.3a. La resistencia de la carga es  $R_L = 140$   $\Omega$ . (a) Diseñe un filtro C de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea menor que 5%. (b) Con el valor del capacitor  $C_r$  del inciso (a), calcule el voltaje promedio a través de la carga,  $V_{cd}$ .

3.16 Repita el problema 3.15 para el rectificador monofásico de onda completa de la figura P3.16.

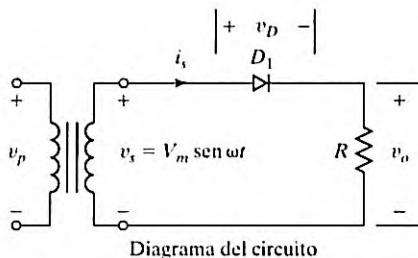


FIGURA P3.16

- 3.17 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.16 tiene una carga puramente resistiva  $R$ . Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) El RF; (d) el TUF; (e) el PIV del diodo; (f) el CF de la corriente de entrada, y (g) el PF de entrada. Suponga  $V_m = 100$  V.
- 3.18 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.16 está conectado a una fuente de 60 Hz. Exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier.
- 3.19 El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3.20a es de 120 V, 60 Hz. (a) Si el voltaje de salida de cd es  $V_{cd} = 48$  V con  $I_{cd} = 20$  A, determine los valores de inductancia  $L_c$ ,  $\alpha$  e  $I_{rms}$ . (b) Si  $I_{cd} = 15$  A y  $L_c = 6.5$  mH, use la tabla 3.6 para calcular los valores de  $V_{cd}$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $I_{rms}$ .
- 3.20 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga resistiva  $R$  y a través de ella se conecta un capacitor  $C$ . La corriente promedio a través de la carga es  $I_{cd}$ . Suponiendo que el tiempo de recarga del capacitor es insignificante comparado con el tiempo de descarga, determine los armónicos del voltaje rms de salida,  $V_{ca}$ .
- 3.21 El filtro  $LC$  que se muestra en la figura 3.16c se utiliza para reducir el contenido de rizo del voltaje de salida de un rectificador de seis fases en estrella. La resistencia de la carga es  $R = 10$   $\Omega$ , la inductancia de la carga es  $L = 5$  mH, y la frecuencia de la fuente es de 60 Hz. Determine los parámetros de filtro  $L_c$  y  $C_c$  de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea 5%.
- 3.22 El rectificador trifásico de la figura 3.13 tiene una carga  $RL$  y se alimenta con una fuente conectada en Y. (a) Use el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida  $v_o(t)$  y la corriente en la carga  $i_o(t)$ . (b) Si el voltaje de fase pico es  $V_m = 170$  V a 60 Hz y la resistencia de la carga es  $R = 200$   $\Omega$ , determine la inductancia de la carga  $L$  para limitar la corriente de rizo a 2% del valor promedio  $I_{cd}$ .
- 3.23 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.23 tiene un diodo de conducción libre y una corriente a través de la carga promedio libre de rizo de  $I_a$ . (a) Trace las formas de onda de las corrientes en  $D_1$ ,  $D_m$  y en el primario del transformador; (b) exprese la corriente en el primario

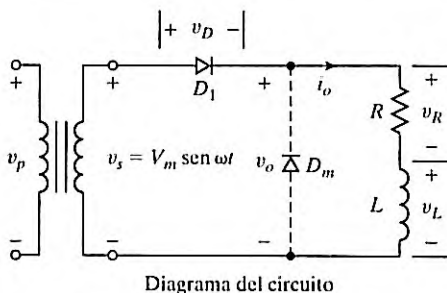


FIGURA P3.23

como serie de Fourier, y (c) determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada al rectificador. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador.

- 3.24** El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.2a tiene una corriente en la carga promedio libre de rizo de  $I_a$ . (a) Trace las formas de onda de las corrientes en  $D_1$ ,  $D_2$  y en el primario del transformador; (b) exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y (c) determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada al rectificador. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador.
- 3.25** El rectificador polifásico en estrella de la figura 3.10a tiene tres pulsos y suministra una corriente promedio a través de la carga libre de rizado de  $I_a$ . El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. (a) Trace las formas de onda de las corrientes en  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y en el primario del transformador; (b) exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y (c) determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.
- 3.26** Repita el problema 3.25 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y.
- 3.27** El rectificador polifásico en estrella de la figura 3.10a tiene seis pulsos y suministra una corriente promedio a través de la carga libre de rizado de  $I_a$ . El primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. (a) Trace las formas de onda de las corrientes en  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y en el primario del transformador; (b) exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y (c) determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.
- 3.28** El rectificador trifásico de la figura 3.11 suministra una corriente a través de la carga libre de rizado de  $I_a$ . El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. (a) Trace las formas de onda de las corrientes en  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y de la corriente de fase en el secundario del transformador; (b) exprese la corriente de fase en el secundario como una serie de Fourier, y (c) determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.
- 3.29** Repita el problema 3.28 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y.
- 3.30** Repita el problema 3.28 si el primario y el secundario del transformador están conectados en delta.
- 3.31** El rectificador de doce fases en estrella de la figura 3.10a tiene una carga puramente resistiva con  $R$  ohms. Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el factor de TUF; (e) el PIV de cada diodo, y (f) la corriente pico a través de un diodo si el rectificador suministra  $I_{cd} = 300$  A con un voltaje de salida de  $V_{cd} = 240$  V.
- 3.32** El rectificador en estrella de la figura 3.10a tiene  $q = 12$ ,  $V_m = 170$  V, y la frecuencia de alimentación es  $f = 60$  Hz. Determine el valor rms del armónico dominante y su frecuencia.

# PARTE II Transistores de potencia y convertidores de CD a CD

## C A P Í T U L O 4

### Transistores de potencia

*Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente*

- Enumerar las características de un interruptor de transistor ideal.
- Describir las características de conmutación de diferentes transistores de potencia como MOSFETs, COOLMOS, BJTs, IGBTs y SITs.
- Describir las limitaciones de los transistores como interruptores.
- Describir los requerimientos de control de compuerta y los modelos de transistores de potencia.
- Diseñar circuitos de protección  $dI/dt$  y  $dV/dt$  para transistores.
- Determinar configuraciones para que funcionen transistores en serie y en paralelo.
- Describir los modelos SPICE de MOSFETs, BJTs e IGBTs.
- Determinar las características y requerimientos de control de compuerta de BJTs, MOSFETs, JFETs e IGBTs.
- Describir las técnicas de aislamiento entre el circuito de alto nivel de potencia y el circuito de control de compuerta de bajo nivel.

#### *Símbolos y su significado*

Símbolo	Significado
$i; v$	Corriente y voltaje variables instantáneos, respectivamente
$I; V$	Corriente y voltaje de cd fijos, respectivamente
$I_G; I_D; I_S; I_{DS}$	Corrientes de compuerta, drenaje, fuente y de drenaje saturada de MOSFETs, respectivamente
$I_B; I_C; I_E; I_{CS}$	Corrientes de base, colector, emisor y de colector saturada de BJTs, respectivamente
$V_{GS}; V_{DS}$	Voltajes de compuerta-fuente y drenaje-fuente de MOSFETs, respectivamente
$V_{BE}; V_{CE}$	Voltajes de base-emisor y colector-emisor de BJTs, respectivamente
$I_C; V_{GS}; V_{CE}$	Corriente de colector, voltajes de compuerta-fuente y colector-emisor de IGBTs, respectivamente
$T_A; T_C; T_J; T_S$	Temperaturas ambiente, de cápsula, unión y disipador, respectivamente
$t_d; t_r; t_s; t_f; t_o$	Tiempo de retraso, subida, encendido, almacenamiento, caída y apagado de un transistor de conmutación, respectivamente

Símbolo	Significado
$\beta_F (= h_{FE}); \alpha_F$	Ganancia de corriente en sentido directo y relaciones de corriente colector-emisor de BJTs, respectivamente
$R_C; R_D; R_G$	Resistencias de colector, drenaje y compuerta, respectivamente

## 4.1 INTRODUCCIÓN

Los transistores de potencia han controlado las características de encendido y apagado. Los transistores, que se utilizan como elementos de conmutación, funcionan en la región de saturación, lo que provoca una baja caída de voltaje en estado de conducción encendido. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores y tienen un amplio uso en convertidores de cd a cd y de cd a ca, con los diodos conectados en paralelo a la inversa para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, sus capacidades de voltaje y corriente son menores que las de los tiristores y los transistores y por lo común se usan en aplicaciones de baja a mediana potencia. Con el avance en la tecnología de semiconductores de potencia, las capacidades de los transistores de potencia se mejoran de forma continua, como sucede con los IGBTs que se utilizan cada vez más en aplicaciones de alta potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar en cinco categorías:

1. Transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico (MOSFETs)
2. COOLMOS
3. Transistores bipolares de unión (BJTs)
4. Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs)
5. Transistores estáticos de inducción (SITs)

Los MOSFET, COOLMOS, BJT, IGBT, o los SIT se pueden considerar como interruptores ideales para explicar las técnicas de conversión de potencia. Un transistor se puede utilizar como un interruptor. Sin embargo, la elección entre un BJT y un MOSFET en los circuitos convertidores no es obvia, pero cada uno de ellos puede reemplazar a un interruptor siempre que sus capacidades de voltaje y corriente satisfagan los requerimientos de salida del convertidor. Los transistores prácticos difieren de los dispositivos ideales. Los transistores tienen ciertas limitaciones y están restringidos a algunas aplicaciones. Hay que examinar las características y capacidades de cada tipo para determinar si son adecuados para una aplicación en particular.

El circuito de compuerta es parte integral de un convertidor de potencia que consta de dispositivos semiconductores de potencia. La salida de un convertidor que depende de la forma en que el circuito de compuerta controla los dispositivos de conmutación es una función directa de la conmutación. Por consiguiente, las características del circuito de compuerta son elementos clave para lograr la salida y los requerimientos de control deseados de cualquier convertidor de potencia. El diseño de un circuito de compuerta requiere conocer las características de la compuerta y las necesidades de dispositivos como tiristores, tiristores de bloqueo o apagado por compuerta (GTOs), transistores bipolares de unión, transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico, y transistores bipolares de compuerta aislada.

Dado que la electrónica de potencia se utiliza cada vez más en aplicaciones que requieren circuitos integrados de control de compuerta con control de avance, alta velocidad, alta eficiencia y tamaño compacto, hay una mayor disponibilidad de circuitos integrados (IC) de control de compuerta en el mercado.

TABLA 4.1 Propiedades del silicio y de materiales semiconductores WBG

Parámetro	Si	GaAs	4H-SiC	6H-SiC	3C-SiC	2H-GaN	Diamante
Banda prohibida de energía, $E_g$ (eV)	1.1	1.42	3.3	3.0	2.3	3.4	5.5
Campo eléctrico crítico, $E_c$ (MV/cm)	0.25	0.6	2.2	3	1.8	3	10
Velocidad de deriva de los electrones, $v_{sat}$ (cm/s)	$1 \times 10^7$	$1.2 \times 10^7$	$2 \times 10^7$	$2 \times 10^7$	$2.5 \times 10^7$	$2.2 \times 10^7$	$2.7 \times 10^7$
Conductividad térmica, $\lambda$ (W/cm-K)	1.5	0.5	4.9	4.9	4.9	1.3	22

## 4.2 TRANSISTORES DE CARBURO DE SILICIO

Los dispositivos semiconductores de silicio son los elementos clave para determinar los tipos de topología de conversión y el desempeño de conversión. Los dispositivos de potencia han evolucionado al paso del tiempo desde los diodos de silicio, hasta los transistores bipolares, tiristores, MOSFETs, COOLMOs e IGBTs. Los IGBT han sido los dispositivos más deseables por sus características de conmutación superiores. Los IGBT de silicio se usan en aplicaciones de electrónica de potencia con capacidades de voltaje de entre 1.2 kV y 6.5 kV. Los dispositivos de silicio ya casi han llegado a sus límites, de modo que un salto cuántico en el desempeño de los dispositivos requiere o un mejor material o una mejor estructura del dispositivo.

Los materiales de semiconductores de banda prohibida más ancha (WBG), como el carburo de silicio (SiC), el nitruro de galio (GaN), y el diamante, poseen propiedades intrínsecas, y los dispositivos semiconductores WBG ofrecen súper desempeño en comparación con dispositivos de silicio equivalentes. La tabla 4.1 muestra las propiedades clave del silicio y de los materiales semiconductores WBG [30]. 4H se refiere a la estructura cristalina del carburo de silicio que se utiliza en semiconductores de potencia. Los materiales semiconductores se caracterizan por las siguientes propiedades deseables [30, 31, 32, 34, 38, 45]:

- La banda prohibida de energía más ancha da por resultado corrientes de fuga más bajas y temperaturas de funcionamiento significativamente más altas de los dispositivos WBG. Además, la dureza de radiación se mejora.
- El campo eléctrico crítico más alto significa que las capas de bloque de los dispositivos WBG pueden ser más delgadas y con concentraciones de dopado más altas, lo que da por resultado órdenes de magnitud bajos de los valores de resistencia en comparación con dispositivos de silicio equivalentes.
- La velocidad de saturación de electrones más alta conduce a frecuencias de funcionamiento más altas.
- La conductividad térmica más alta (por ejemplo, del SiC y del diamante) mejora el esparcimiento del calor y permite un funcionamiento a densidades de potencia más altas.

Una de las mayores ventajas que esta banda prohibida ancha confiere es evitar la ruptura eléctrica. Los dispositivos de silicio, por ejemplo, no pueden soportar campos eléctricos de más de 300 kV por centímetro. Cualquier campo más intenso empujará los electrones con la suficiente fuerza para expulsarlos de la banda de valencia. A su vez, estos electrones liberados se acelerarán y chocarán con otros electrones, lo que creará una avalancha que puede hacer que la corriente se intensifique y acabe por destruir el material. Como los electrones en el SiC requieren más energía para ser empujados hacia la banda de conducción, el material puede soportar campos eléctricos mucho más intensos, hasta un máximo de 10 veces que el silicio. Por consiguiente, un dispositivo a base de SiC puede tener las mismas dimensiones que uno de silicio

pero puede soportar 10 veces el voltaje. El espesor de un dispositivo de SiC puede ser diez veces menor que el de un dispositivo de silicio pero soporta el mismo voltaje, ya que la diferencia de voltaje no tiene que esparcirse a través de tanto material. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y poseen menos resistencia, lo que significa menos energía perdida en forma de calor cuando un dispositivo de potencia de SiC conduce electricidad [33].

Cuando Infineon lanzó el diodo Schottky de carburo de silicio [30] fue el comienzo de una nueva era en dispositivos semiconductores de potencia. La electrónica de potencia de carburo de silicio ha pasado de ser una futura promisoría tecnología a ser una potente alternativa de la tecnología de vanguardia del silicio (Si) en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura [29]. La electrónica de potencia de SiC ofrece muchas ventajas, como capacidades de voltaje más altas, caídas de voltaje más bajas, temperaturas máximas más altas, y mayor conductividad térmica. Los transistores de SiC son dispositivos unipolares y prácticamente no hay efectos dinámicos asociados con la acumulación o eliminación de cargas excedentes. A medida que la tecnología del SiC avanza se espera que los costos de producción de dispositivos de potencia de SiC sean comparables con los de dispositivos de Si. A principios de la década de 1990, las mejoras continuas en las obleas de cristal simple de SiC han provocado avances significativos hacia el desarrollo de materiales de SiC epitaxiales con pocos defectos y dispositivos de SiC para alto voltaje [41, 53], incluyendo el desarrollo de un tiristor GTO para 7 kV [66], MOSFETs de SiC para 10 kV [51] e IGBTs para 13 kV [64]. Los siguientes tipos de dispositivos de SiC ya están disponibles o en desarrollo.

- Transistores de efecto de campo de unión (JFETs)
- Transistores de efecto de campo de silicio y óxido metálico (MOSFETs)
- Transistores bipolares de unión (BJTs)
- Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs)

### 4.3 MOSFETs DE POTENCIA

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje y requiere sólo una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta y los tiempos de conmutación son del orden de nanosegundos. Los MOSFET de potencia se utilizan cada vez más en convertidores de alta frecuencia y baja potencia. Los MOSFET no tienen los problemas de fenómenos de segunda ruptura como los BJT. Sin embargo, los MOSFET tienen los problemas de descarga electrostática y requieren un cuidado especial en su manejo. Además, es relativamente difícil protegerlos en condiciones de falla por cortocircuito.

Los dos tipos de MOSFET son (1) MOSFETs de agotamiento y (2) MOSFETs de enriquecimiento [6-8]. Un MOSFET tipo agotamiento de canal  $n$  se forma sobre un sustrato de silicio tipo  $p$  como se muestra en la figura 4.1a, con dos secciones de silicio  $n^+$  fuertemente dopadas para las conexiones de baja resistencia. La compuerta se aísla del canal con una delgada capa de óxido. Las tres terminales se llaman, *compuerta*, *drenaje* y *fuentes*. Normalmente, el sustrato se conecta a la fuente. El voltaje de compuerta a fuente,  $V_{GS}$  podría ser una de dos o positivo o negativo. Si  $V_{GS}$  es negativo, algunos de los electrones en el área del canal  $n$  se repelen y se crea una región de agotamiento debajo de la capa de óxido, y el resultado es un canal efectivo más angosto y una alta resistencia del drenaje a la fuente,  $R_{DS}$ . Si  $V_{GS}$  se hace lo bastante negativo, el canal se agota por completo, ofrece un alto valor de  $R_{DS}$ , y no fluye corriente del drenaje a la fuente,  $I_{DS} = 0$ . El valor de  $V_{GS}$  cuando esto sucede se llama *voltaje de estrangulamiento*  $V_p$ . Por otra parte, si  $V_{GS}$  se vuelve positivo, el canal se ensancha e  $I_{DS}$  se incrementa por la reducción de  $R_{DS}$ . Con un MOSFET tipo agotamiento de canal  $p$ , las polaridades de  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  y  $V_{GS}$  se invierten, como se muestra en la figura 4.1b.

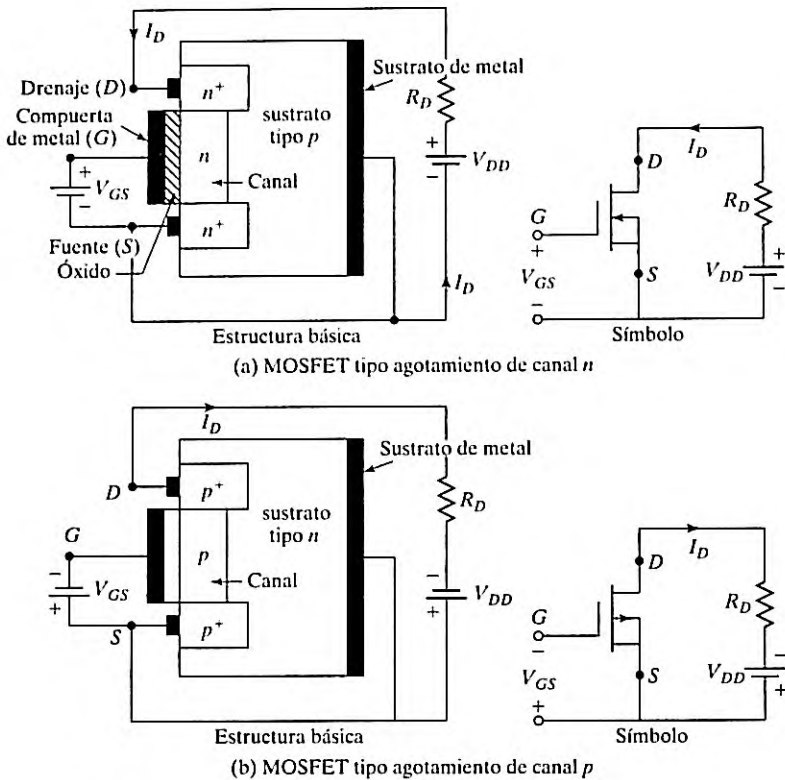


FIGURA 4.1  
MOSFETs tipo agotamiento.

Un MOSFET tipo enriquecimiento de canal  $n$  no tiene un canal físico, como se muestra en la figura 4.2a. Si  $V_{GS}$  es positivo, un voltaje inducido atrae electrones del sustrato  $p$  y los acumula en la superficie debajo de la capa de óxido. Si  $V_{GS}$  es mayor que o igual a un valor conocido como *voltaje de umbral*  $V_T$ , un número suficiente de electrones se acumulan para formar un canal  $n$  virtual, como lo indican las líneas sombreadas en la figura 4.2a, y la corriente fluye del drenaje a la fuente. Las polaridades de  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  y  $V_{GS}$  se invierten en un MOSFET tipo enriquecimiento de canal  $p$ , como se muestra en la figura 4.2b. En la figura 4.3 se muestran MOSFETs de potencia de varios tamaños.

Debido a que un MOSFET de agotamiento permanece en estado de encendido a voltaje de compuerta cero, mientras un MOSFET tipo enriquecimiento permanece en estado apagado a voltaje de compuerta cero, por lo general los MOSFET tipo enriquecimiento se utilizan como dispositivos de conmutación en la electrónica de potencia. Para reducir la resistencia en estado de conducción por contar con un área de conducción más grande, por lo común se utiliza la estructura tipo V para MOSFETs de potencia. En la figura 4.4a se muestra el corte transversal de un MOSFET de potencia conocido como MOSFET vertical (V).

Cuando la compuerta tiene un voltaje suficientemente positivo con respecto a la fuente, el efecto de su campo eléctrico jala electrones de la capa  $n^+$  hacia la capa  $p$ . Esto abre el canal más cercano a la compuerta, el cual a su vez permite que fluya corriente del drenaje a la fuente. Hay una capa dieléctrica de óxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) entre el metal de la

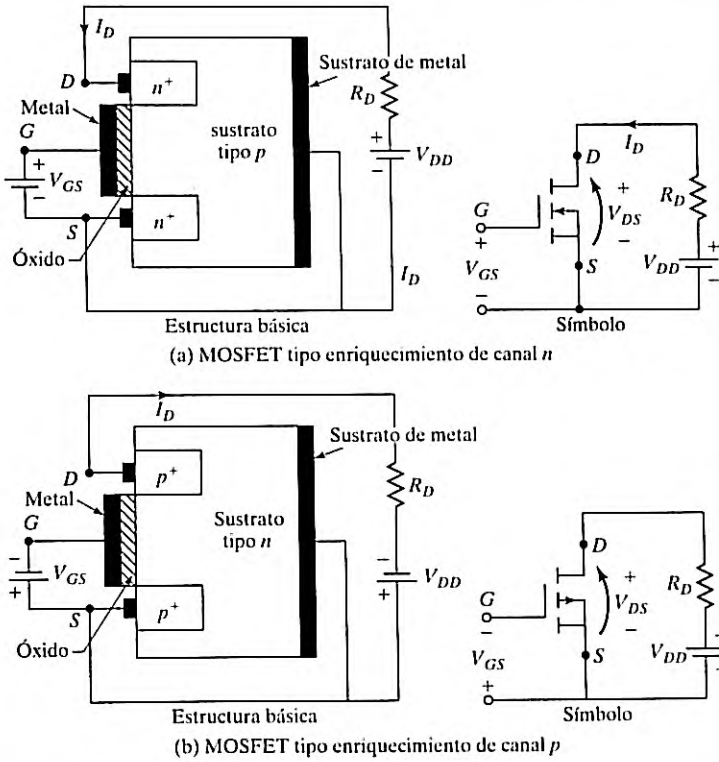


FIGURA 4.2  
MOSFETs tipo enriquecimiento

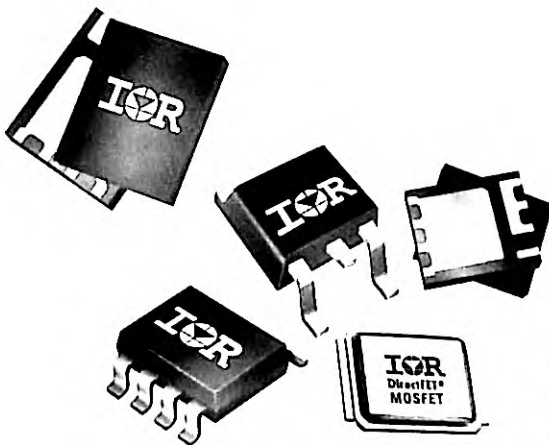


FIGURA 4.3  
MOSFETs de potencia.  
(Reproducidos con permiso  
de International Rectifier).

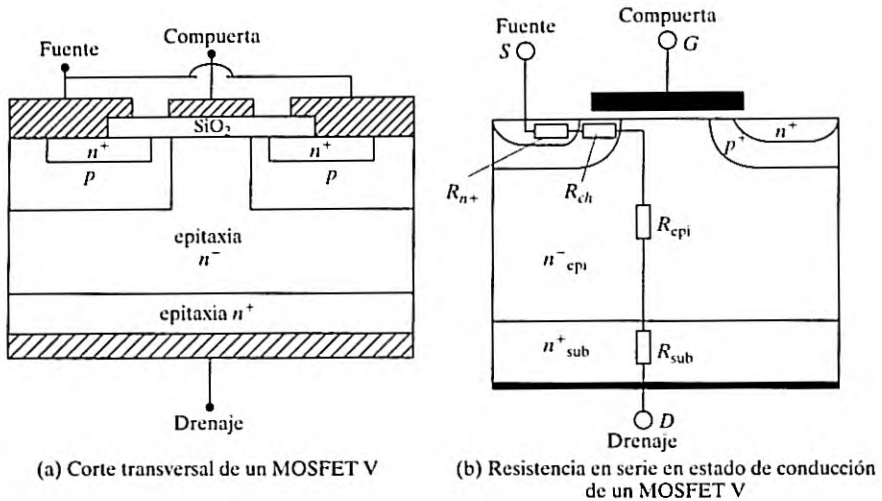


FIGURA 4.4

Corte transversal de MOSFETs. [Ref. 10, G. Deboy].

compuerta y la unión  $n^+$  y  $p$ . El MOSFET está fuertemente dopado del lado del drenaje para crear una capa intermedia  $n^+$  debajo de la capa de deriva  $n^-$ . Esta capa intermedia impide que la capa de agotamiento llegue al metal, nivela el esfuerzo de voltaje a través de la capa  $n^-$ , e incluso reduce la caída de voltaje en sentido directo durante la conducción. La capa intermedia también hace que el dispositivo sea asimétrico con capacidad de voltaje un tanto baja.

Los MOSFET requieren baja energía de compuerta, y tienen una muy alta velocidad de conmutación y bajas pérdidas en estado de conmutación. La resistencia de entrada es muy alta,  $10^9$  a  $10^{11} \Omega$ . Pero los MOSFET tienen la desventaja de una alta resistencia en sentido directo en estado de conducción, como se muestra en la figura 4.4b, y por consiguiente altas pérdidas en estado de conducción, lo que los hace menos atractivos como dispositivos de potencia, aunque son excelentes como dispositivos amplificadores de compuerta para tiristores (vea el capítulo 9).

#### 4.3.1 Características en estado estable

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y su impedancia de entrada es muy alta. La compuerta absorbe una corriente de fuga muy pequeña, del orden de nanoamperes. La ganancia de corriente, la cual es la relación de la corriente de drenaje  $I_D$  a la corriente de compuerta de entrada  $I_G$ , es típicamente del orden de  $10^9$ . Sin embargo, la ganancia de corriente no es un parámetro importante. La *transconductancia*, la cual es la relación de la corriente de drenaje al voltaje de compuerta, define las características de transferencia y es un parámetro muy importante.

La figura 4.5 muestra las características de transferencia de MOSFETs de canal  $n$  y canal  $p$ . Las características de transferencia de la figura 4.5b para MOSFETs de enriquecimiento de canal  $n$  se pueden usar para determinar la corriente en estado de conducción  $i_D$  como sigue [29].

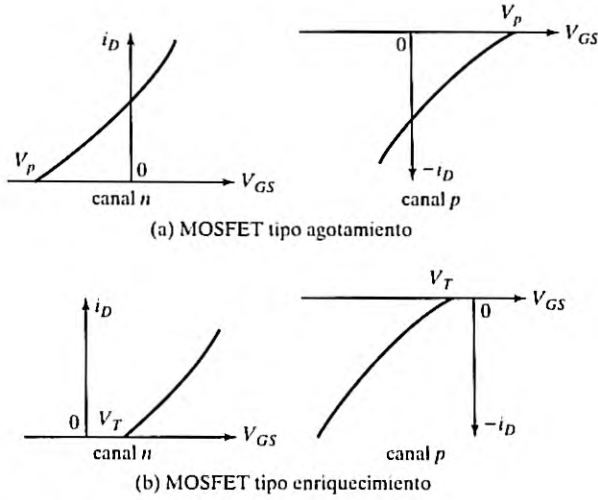


FIGURA 4.5  
Características de transferencia de MOSFETs.

$$i_D = K_n(v_{GS} - V_T)^2 \text{ para } v_{GS} > V_T \text{ y } v_{DS} \geq (v_{GS} - V_T) \tag{4.1}$$

donde  $K_n$  es la constante MOS,  $A/V^2$

$v_{GS}$  es el voltaje de compuerta a fuente,  $V$

$V_T$  es el voltaje de umbral,  $V$

La figura 4.6 muestra las características de salida de un MOSFET de enriquecimiento de canal  $n$ . Hay tres regiones de operación: (1) región de corte, donde  $V_{GS} \leq V_T$ ; (2) región de estrangulamiento o de saturación, donde  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ , y (3) región lineal, donde  $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ . El estrangulamiento ocurre cuando  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ . En la región lineal, la corriente de drenaje  $I_D$

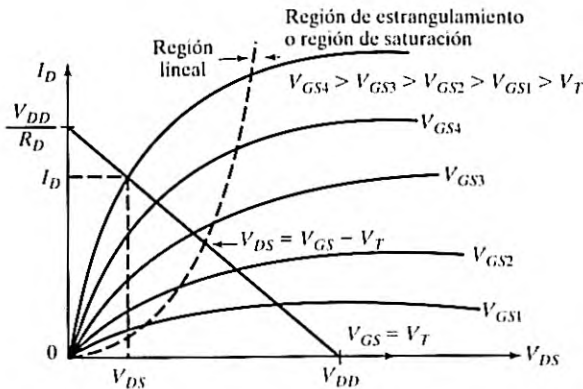


FIGURA 4.6  
Características de salida de un MOSFET tipo enriquecimiento.

varía en proporción al voltaje de drenaje a fuente  $V_{DS}$ . Por la alta corriente de drenaje y el bajo voltaje de drenaje, los MOSFETs de potencia se utilizan en la región lineal para acciones de conmutación. En la región de saturación, la corriente de drenaje permanece casi constante para cualquier incremento del valor de  $V_{DS}$  y los transistores se utilizan en esta región para amplificación de voltaje. Observemos que saturación tiene el significado opuesto al de transistores bipolares. En la región lineal u óhmica, el  $v_{DS}$  de drenaje a fuente es bajo y la característica  $i_D - v_{DS}$  que aparece en la figura 4.6 se puede describir mediante la siguiente relación

$$i_D = K_n[2(v_{GS} - V_T)v_{DS} - v_{DS}^2] \text{ para } v_{GS} > V_T \text{ y } 0 < v_{DS} < (v_{GS} - V_T) \quad (4.2)$$

la cual, con un valor pequeño de  $v_{DS} (\ll V_T)$ , se aproxima a

$$i_D = K_n 2(v_{GS} - V_T)v_{DS} \quad (4.3)$$

La línea de carga de un MOSFET con una resistencia de carga  $R_D$  como se muestra en la figura 4.7a se puede describir por

$$i_D = \frac{V_{DD} - v_{DS}}{R_D} \quad (4.4)$$

donde  $i_D = V_{DD}/R_D$  con  $v_{DS} = 0$  y  $v_{DS} = V_{DD}$  con  $i_D = 0$ .

Para mantener bajo el valor de  $V_{DS}$ , el voltaje de compuerta a fuente  $V_{GS}$  debe ser más alto para que el transistor opere en la región lineal.

La figura 4.7 muestra el modelo de conmutación en estado permanente, el cual es el mismo tanto para MOSFETs tipo agotamiento como para tipo enriquecimiento.  $R_D$  es la resistencia de carga. Se conecta una resistencia grande  $R_G$  en el orden de megohms entre la compuerta y la fuente para establecer el voltaje de compuerta a un nivel definido.  $R_S (\ll R_G)$  limita las corrientes de carga mediante las capacitancias internas del MOSFET. La transconductancia  $g_m$  se define como

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{v_{DS} = \text{constante}} \quad (4.5)$$

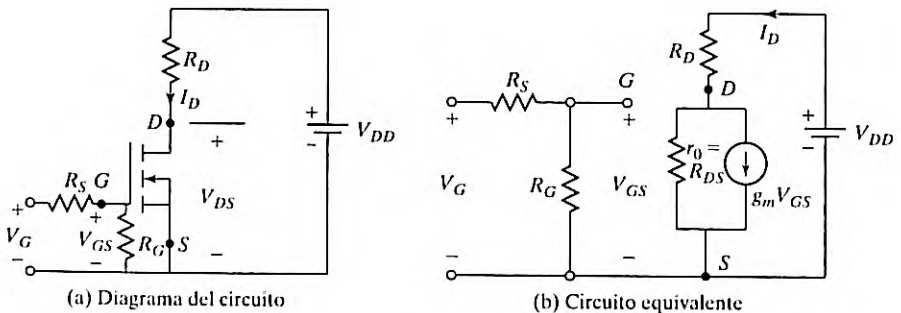


FIGURA 4.7

Modelo de conmutación en estado permanente de MOSFETs.

La ganancia de transconductancia  $g_m$  se determina con las ecuaciones (4.1) y (4.2) en el punto de operación en  $v_{GS} = V_{GS}$  e  $i_D = I_D$  como

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{di_D}{dv_{GS}} = 2K_n V_{DS} |_{v_{DS}=\text{constante}} \quad (\text{región lineal}) \\ &= 2K_n (V_{GS} - V_T) |_{v_{DS}=\text{constante}} \quad (\text{región de saturación}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Por consiguiente,  $g_m$  depende de  $V_{GS}$  en la región de saturación en tanto que permanece casi constante en la región lineal. Un MOSFET puede amplificar una señal de voltaje en la región de saturación.

La resistencia de salida,  $r_o = R_{DS}$ , la cual se define como

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (4.7)$$

por lo común es muy alta en la región de estrangulamiento, típicamente en el orden de megohms y es muy pequeña en la región lineal, en particular en el orden de miliohms. Para un valor pequeño de  $v_{DS} (\ll V_T)$  en la región lineal u óhmica, la ecuación (4.3) da la resistencia de drenaje a fuente  $R_{DS}$  como

$$R_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_D} = \frac{1}{K_n 2 (v_{GS} - V_T)} \quad \text{para } v_{GS} > V_T \quad (4.8)$$

Por consiguiente, la resistencia en estado de conducción  $R_{DS}$  del interruptor MOSFET se reduce al incrementar el voltaje de control de compuerta a fuente,  $v_{GS}$ .

Para los MOSFET tipo agotamiento el voltaje de compuerta (o entrada) podría ser o positivo o negativo. Sin embargo, los MOSFET tipo enriquecimiento responden sólo a un voltaje de compuerta positivo. Por lo general los MOSFET de potencia son del tipo de enriquecimiento. Sin embargo, los MOSFET tipo agotamiento ofrecen ventajas y simplifican el diseño lógico en algunas aplicaciones que requieren alguna forma de interruptor lógico compatible con cd o ca que permanezca en estado de conducción o encendido cuando la fuente lógica cae y el  $V_{GS}$  se vuelve cero. Las características de los MOSFET tipo agotamiento no se analizan más a fondo.

#### 4.3.2 Características de conmutación

Sin señal de compuerta, el MOSFET tipo enriquecimiento se puede considerar como dos diodos conectados espalda con espalda (diodos  $np$  y  $pn$  como se muestra en la figura 4.2a) o como un transistor  $NPN$ . La estructura de la compuerta ofrece capacitancias parásitas a la fuente,  $C_{gs}$ , y al drenaje,  $C_{gd}$ . El transistor  $NPN$  tiene una unión polarizada a la inversa del drenaje a la fuente y ofrece una capacitancia,  $C_{ds}$ . La figura 4.8a muestra el circuito equivalente de un transistor bipolar parásito en paralelo con un MOSFET. La región de base a emisor de un transistor  $NPN$  se pone en corto en el microcircuito al metalizar la terminal fuente y la resistencia desde la base al emisor debido a la resistencia masiva de las regiones  $n$  y  $p$ ,  $R_{be}$ , es pequeña. Por consiguiente, se puede considerar que un MOSFET tiene un diodo interno y el circuito equivalente se muestra en la figura 4.8. Las capacitancias parásitas dependen de sus voltajes respectivos.

Al diodo interno integrado a menudo se le llama *diodo de cuerpo*. La velocidad de conmutación del diodo de cuerpo es mucho más lenta que la del MOSFET. Por consiguiente, un NMOS (semiconductor de óxido metálico de canal  $n$ ) se comportará como un dispositivo no controlado. El resultado es que una corriente puede fluir de la fuente al drenaje si las condiciones

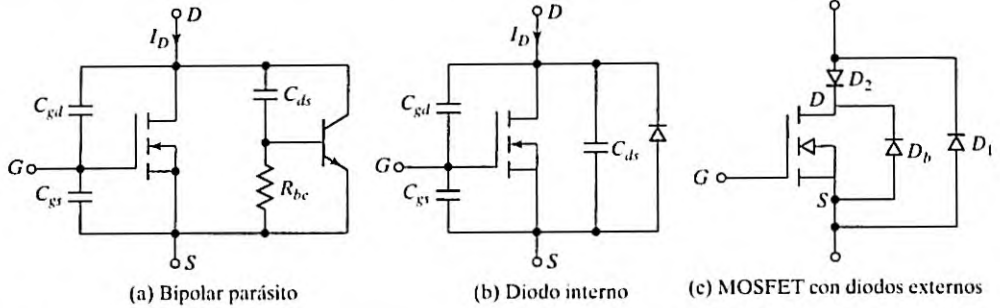


FIGURA 4.8  
Modelo parásito de enriquecimiento de MOSFETs.

del circuito prevalecen para una corriente negativa. Esto es cierto si el NMOS está conmutando potencia a una carga inductiva y el NMOS actuará como un diodo de conducción libre y proporcionará una trayectoria para que la corriente fluya de la fuente al drenaje. El NMOS se comportará como un dispositivo no controlado en la dirección inversa. La hoja de datos de un NMOS normalmente especificaría la capacidad de corriente del diodo parásito.

Si se permite que el diodo de cuerpo  $D_b$  conduzca, entonces puede ocurrir una corriente pico alta durante la transición de bloque o apagado del diodo. La mayoría de los MOSFET no tienen la capacidad de manejar estas corrientes y el dispositivo puede fallar. Para evitar esta situación se puede agregar diodos externos,  $D_2$  en serie y  $D_1$  antiparalelo, como en la figura 4.8c. Los MOSFET de potencia se pueden diseñar para que tengan un diodo de cuerpo integrado de recuperación rápida y para que operen confiablemente cuando se permita que el diodo de cuerpo conduzca a la corriente nominal de MOSFET. Sin embargo, la velocidad de conmutación de los diodos de cuerpo sigue siendo un tanto lenta, y puede haber una pérdida de conmutación importante debido a la carga almacenada en el diodo. El diseñador debe verificar las capacidades y la velocidad del diodo de cuerpo para manejar los requerimientos de operación.

La figura 4.9 muestra el modelo de conmutación de MOSFETs con capacitancias parásitas. Las formas de onda y tiempos de conmutación comunes se muestran en la figura 4.10. El tiempo de retraso de encendido o conducción  $t_{d(on)}$  es el tiempo que se requiere para cargar la capacitancia de entrada al nivel del voltaje de umbral. El tiempo de subida  $t_r$  es el tiempo de carga de compuerta del nivel de umbral al voltaje de compuerta completo  $V_{GSP}$ , el cual se requiere para llevar el transistor a la región lineal. El tiempo de retraso de apagado o bloqueo  $t_{d(off)}$  es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue del sobrevoltaje de compuerta  $V_1$  a la región de estrangulamiento.  $V_{GS}$  debe disminuir de manera significativa antes de que  $V_{DS}$  comience a subir. El tiempo de caída  $t_f$  es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue de la región de estrangulamiento al voltaje de umbral. Si  $V_{GS} \leq V_T$ , el transistor se apaga.

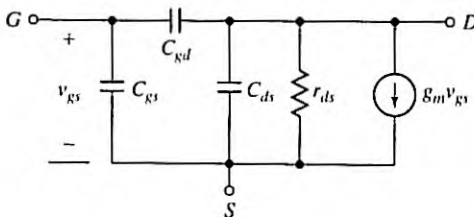


FIGURA 4.9  
Modelo de conmutación de MOSFETs.

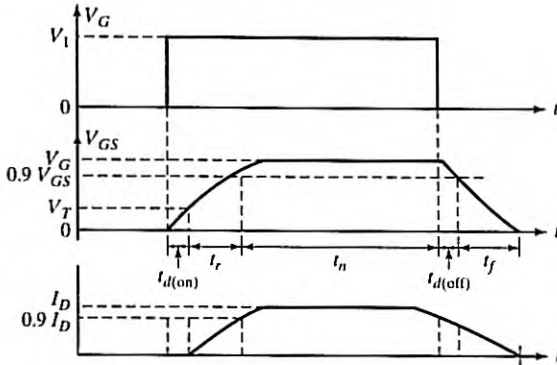


FIGURA 4.10  
Formas de onda y tiempos de conmutación.

### 4.3.3 MOSFETs DE CARBURO DE SILICIO

La compuerta-fuente de un JFET se comporta como una unión  $pn$  polarizada a la inversa. Un JFET requiere una cantidad finita de corriente de control de compuerta. La compuerta-fuente de un MOSFET está aislada e idealmente requiere una corriente cero de control de compuerta. El comportamiento normal de bloqueo o apagado del MOSFET de SiC lo hace atractivo para los diseñadores de convertidores electrónicos de potencia. Los MOSFET de alto voltaje sufren dos limitaciones importantes: (1) las bajas movilidades del canal que ocasionan una resistencia adicional en estado de conducción del dispositivo, y por consiguiente pérdidas de potencia incrementadas en estado de conducción, y (2) la falta de fiabilidad y la inestabilidad de la capa de óxido de la compuerta, sobre durante largos periodos y a temperaturas elevadas. Las normas de fabricación también contribuyen a la desaceleración del desarrollo de MOSFETs de SiC.

La tecnología de SiC ha experimentado avances significativos que ahora permiten fabricar MOSFETs capaces de superar el desempeño de sus primos IGBTs de Si, en particular a alta potencia y altas temperaturas [37]. La nueva generación de MOSFETs de SiC reduce el espesor de la capa de deriva por casi un factor de 10 al mismo tiempo que permite que el factor de dopado se incremente en casi el mismo orden de magnitud. El efecto total reduce la resistencia a la deriva a 1/100 de su MOSFET de Si equivalente. Los MOSFET de SiC ofrecen ventajas significativas sobre los dispositivos de silicio que permiten una eficiencia sin precedentes del sistema y/o tamaño, peso y costo reducidos por su funcionamiento a alta frecuencia. Las resistencias típicas en estado de conducción de MOSFETs de SiC de 1.2 kV con capacidades de corriente de 10-20 A se encuentran en el rango de 80 a 160 mΩ [35, 36, 67].

La figura 4.11a muestra el corte transversal de una estructura de MOSFET de SiC típica [43]. Por lo común, el dispositivo debe estar apagado o en estado de bloqueo debido a la unión  $pn$  invertida entre la deriva  $n$  y la pared  $p$ . Un voltaje de umbral de compuerta a fuente positivo debe permitir que el dispositivo rompa la unión  $pn$  y el dispositivo debe conducir. El corte transversal de una celda de un DMOSFET de SiC 4H de 10 A, 10 kV, el cual es similar al de la figura 4.11a, se muestra en la figura 4.11b [48]. Las estructuras generales de los MOSFET de las figuras 4.11a y b son las mismas. Sin embargo, las dimensiones y las concentraciones de las capas  $n^+$  y  $p^+$  determinarán las características del MOSFET, como las capacidades de voltaje y corriente. La figura 4.12 muestra el transistor parásito NPN, los diodos, las resistencias de deriva y el JFET dentro de los MOSFET [42].

Cree también ha fabricado microcircuitos de MOSFET de SiC de 10 A y 10 kV como parte de un módulo de medio puente de 120 A. Cuando se comparan con el IGBT de alta

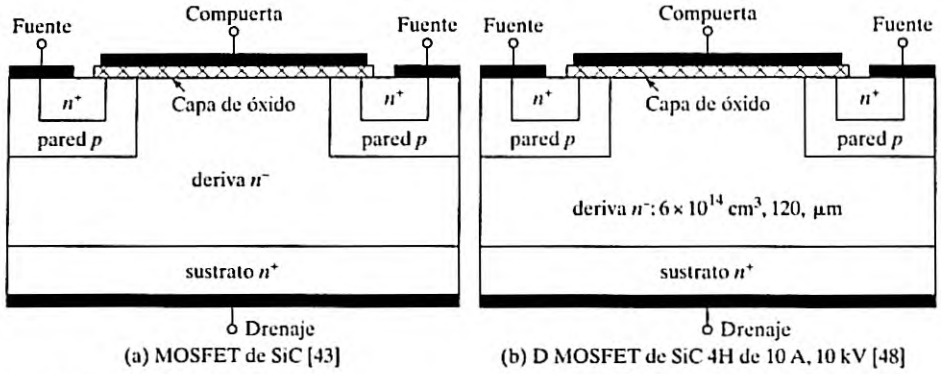


FIGURA 4.11

Corte transversal de una celda de un D MOSFET de SiC 4H, de 10 A, 10 kV.

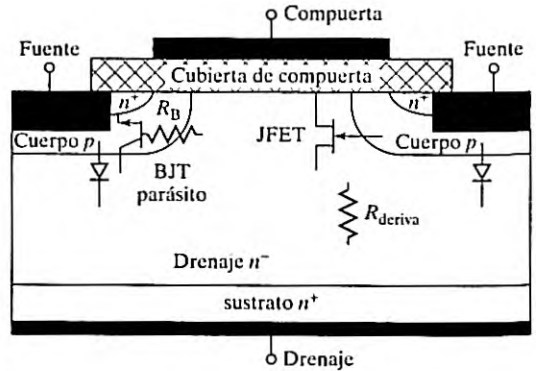


FIGURA 4.12

Dispositivos parásitos de un MOSFET de canal n [42]

tecnología de Si de 6.5 kV, los MOSFETs de SiC de 10 kV ofrecen un mejor desempeño. Los MOSFET de carburo de silicio pueden desafiar a los IGBT y ser la mejor opción en la elección de dispositivos en electrónica de potencia de alto voltaje. La figura 4.13 muestra el corte transversal de un DMOSFET de compuerta en V [39].

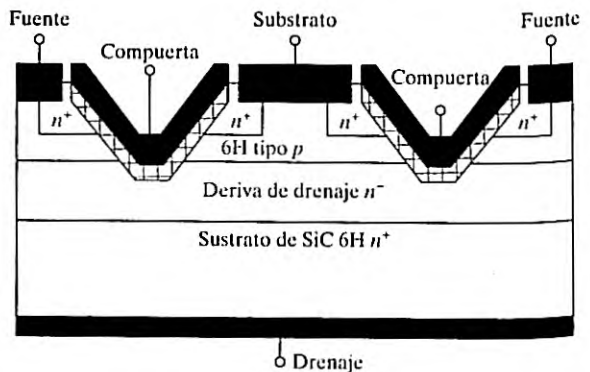


FIGURA 4.13

Sección transversal de un MOSFET 6H de SiC de potencia [39].

El dispositivo suele estar apagado. La aplicación de un voltaje de compuerta a fuente positivo empobrece la capa tipo  $p$  y enriquece el canal  $n$ . La supresión del voltaje de compuerta a fuente apaga los dispositivos. La estructura de compuerta en forma de V provoca un encendido y apagado más rápidos.

#### 4.4 COOLMOS

COOLMOS [9-11] es una nueva tecnología para MOSFETs de potencia de alto voltaje que implementa una estructura de compensación en la región de deriva vertical de un MOSFET para mejorar la resistencia en estado de conducción. Tiene una menor resistencia en estado de conducción con el mismo encapsulado en comparación con la de otros MOSFET. Las pérdidas por conducción son al menos cinco veces menores comparadas con las de la tecnología MOSFET convencional. Es capaz de manejar dos a tres veces más potencia de salida en comparación con la del MOSFET convencional con el mismo paquete. El área activa del microcircuito de COOLMOS es aproximadamente cinco veces más pequeña que la de un MOSFET estándar.

La figura 4.14 muestra el corte transversal de un COOLMOS. El dispositivo mejora el dopado de la capa  $n$ -dopada que conduce la corriente aproximadamente en un orden de magnitud sin modificar la capacidad de bloqueo del dispositivo. Un alto voltaje de bloqueo,  $V_{BR}$  del transistor requiere una capa epitaxial con poco dopado relativamente gruesa que lleve a la bien conocida ley [12] que relaciona la resistencia de drenaje a fuente para  $V_{BR}$ , por

$$R_{D(on)} = V_{BR}^{k_c} \quad (4.9)$$

donde  $k_c$  es una constante entre 2.4 y 2.6.

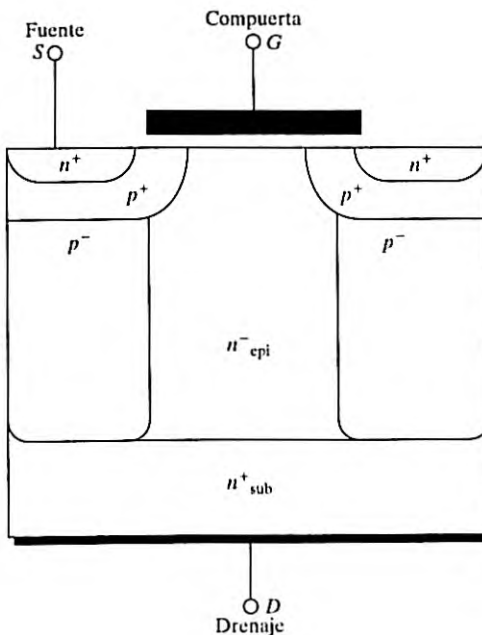


FIGURA 4.14  
Corte transversal de un COOLMOS.

Esta limitación se supera agregando columnas de dopado de tipo opuesto que se implementan en la región de deriva de manera que la integral de dopado a lo largo de una línea perpendicular al flujo de corriente permanezca más pequeña que la carga de avance propia del material, la cual para el silicio es aproximadamente de  $2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ . Este concepto requiere una compensación de la carga adicional en la región  $n$  por parte de regiones con dopado  $p$  adyacentes. Estas cargas crean un campo eléctrico lateral que no contribuye al perfil de campo vertical. Es decir, la concentración del dopado se integra a lo largo de una línea perpendicular a la interfaz creada por las regiones  $p$  y  $n$ .

Los portadores mayoritarios proporcionan sólo la conductividad eléctrica. Como no hay contribución de corriente bipolar, las pérdidas por conmutación son iguales a las de los MOSFET convencionales. El dopado del voltaje que sustenta la capa se eleva en aproximadamente un orden de magnitud; bandas  $p$  verticales adicionales insertadas en la estructura compensan la corriente excedente que conduce carga  $n$ . El campo eléctrico en el interior de la estructura se fija por la carga neta de las dos columnas con dopado opuesto. Por consiguiente, se puede lograr una distribución de campo casi horizontal si ambas regiones se contrarrestan perfectamente entre sí. La fabricación de pares adyacentes de regiones  $p$  y  $n$  dopadas con prácticamente carga neta cero requiere una manufactura de precisión. Cualquier desequilibrio en la carga impacta el voltaje de bloqueo del dispositivo. Para voltajes de bloqueo más altos sólo hay que incrementar la profundidad de las columnas sin tener que alterar el dopado. Esto conduce a una relación lineal [10] entre el voltaje de bloque y la resistencia en estado de conducción como se muestra en la figura 4.15. La resistencia en estado de conducción de un COOLMOS de 600 V, 47 A es de 70 m $\Omega$ . El COOLMOS tiene una característica  $v$ - $i$  lineal con un bajo voltaje de umbral [10].

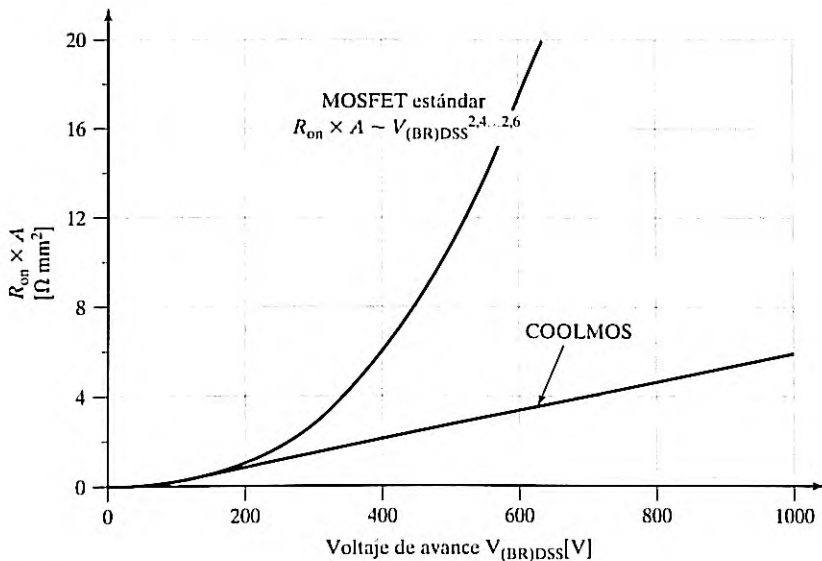


FIGURA 4.15

Relación lineal entre el voltaje de bloqueo y la resistencia en estado de conducción. [Ref. 10. G. Deboy].

Los dispositivos COOLMOS se pueden utilizar en aplicaciones hasta un rango de potencia de 2 kVA como fuentes de potencia para estaciones de trabajo y servidores, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS), convertidores de alta potencia para sistemas de microondas y médicos, hornos de inducción, y equipo de soldar. Estos dispositivos pueden reemplazar a los MOSFET de potencia convencionales en todas las aplicaciones y en la mayoría de los casos sin ninguna adaptación del circuito. A frecuencias de conmutación de más de 100 kHz, los dispositivos COOLMOS ofrecen una capacidad superior de manejo de corriente, por ejemplo, como la que se requiere en el área mínima de un microcircuito con una corriente dada. Los dispositivos tienen la ventaja de un diodo inverso intrínseco. Cualesquier oscilaciones parásitas que pudieran provocar suboscilaciones negativas del voltaje de drenaje a fuente, se fijan a un valor definido por el diodo.

#### 4.5 TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE UNIÓN (JFETs)

Los transistores de efecto de campo de unión son simples en cuanto a su construcción [44]. Para amplificaciones de bajo nivel están siendo reemplazados por los MOSFET. Sin embargo, gracias a las ventajas de los materiales de carburo de silicio y a la simplicidad de los JFETs, éstos se están convirtiendo en dispositivos prometedores para aplicaciones de conmutación. Los JFET de SiC se destacan por un coeficiente de temperatura positivo, su facilidad de paralelización y extremadamente rápida conmutación sin corriente de "cola", sí como baja resistencia en estado de conducción  $R_{DS(on)}$ , que suele ser de 50 mΩ para un dispositivo de 650 V. También exhiben una baja carga de compuerta y una baja capacitancia intrínseca. Asimismo, tienen un diodo de cuerpo integrado monolíticamente cuyo desempeño de conmutación es comparable a un diodo externo de barrera Schottky de SiC.

##### 4.5.1 Funcionamiento y características de los JFETs

A diferencia de los MOSFET, los JFET tienen un canal de conducción normal que conecta la fuente y el drenaje. La compuerta se utiliza como contacto para controlar el flujo de corriente a través del canal. Similar a los MOSFET, existen dos tipos de FET de unión: de canal  $n$  y canal  $p$ . El esquema de un JFET de canal  $n$  aparece en la figura 4.16a. Un canal tipo  $n$

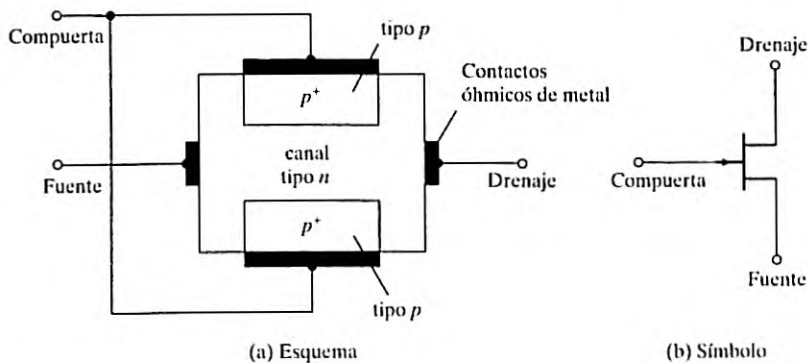


FIGURA 4.16

Esquema y símbolo de un JFET de canal  $n$ .

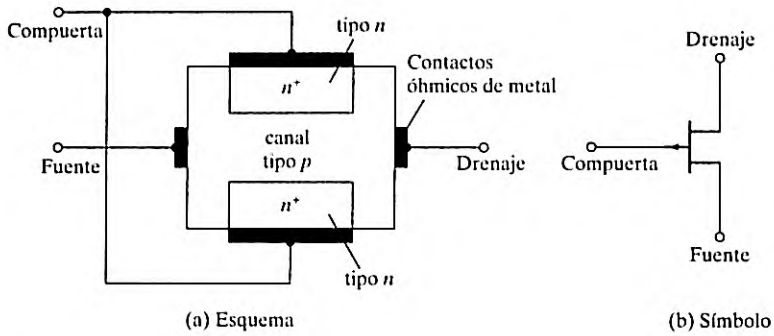


FIGURA 4.17  
Esquema y símbolo de un JFET de canal  $p$ .

se sitúa entre dos regiones de compuerta tipo  $p$ . El canal se forma con material levemente dopado (baja conductividad), generalmente de silicio o de carburo de silicio, con contactos óhmicos de metal en los extremos del canal. Las regiones de compuerta son de material tipo  $p$  fuertemente dopado (alta conductividad), y en general se vinculan eléctricamente por medio de contactos óhmicos de metal. En la figura 4.16b se muestra el símbolo de un JFET de canal  $n$  donde la flecha apunta de la región tipo  $p$  a la región tipo  $n$ .

En los JFET de canal  $n$  se forma un canal tipo  $p$  entre dos regiones de compuerta tipo  $n$ , como se muestra en la figura 4.17a. El símbolo de un JFET de canal  $p$  se muestra en la figura 4.17b. Observe que la dirección de la flecha en un JFET de canal  $p$  es la inversa de la flecha en un JFET de canal  $n$ .

En operación normal, el drenaje de un JFET de canal  $n$  se mantiene a un potencial positivo y la compuerta a un potencial negativo con respecto a la fuente, como se muestra en la figura 4.18a. Las dos uniones  $pn$  que se forman entre la compuerta y el canal se polarizan a la inversa. La corriente de compuerta  $I_G$  es muy pequeña (del orden de algunos

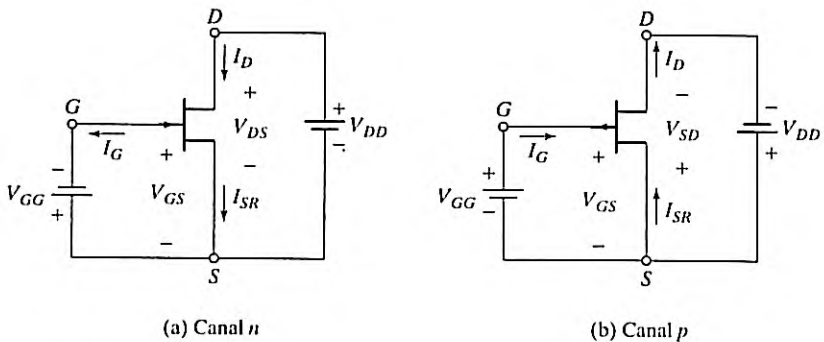


FIGURA 4.18  
Polarización de JFETs.

nanoamperes). Se observa que  $I_G$  es negativa para JFETs de canal  $n$ , en tanto que es positiva para JFETs de canal  $p$ .

Para un JFET de canal  $n$ , el drenaje se mantiene a un potencial negativo y la compuerta a un potencial positivo con respecto a la fuente, como se muestra en la figura 4.18b. Las dos uniones siguen polarizadas a la inversa, y la corriente de compuerta  $I_G$  es insignificante. La corriente de drenaje de un JFET de canal  $p$  la ocasionan los portadores minoritarios (huecos) y fluye de la fuente al drenaje. La corriente de drenaje de un JFET de canal  $n$  la causan los portadores mayoritarios (electrones) y fluye del drenaje a la fuente.

**Características de transferencias y salida:** Supongamos que el voltaje de compuerta a fuente de un JFET de canal  $n$  es cero;  $V_{GS} = 0$  V. Si  $V_{DS} = 0$  V. Si  $V_{DS}$  se incrementa desde cero hasta algún valor pequeño ( $\approx 1$  V), la corriente de drenaje sigue la ley de Ohm ( $i_D = v_{DS}/R_{DS}$ ) y será directamente proporcional a  $V_{DS}$ . Cualquier incremento en el valor de  $V_{DS}$  más allá de  $|V_p|$ , el voltaje de ensanchamiento hará que el JFET funcione en la región de saturación y por consiguiente no incrementará de manera significativa la corriente de drenaje. El valor de la corriente de drenaje que ocurre en  $V_{DS} = |V_p|$  (con  $v_{GS} = 0$ ) se denomina corriente de saturación de drenaje a fuente  $I_{DSS}$ .

Cuando el voltaje de drenaje a fuente es casi cero, la región de agotamiento formada entre las regiones tipo  $p$  y tipo  $n$  tendría un ancho casi uniforme a lo largo del canal, como se muestra en la figura 4.19a. El ancho de esta región de agotamiento varía al cambiar el voltaje a través de ella, el cual es igual a  $V_{GS} = 0$  si  $V_{DS} = 0$ . Los JFET se suelen fabricar con el dopado en la región de compuerta mucho más alto que el dopado en la región del canal, de modo que la región de agotamiento se extenderá más hacia el canal que hacia la compuerta. Cuando  $V_{DS}$  es positivo y se incrementa, el ancho de la región de agotamiento deja de ser uniforme a lo largo del canal. Se ensancha en el extremo del drenaje porque la polarización inversa en la unión compuerta-canal se incrementa a  $(V_{DS} + |V_{GS}|)$ , como se muestra en la figura 4.19b. Cuando la región de agotamiento se extiende a toda la altura del canal, éste se estrecha o estrangula.

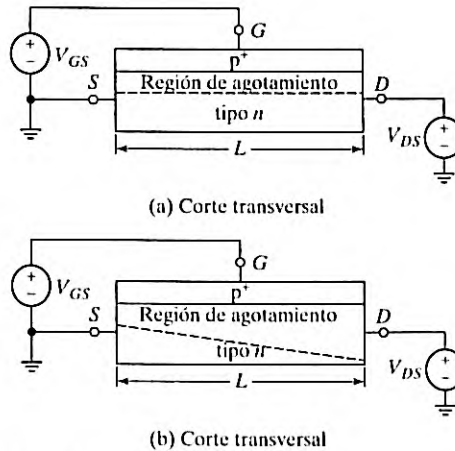


FIGURA 4.19

Estructura de JFET de canal  $n$  simplificada.

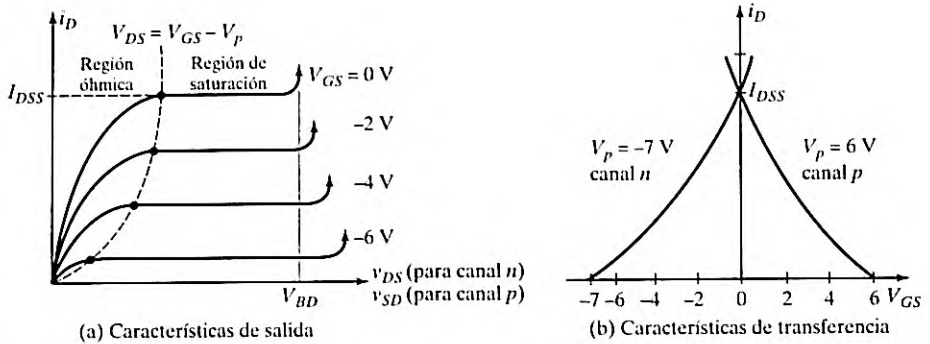


FIGURA 4.20  
Características de un JFET de canal *n*.

La figura 4.20a muestra las características  $i_D - v_{DS}$  para varios valores de  $V_{GS}$ . Las características de salida se pueden dividir en tres regiones: óhmica, de saturación y de corte. Si  $v_{DS}$  se aumenta más allá del voltaje de ruptura del JFET se origina una ruptura por avalancha, y la corriente de drenaje sube de inmediato. El voltaje de ruptura a un voltaje de compuerta de cero se denomina  $V_{BD}$ . Este modo de operación se debe evitar ya que el JFET se puede destruir por la excesiva disipación de energía. Como el voltaje inverso es más alto en el extremo de drenaje, la ruptura ocurre en este extremo. El fabricante especifica el voltaje de ruptura.

**Región óhmica:** En esta región el voltaje de drenaje a fuente  $V_{DS}$  es bajo y el canal no se ensancha. La corriente de drenaje  $i_D$  se puede expresar como

$$i_D = K_p [2(v_{GS} - V_p)v_{DS} - v_{DS}^2] \quad \text{para } 0 < v_{DS} \leq (v_{GS} - V_p) \quad (4.10)$$

la cual, para un valor pequeño de  $V_{DS}$  ( $\ll |V_p|$ ), se reduce a

$$i_D = K_p [2(v_{GS} - V_p)v_{DS}] \quad (4.11)$$

Donde  $K_p = I_{DSS}/V_p^2$

**Región de saturación:** En la región de saturación  $v_{DS} \geq (v_{GS} - v_p)$ . El voltaje de drenaje a fuente  $V_{DS}$  es mayor que el voltaje de ensanchamiento, y la corriente de drenaje  $i_D$  es casi independiente de  $V_{DS}$ . Para funcionar en esta región  $v_{DS} \geq (v_{GS} - v_p)$ . Sustituyendo la condición limitante  $v_{DS} = v_{GS} - V_p$  en la ecuación (4.10) se obtiene la corriente de drenaje como

$$\begin{aligned} i_D &= K_p [2(v_{GS} - V_p)(v_{GS} - V_p) - (v_{GS} - V_p)^2] \\ &= K_p (v_{GS} - V_p)^2 \quad \text{para } v_{DS} \geq (v_{GS} - V_p) \text{ y } V_p \leq v_{GS} \leq 0 \text{ [para canal } n] \end{aligned} \quad (4.12)$$

La ecuación (4.12) representa la característica de transferencia, la cual se muestra en la figura 4.20b para ambos canales, *n* y *p*. Para un valor dado de  $i_D$  la ecuación (4.12) da dos valores de  $V_{GS}$  y sólo un valor es la solución aceptable de modo que  $V_p \leq v_{GS} \leq 0$ . El lugar geométrico

del ensanchamiento, el cual describe el límite entre las regiones óhmica y de saturación, se puede obtener sustituyendo  $v_{GS} = V_{DS} + V_p$  en la ecuación (4.12):

$$i_D = K_p(v_{DS} + V_p - V_p)^2 = K_p v_{DS}^2 \tag{4.13}$$

la cual define el lugar geométrico del ensanchamiento y forma una parábola.

**Región de corte:** En la región de corte el voltaje de compuerta a fuente es menor que el voltaje de ensanchamiento. Es decir,  $v_{GS} < V_p$  para canal  $n$  y  $v_{GS} > V_p$  para canal  $p$ , y el JFET está bloqueado o apagado. La corriente de drenaje es cero  $i_D = 0$ .

4.5.2 ESTRUCTURAS DE JFET DE CARBURO DE SILICIO

Los JFET de potencia son dispositivos nuevos en evolución [46, 47, 55, 57]. Entre los tipos de estructuras de dispositivos de SiC que actualmente se encuentran disponibles están:

- JFET de canal lateral (LCJFET)
- JFET vertical (VJFET)
- JFET de trinchera vertical (VTJFET)
- JFET de rejilla enterrada (BGJFET)
- JFET de trinchera vertical y doble compuerta (DGVTJFET)

**JFET de canal lateral (LCJFET):** Durante la última década, el mejoramiento en el material de SiC y el desarrollo de obleas de 3 y 4 pulg han contribuido a la fabricación de los JFET de SiC modernos [68]. Los JFT de SiC actualmente disponibles son sobre todo de 1,200 V, pero también los hay de 1,700 V. La capacidad de corriente en los JFET es hasta de 48 A, y los dispositivos que ofrecen resistencia en estado de conducción están en el rango de 45 a 100 mΩ. En la figura 4.21 se muestra uno de los diseños modernos del JFET de SiC, el llamado *JFET de canal lateral*. [43]

La corriente de carga a través del dispositivo puede fluir en ambas direcciones según las condiciones del circuito, y está controlada por una compuerta  $p^+$  enterrada y una unión  $pn$  en la

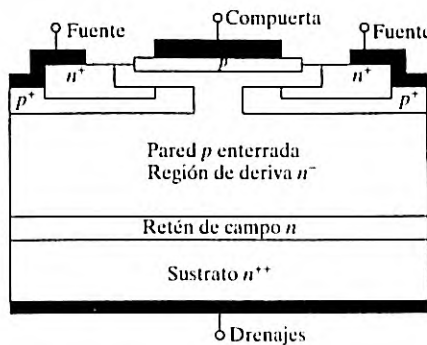
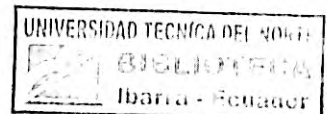


FIGURA 4.21  
Corte transversal del LCJFET de SiC normalmente en estado de conducción.



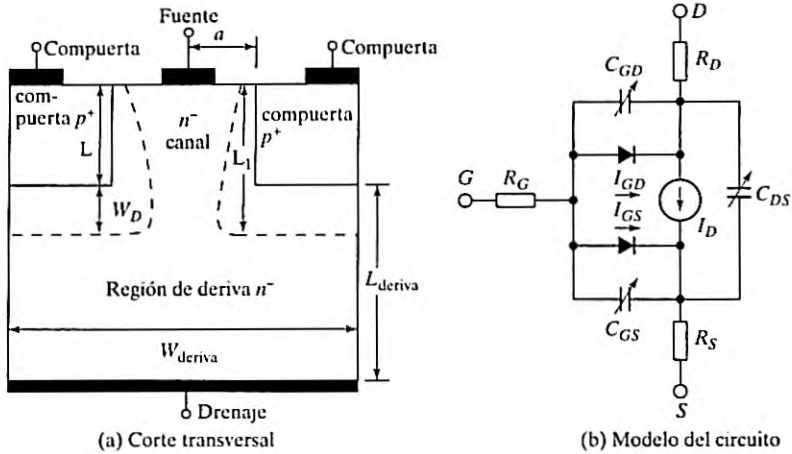


FIGURA 4.22  
Estructura típica de una JFET vertical de SiC.

fuelle +. Este JFET de SiC es un dispositivo que normalmente se encuentra en estado de conducción, y se debe aplicar un voltaje negativo de compuerta a fuente para bloquearlo o apagarlo. El rango típico de voltajes de estrangulamiento de este dispositivo es de entre  $-16$  y  $-26$  V. Una característica importante de esta estructura es el diodo de cuerpo antiparalelo, el cual se forma por el lado de la fuente  $p^+$ , la región de deriva  $n$  y el drenaje  $n^{++}$ . Sin embargo, la caída de voltaje en sentido directo del diodo de cuerpo es mayor en comparación con el voltaje en estado de conducción del canal a densidades de corriente nominales (o más bajas) [68, 69]. Por consiguiente, para generar la función de diodo antiparalelo, se debe utilizar el canal para minimizar las pérdidas en estado de conducción. El diodo de cuerpo puede utilizarse sólo por seguridad para transiciones de corta duración [49, 50].

**JFET vertical:** En la figura 4.22a se muestra una estructura típica de un JFET vertical de canal  $n$  [40], donde se ilustran las dos regiones de agotamiento. Hay dos diodos parásitos [62] como se muestra en la figura 4.22b. Por lo común el dispositivo está en estado de conducción (modo de agotamiento) y bloqueado o apagado por un voltaje de compuerta a fuente negativo.

**JFET de trinchera vertical (VTJFET):** En la figura 4.23 se muestra un esquema de corte transversal [43] de la trinchera vertical de Semisouth Laboratories [49, 50]. Puede ser o un dispositivo normalmente en estado de bloqueo (modo de enriquecimiento) o un dispositivo en estado de conducción (modo de agotamiento), según el espesor del canal vertical y los niveles de dopado de la estructura. Los dispositivos están actualmente disponibles con capacidades de corriente hasta de 30 A y resistencias en estado de conducción de 100 a 63 m $\Omega$ .

**JFET de rejilla enterrada (BGJFET):** La figura 4.24a muestra el corte transversal de un FJFET de rejilla enterrada. Utiliza una pequeña separación entre celdas, la cual contribuye a una baja resistencia en estado de conducción y a altas densidades de corriente de saturación.

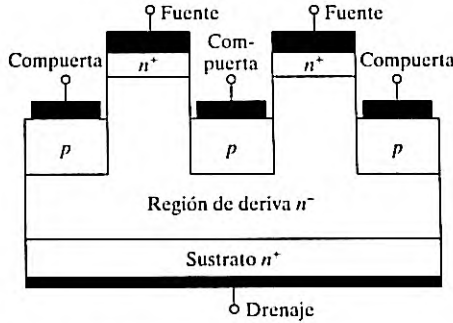


FIGURA 4.23  
Corte transversal del VTJFET de SiC.

Sin embargo, no cuenta con diodo de cuerpo antiparalelo y enfrenta dos dificultades en el proceso de fabricación en comparación con el LCJFET [51].

**JFET de trinchera vertical y doble compuerta (DGVJFET):** La figura 4.24b muestra el corte transversal del JFET de trinchera vertical y doble compuerta, el cual es en realidad una combinación de los diseños de LCJFET y el BGJFET [43, 51]. Ha sido propuesto por DENSO [51]. Este diseño combina una capacidad de conmutación rápida debido a la baja capacitancia en la compuerta-drenaje con baja resistencia específica en estado de conducción debido a la pequeña separación entre celdas y al control de doble compuerta. La estructura que aparece en la figura 4.2a tiene múltiples compuertas  $p$  para con control de compuerta más efectivo. Como se muestra en la figura 4.24b con una compuerta en T, no existe una estructura única. La estructura, dimensiones y concentraciones de las capas  $n^+$  y  $p^+$  determinarán las características del JFET como las capacidades de voltaje y corriente.

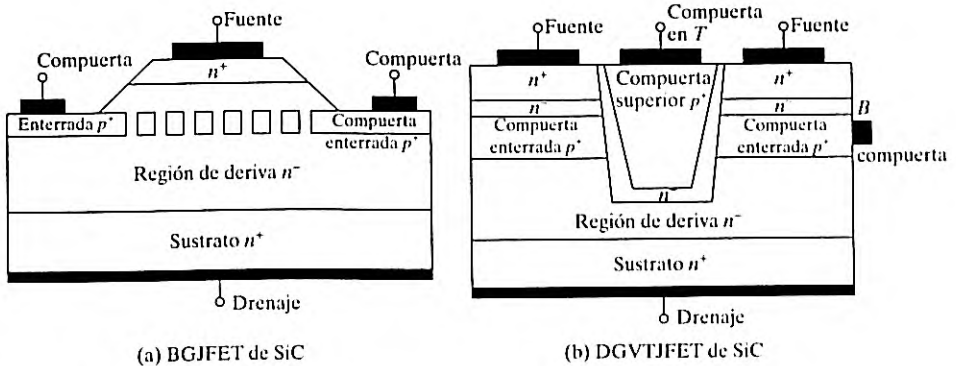


FIGURA 4.24  
Cortes transversales de un BGJFET de SiC y de un DGJFET de SiC.

## 4.6 TRANSISTORES BIPOLARES DE UNIÓN

Un transistor bipolar se forma agregando una segunda región  $p$  o  $n$  a un diodo de unión  $pn$ . Con dos regiones  $n$  y una región  $p$  se forman dos uniones y a esto se le conoce como *transistor NPN*, como se muestra en la figura 4.25a. Si hay dos regiones  $p$  y una región  $n$ , se conoce como *transistor PNP*, lo cual se muestra en la figura 4.25b. Las tres terminales se denominan *colector*, *emisor* y *base*. Un transistor bipolar tiene dos uniones, una unión colector-base (CBJ) y una unión base-emisor (BEJ) [1-5]. En la figura 4.26 se muestran transistores *NPN* de varios tamaños.

Para el emisor del transistor tipo *NPN* de la figura 4.27a hay dos regiones  $n^+$ , y dos regiones  $p^+$  para el emisor del transistor tipo *PNP* de la figura 4.27b. Para el tipo *NPN*, la capa  $n$  del lado del emisor se hace ancha, la base  $p$  es angosta y la capa  $n$  del lado del colector es angosta con un alto nivel de dopado. Para el tipo *PNP*, la capa  $p$  del lado del emisor se hace ancha, la base  $n$  es angosta, y la capa  $p$  del lado del colector es angosta con un alto nivel de dopado. Las corrientes de base y colector fluyen a través de dos trayectorias paralelas, y el resultado es una baja resistencia del colector-emisor en estado de conducción,  $R_{CE(ON)}$ .

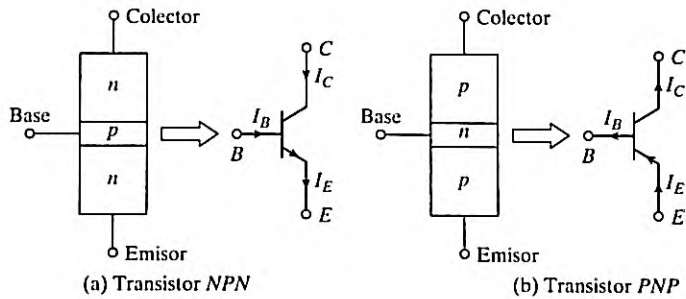


FIGURA 4.25  
Transistores bipolares.

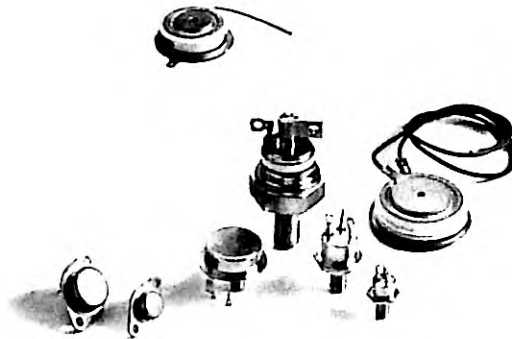


FIGURA 4.26  
Transistores *NPN*. (Cortesía de Powerex, Inc.).

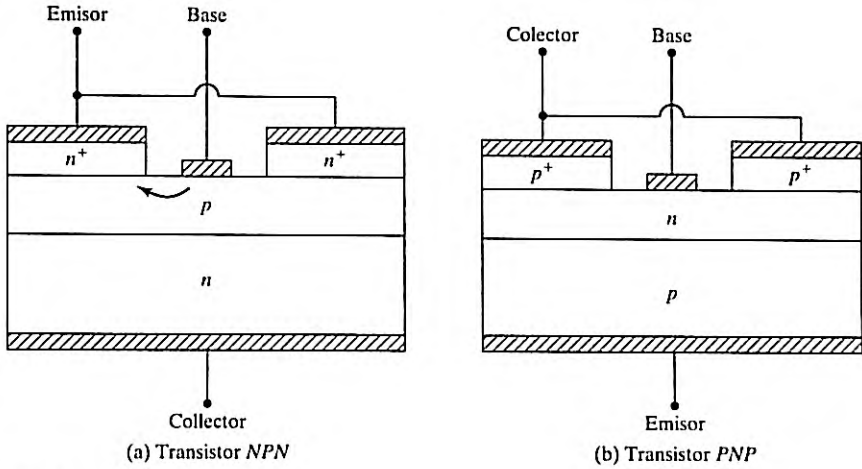


FIGURA 4.27

Cortes transversales de BJTs.

#### 4.6.1 Características de estado estable

Aunque hay tres configuraciones posibles: colector común, base común y emisor común, en general se utiliza la configuración emisor común, la cual se muestra en la figura 4.28a para un transistor *NPN*, en aplicaciones de conmutación. Las características de entrada típicas de la corriente de base  $I_B$  en función del voltaje base-emisor  $V_{BE}$  se muestran en la figura 4.28b. La figura 4.28c muestra las características de salida típicas de la corriente de colector  $I_C$  en función del voltaje colector-emisor  $V_{CE}$ . Para un transistor *PNP* las polaridades de todas las corrientes y voltajes se invierten.

Un transistor tiene tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación. En la región de corte el transistor se bloquea o apaga y la corriente de base no es suficiente para encenderlo, y ambas uniones se polarizan a la inversa. En la región activa el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente de base se amplifica por una ganancia y el voltaje del colector-emisor se reduce con la corriente de base. La CBJ se polariza a la inversa, y la BEJ se polariza en sentido directo. En la región de saturación la corriente de base es suficientemente alta de modo que el voltaje colector-emisor es bajo, y el transistor actúa como un interruptor. Ambas uniones (CBJ y BEJ) se polarizan en sentido directo. La característica de transferencia, la cual es una gráfica de  $V_{CE}$  en función de  $I_B$ , se muestra en la figura 4.29.

En la figura 4.30 se muestra el modelo de un transistor *NPN* en operación de cd de gran señal. La ecuación que relaciona las corrientes es

$$I_E = I_C + I_B \quad (4.14)$$

La corriente de base es efectivamente la corriente de entrada y la corriente de colector es la corriente de salida. La relación de la corriente de colector  $I_C$  a la corriente de base  $I_B$  se conoce como *ganancia de corriente en sentido directo*,  $\beta_F$ :

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.15)$$

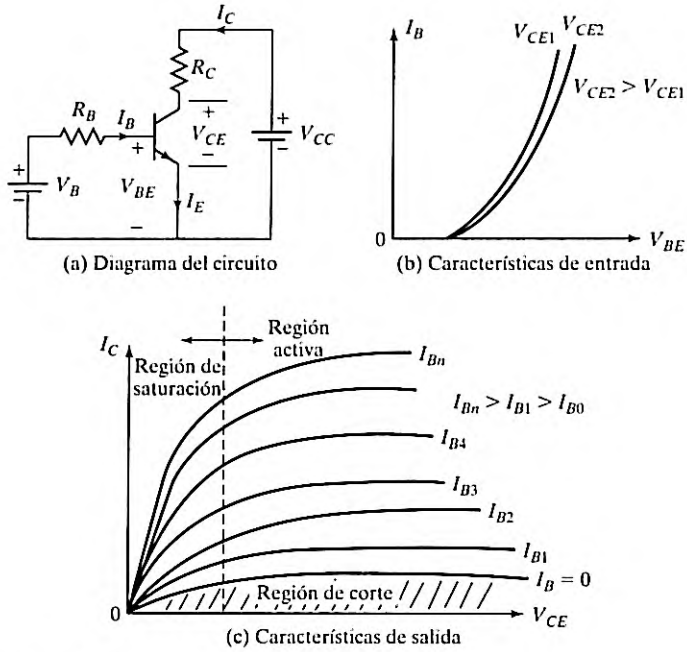


FIGURA 4.28 Características de transistores NPN.

La corriente de colector tiene dos componentes: una por la corriente de base y la otra es la corriente de fuga de la CBJ.

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \tag{4.16}$$

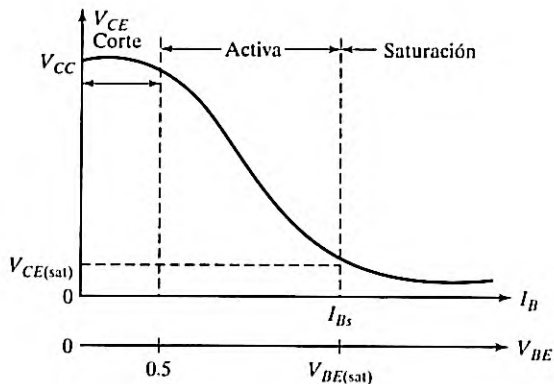


FIGURA 4.29 Características de transferencia.

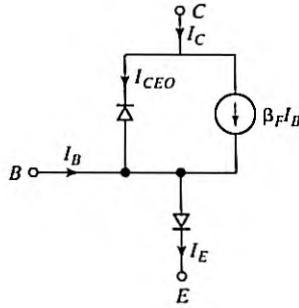


FIGURA 4.30  
Modelo de transistores NPN.

donde  $I_{CEO}$  es la corriente de fuga de colector a emisor con el circuito abierto por la base y se puede considerar insignificante comparada con  $\beta_F I_B$ .

Con las ecuaciones (4.14) y (4.16),

$$I_E = I_B(1 + \beta_F) + I_{CEO} \quad (4.17)$$

$$\approx I_B(1 + \beta_F) \quad (4.18)$$

$$I_E \approx I_C \left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right) = I_C \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \quad (4.19)$$

Como  $\beta_F \gg 1$ , la corriente de colector se expresa como

$$I_C \approx \alpha_F I_E \quad (4.20)$$

donde la constante  $\alpha_F$  está relacionada con  $\beta_F$  por

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \quad (4.21)$$

o

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (4.22)$$

Consideremos el circuito de la figura 4.31, donde el transistor funciona como interruptor.

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \quad (4.23)$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F R_C}{R_B} (V_B - V_{BE})$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \quad (4.24)$$

o

$$V_{CH} = V_{CE} - V_{BE} \quad (4.25)$$

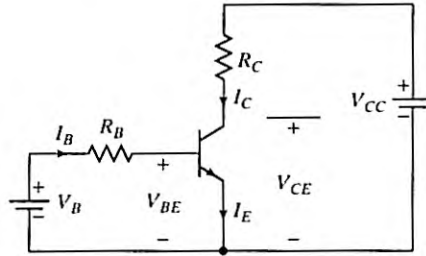


FIGURA 4.31  
Transistor que funciona como interruptor.

La ecuación (4.25) indica que en tanto  $V_{CE} \geq V_{BE}$ , la CBJ se polariza a la inversa y el transistor está en la región activa. La corriente de colector máxima en la región activa, que se obtiene al establecer  $V_{CB} = 0$  y  $V_{BE} = V_{CE}$ , es

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \quad (4.26)$$

y el valor correspondiente de la corriente de base

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_F} \quad (4.27)$$

Si la corriente de base se incrementa por encima de  $I_{BM}$ ,  $V_{BE}$  se aumenta, la corriente de colector se incrementa y el  $V_{CE}$  cae por debajo de  $V_{BE}$ . Esto continúa hasta que la CBJ se polariza en sentido directo con  $V_{BC}$  alrededor de 0.4 a 0.5 V. Entonces el transistor entra en la región de saturación. La *saturación del transistor* se puede definir como el punto por encima del cual cualquier incremento de la corriente de base no aumenta significativamente la corriente de colector.

En la saturación la corriente de colector permanece casi constante. Si el voltaje de saturación de colector a emisor es  $V_{CE(sat)}$ , la corriente de colector es

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \quad (4.28)$$

y el valor correspondiente de la corriente de base es

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_F} \quad (4.29)$$

Normalmente el circuito se diseña de modo que  $I_B$  sea mayor que  $I_{BS}$ . La relación de  $I_B$  a  $I_{BS}$  se llama *factor de sobreexcitación* (ODF):

$$ODF = \frac{I_B}{I_{BS}} \quad (4.30)$$

y la relación de  $I_{CS}$  a  $I_B$  se denomina  $\beta$  forzada,  $\beta_{forzada}$  donde

$$\beta_{forzada} = \frac{I_{CS}}{I_B} \quad (4.31)$$

La pérdida total de potencia en las dos uniones es

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \quad (4.32)$$

Un alto valor del factor de sobreexcitación no puede reducir significativamente el voltaje de colector a emisor. Sin embargo,  $V_{BE}$  se incrementa debido a la corriente de base aumentada, y el resultado es una pérdida de potencia incrementada en el BEJ.

#### Ejemplo 4.1 Cómo determinar los parámetros de saturación de un BJT

El transistor bipolar de la figura 4.31 se especifica con  $\beta_F$  en el rango de 8 a 40. La resistencia de la carga es  $R_C = 11 \Omega$ . El voltaje de suministro de cd es  $V_{CC} = 200 \text{ V}$  y el voltaje de entrada al circuito de la base es  $V_B = 10 \text{ V}$ . Si  $V_{CE(\text{sat})} = 1.0 \text{ V}$  y  $V_{BE(\text{sat})} = 1.5 \text{ V}$ , determine (a) el valor de  $R_B$  que produzca saturación con un factor de sobreexcitación de 5; (b) la  $\beta_{\text{forzada}}$ , y (c) la pérdida de potencia  $P_T$  en el transistor.

#### Solución

$V_{CC} = 200 \text{ V}$ ,  $\beta_{\text{mín}} = 8$ ,  $\beta_{\text{máx}} = 40$ ,  $R_C = 11 \Omega$ , ODF = 5,  $V_B = 10 \text{ V}$ ,  $V_{CE(\text{sat})} = 1.0 \text{ V}$ , y  $V_{BE(\text{sat})} = 1.5 \text{ V}$ . Con la ecuación (4.28),  $I_{CS} = (200 - 1.0)/11 = 18.1 \text{ A}$ . Con la ecuación (4.29),  $I_{BS} = 18.1/\beta_{\text{mín}} = 18.1/8 = 2.2625 \text{ A}$ . La ecuación (4.30) da la corriente de base para un factor de sobreexcitación de 5,

$$I_B = 5 \times 2.2625 = 11.3125 \text{ A}$$

- a. La ecuación (4.23) da el valor requerido de  $R_B$ ,

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(\text{sat})}}{I_B} = \frac{10 - 1.5}{11.3125} = 0.7514 \Omega$$

- b. Con la ecuación (4.31),  $\beta_{\text{forzada}} = 18.1/11.3125 = 1.6$   
 c. La ecuación (4.32) da la pérdida total de potencia como

$$P_T = 1.5 \times 11.3125 + 1.0 \times 18.1 = 16.97 + 18.1 = 35.07 \text{ W}$$

*Nota:* Para un ODF de 10,  $I_B = 22.265$  y la pérdida de potencia es  $P_T = 1.5 \times 22.265 + 18.1 = 51.5 \text{ W}$ . Una vez que el transistor se satura, el voltaje colector-emisor no se reduce en relación con el incremento de la corriente de base. Sin embargo, la pérdida de potencia se incrementa. Con un alto valor del ODF, el transistor se puede dañar debido a la avalancha térmica. Por otro lado, si el transistor se sobreexcita ( $I_B < I_{CB}$ ), puede funcionar en la región activa y  $V_{CE}$  se incrementa, por lo que la pérdida de potencia se aumenta.

#### 4.6.2 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Una unión  $pn$  con polarización directa exhibe dos capacitancias en paralelo: una capacitancia de capa de agotamiento y una capacitancia de difusión. Por otra parte, una unión  $pn$  con polarización inversa tiene sólo capacitancia de agotamiento. En condiciones de estado estable, estas capacitancias no desempeñan ningún rol. Sin embargo, en condiciones transitorias, influyen en el comportamiento de encendido y apagado del transistor.

En la figura 4.32 se muestra el modelo de un transistor en condiciones transitorias, donde  $C_{cb}$  y  $C_{bc}$  son las capacitancias efectivas de la CBJ y BEJ, respectivamente. La *transconductancia*,  $g_m$ , de un BJT se define como la relación de  $\Delta I_C$  a  $\Delta V_{BE}$ . Estas capacitancias dependen de los voltajes de unión y de la construcción física del transistor.

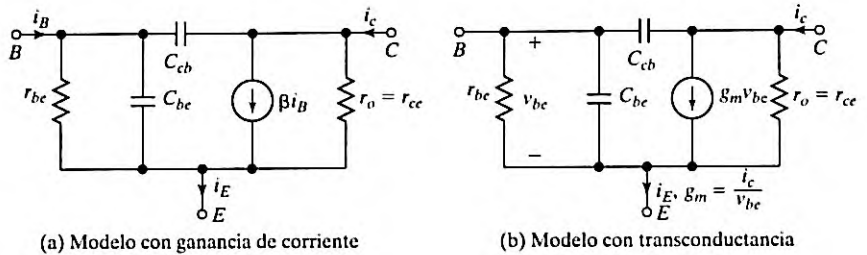


FIGURA 4.32  
Modelo transitorio de un BJT.

$C_{cb}$  afecta la capacitancia de entrada de forma significativa debido al efecto de multiplicación Miller [6]. Las resistencias de colector a emisor y de base a emisor son  $r_{ce}$  y  $r_{be}$ , respectivamente.

A causa de las capacitancias internas el transistor no se enciende de inmediato. La figura 4.33 ilustra las formas de onda y tiempos de conmutación. Conforme el voltaje de entrada  $v_B$  sube de cero a  $V_1$  y la corriente de base sube a  $I_{B1}$ , la corriente de colector no responde de inmediato. Hay un retraso, conocido como *tiempo de retraso*  $t_d$ , antes de que fluya cualquier

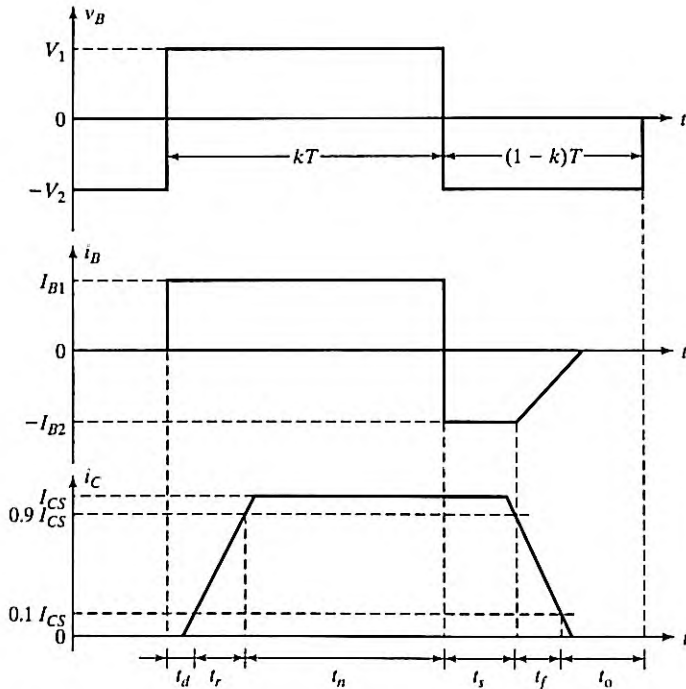


FIGURA 4.33  
Tiempos de conmutación de transistores bipolares.

corriente de colector. Este retraso se requiere para cargar la capacitancia de la BEJ al voltaje de polarización directa  $V_{BE}$  (aproximadamente 0.7 V). Después de este retraso, la corriente de colector sube al valor de estado estable de  $I_{CS}$ . El tiempo de subida  $t_r$  depende de la constante de tiempo determinada por la capacitancia de la BEJ.

La corriente de base es normalmente es mayor que la requerida para saturar el transistor. Como resultado, la carga de portadores minoritarios excedente se almacena en la región de la base. A mayor ODF, mayor cantidad de carga extra almacenada en la base. Esta carga extra, denominada *carga de saturación*, es proporcional a la excitación de base excedente y la corriente correspondiente  $I_c$ :

$$I_c = I_B - \frac{I_{CS}}{\beta} = \text{ODF} \cdot I_{BS} - I_{BS} = I_{BS}(\text{ODF} - 1) \quad (4.33)$$

y la carga de saturación está dada por

$$Q_s = \tau_s I_c = \tau_s I_{BS}(\text{ODF} - 1) \quad (4.34)$$

donde  $\tau_s$  se conoce como *constante de tiempo de almacenamiento* del transistor.

Cuando el voltaje de entrada se invierte de  $V_1$  a  $-V_2$  y la corriente también cambia a  $-I_{B2}$ , la corriente de colector no cambia durante un tiempo  $t_s$ , llamado *tiempo de almacenamiento*. El  $t_s$  se requiere para eliminar la carga de saturación de la base. Cuanto más alta sea la corriente de colector, más alta será la corriente de base y se llevará más tiempo recuperar las cargas almacenadas que provocan un tiempo de almacenamiento más largo. Dado que  $v_{BE}$  incluso con aproximadamente sólo 0.7 V sigue siendo positivo, la corriente de base invierte su dirección por el cambio en la polaridad de  $v_B$  de  $V_1$  a  $-V_2$ . La corriente inversa  $-I_{B2}$  ayuda a descargar la base y eliminar la carga extra de la base. Sin  $-I_{B2}$ , la carga de saturación se tiene que eliminar por completo por recombinación y el tiempo de almacenamiento sería mayor.

Una vez eliminada la carga extra, la capacitancia de la BEJ se carga al voltaje de entrada  $-V_2$  y la corriente de base cae a cero. El tiempo de caída  $t_f$  depende de la constante de tiempo, determinada por la capacitancia de la BEJ polarizada a la inversa.

La figura 4.34a muestra la carga extra de almacenamiento en la base de un transistor saturado. Durante el apagado, esta carga extra se elimina primero en el tiempo  $t_s$  y el perfil de la carga cambia de *a* a *c* como se muestra en la figura 4.34b. Durante el tiempo de caída el perfil de la carga decrece a partir del perfil *c* hasta que se eliminan todas las cargas.

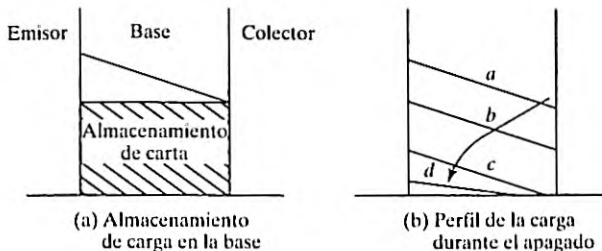


FIGURA 4.34

Almacenamiento de carga en transistores bipolares.

El tiempo de encendido  $t_n$  es la suma del tiempo de retraso  $t_d$  y el tiempo de subida  $t_r$ :

$$t_n = t_d + t_r$$

el tiempo de apagado  $t_o$  es la suma del tiempo de almacenamiento  $t_s$  y el tiempo de caída  $t_f$ :

$$t_o = t_s + t_f$$

### Ejemplo 4.2 Cómo determinar la pérdida por conmutación de un transistor

Las formas de onda del transistor interruptor de la figura 4.31 se muestran en la figura 4.35. Los parámetros son  $V_{CC} = 250$  V,  $V_{BE(sat)} = 3$  V,  $I_B = 8$  A,  $V_{CE(sat)} = 2$  V,  $I_{CS} = 100$  A,  $t_d = 0.5$   $\mu$ s,  $t_r = 1$   $\mu$ s,  $t_s = 5$   $\mu$ s,  $t_f = 3$   $\mu$ s, y  $f_s = 10$  kHz. El tiempo de trabajo es  $k = 50\%$ . La corriente de fuga de colector a emisor es  $I_{CEO} = 3$  mA. Determine la pérdida de potencia por la corriente de colector (a) durante el encendido  $t_{on} = t_d + t_r$ ; (b) durante el periodo de conducción,  $t_n$ ; (c) durante el apagado  $t_o = t_s + t_f$ ; (d) durante el tiempo de inactividad  $t_o$ , y (e) pérdidas de potencia totales promedio  $P_T$ . (f) Trace la gráfica de la potencia debido a la corriente de colector  $P_c(t)$ .

#### Solución

$T = 1/f_s = 100$   $\mu$ s,  $k = 0.5$ ,  $kT = t_d + t_r + t_n = 50$   $\mu$ s,  $t_n = 50 - 0.5 - 1 = 48.5$   $\mu$ s,  $(1 - k)T = t_s + t_f + t_o = 50$   $\mu$ s, y  $t_o = 50 - 5 - 3 = 42$   $\mu$ s.

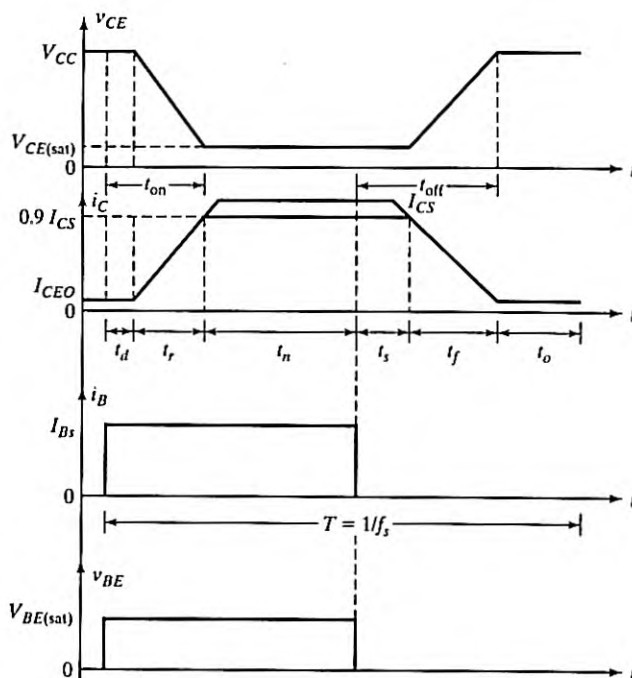


FIGURA 4.35

Formas de onda de un transistor interruptor.

a. Durante el tiempo de retraso,  $0 \leq t \leq t_d$ :

$$\begin{aligned}i_c(t) &= I_{CEO} \\v_{CE}(t) &= V_{CC}\end{aligned}$$

La potencia instantánea debido a la corriente de colector es

$$\begin{aligned}P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC} \\&= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W}\end{aligned}$$

La pérdida de potencia promedio durante el tiempo de retraso es

$$\begin{aligned}P_d &= \frac{1}{T} \int_0^{t_d} P_c(t) dt = I_{CEO} V_{CC} t_d f_s \\&= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 3.75 \text{ mW}\end{aligned} \quad (4.35)$$

Durante el tiempo de subida,  $0 \leq t \leq t_r$ :

$$\begin{aligned}i_c(t) &= \frac{I_{CS}}{t_r} t \\v_{CE}(t) &= V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}) \frac{t}{t_r} \\P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CS} \frac{t}{t_r} \left[ V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}) \frac{t}{t_r} \right]\end{aligned} \quad (4.36)$$

La potencia  $P_c(t)$  es máxima cuando  $t = t_m$ , donde

$$\begin{aligned}t_m &= \frac{t_r V_{CC}}{2[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]} \\&= 1 \times \frac{250}{2(250 - 2)} = 0.504 \mu\text{s}\end{aligned} \quad (4.37)$$

y la ecuación (4.36) de la potencia pico

$$\begin{aligned}P_p &= \frac{V_{CC}^2 I_{CS}}{4[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]} \\&= 250^2 \times \frac{100}{4(250 - 2)} = 6300 \text{ W}\end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned}P_r &= \frac{1}{T} \int_0^{t_r} P_c(t) dt = f_s I_{CS} t_r \left[ \frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}}{3} \right] \\&= 10 \times 10^3 \times 100 \times 1 \times 10^{-6} \left[ \frac{250}{2} + \frac{2 - 250}{3} \right] = 42.33 \text{ W}\end{aligned} \quad (4.39)$$

La pérdida total de potencia durante el encendido es

$$\begin{aligned}P_{\text{on}} &= P_d + P_r \\&= 0.00375 + 42.33 = 42.33 \text{ W}\end{aligned} \quad (4.40)$$

b. El periodo de conducción,  $0 \leq t \leq t_n$ :

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= I_{CS} \\
 v_{CE}(t) &= V_{CE(\text{sat})} \\
 P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} \\
 &= 2 \times 100 = 200 \text{ W} \\
 P_n &= \frac{1}{T} \int_0^{t_n} P_c(t) dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_n f_s \\
 &= 2 \times 100 \times 48.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 97 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

c. El periodo de almacenamiento,  $0 \leq t \leq t_s$ :

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= I_{CS} \\
 v_{CE}(t) &= V_{CE(\text{sat})} \\
 P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} \\
 &= 2 \times 100 = 200 \text{ W} \\
 P_s &= \frac{1}{T} \int_0^{t_s} P_c(t) dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_s f_s \\
 &= 2 \times 100 \times 5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 10 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

El tiempo de caída,  $0 \leq t \leq t_f$ :

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right), \text{ ignorando } I_{CEO} \\
 v_{CE}(t) &= \frac{V_{CC}}{t_f} t, \text{ ignorando } I_{CEO} \\
 P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CC} I_{CS} \left[ \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \frac{t}{t_f} \right]
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

Esta pérdida de potencia durante el tiempo de caída es máxima cuando  $t = t_f/2 = 1.5 \mu\text{s}$  y la ecuación (4.43) da la potencia pico,

$$\begin{aligned}
 P_m &= \frac{V_{CC} I_{CS}}{4} \\
 &= 250 \times \frac{100}{4} = 6250 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

$$\begin{aligned}
 P_f &= \frac{1}{T} \int_0^{t_f} P_c(t) dt = \frac{V_{CC} I_{CS} t_f f_s}{6} \\
 &= \frac{250 \times 100 \times 3 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{6} = 125 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

La pérdida de potencia durante el apagado es

$$\begin{aligned}
 P_{\text{off}} &= P_s + P_f = I_{CS} f_s \left( t_s V_{CE(\text{sat})} + \frac{V_{CC} t_f}{6} \right) \\
 &= 10 + 125 = 135 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.46}$$

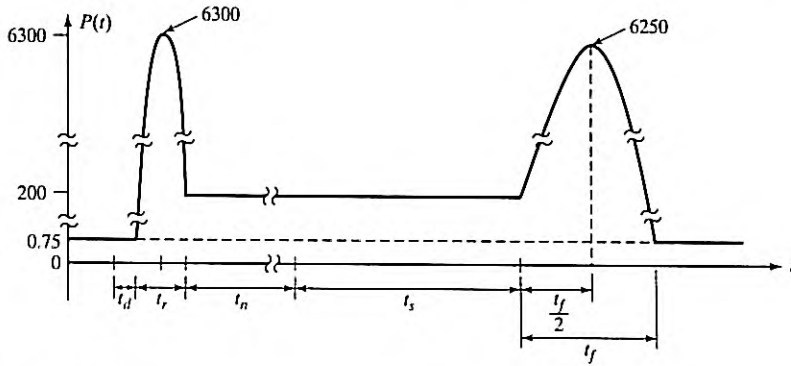


FIGURA 4.36  
Gráfica de la potencia instantánea del ejemplo 4.2.

- d. Periodo de inactividad,  $0 \leq t \leq t_0$ :

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= I_{CEO} \\
 v_{CE}(t) &= V_{CC} \\
 P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC} \\
 &= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W} \\
 P_0 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_0} P_c(t) dt = I_{CEO} V_{CC} t_0 f_s \\
 &= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 42 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 0.315 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.47}$$

- e. La pérdida total de potencia en el transistor debido a la corriente de colector es:

$$\begin{aligned}
 P_T &= P_{on} + P_n + P_{off} + P_0 \\
 &= 42.33 + 97 + 135 + 0.315 = 274.65 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.48}$$

- f. La figura 4.36 muestra la gráfica de la potencia instantánea.

*Nota:* Las pérdidas por conmutación durante la transición del estado de encendido al estado de apagado y viceversa son muchas más que las pérdidas en estado de encendido. El transistor debe estar protegido contra rupturas debido a una alta temperatura en la unión.

### Ejemplo 4.3 Cómo determinar la pérdida de excitación de base de un transistor

Con los parámetros del ejemplo 4.2, calcule la pérdida de potencia promedio debido a la corriente de base.

#### Solución

$V_{BE(sat)} = 3 \text{ V}$ ,  $I_B = 8 \text{ A}$ ,  $T = 1/f_s = 100 \mu\text{s}$ ,  $k = 0.5$ ,  $kT = 50 \mu\text{s}$ ,  $t_d = 0.5 \mu\text{s}$ ,  $t_r = 1 \mu\text{s}$ ,  $t_n = 50 - 1.5 = 48.5 \mu\text{s}$ ,  $t_s = 5 \mu\text{s}$ ,  $t_f = 3 \mu\text{s}$ ,  $t_{on} = t_d + t_r = 1.5 \mu\text{s}$ , y  $t_{off} = t_s + t_f = 5 + 3 = 8 \mu\text{s}$ .

Durante el periodo,  $0 \leq t \leq (t_{on} + t_n)$ :

$$i_b(t) = I_{BS}$$

$$v_{BE}(t) = V_{BE(sat)}$$

La potencia instantánea debido a la corriente de base es

$$\begin{aligned} P_b(t) &= i_b v_{BE} = I_{BS} V_{BE(sat)} \\ &= 8 \times 3 = 24 \text{ W} \end{aligned}$$

Durante el periodo,  $0 \leq t \leq t_o (T - t_{on} - t_n - t_s - t_f)$ ;  $P_b(t) = 0$ . La pérdida de potencia promedio es

$$\begin{aligned} P_B &= I_{BS} V_{BE(sat)} (t_{on} + t_n + t_s + t_f) f_s \\ &= 8 \times 3 \times (1.5 + 48.5 + 5 + 3) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 13.92 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.49)$$

*Nota:* Como la corriente de compuerta de un MOSFET es insignificante, la pérdida de excitación de la compuerta de un MOSFET de potencia es insignificamente pequeña.

### 4.6.3 Límites de conmutación

**Segunda ruptura (SB).** Al fenómeno destructivo causado por el flujo de corriente hacia una pequeña parte de la base que produce puntos calientes localizados se le conoce como SB o segunda ruptura. Si la energía en estos puntos calientes es bastante, el calentamiento excesivo localizado puede dañar el transistor. Por consiguiente, la segunda ruptura es provocada por una avalancha térmica localizada, a causa de altas concentraciones de corriente. La concentración de corriente puede deberse a defectos en la estructura del transistor. La SB ocurre con ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo interviene, la segunda ruptura es básicamente un fenómeno que depende de la energía.

**Área de operación segura polarizada en sentido directo (FBSOA).** Durante el encendido y en condiciones de estado de conducción, la temperatura promedio en la unión y el límite de segunda ruptura limitan la capacidad de manejo de potencia de un transistor. Los fabricantes suelen proporcionar las curvas de FBSOA en condiciones de prueba específicas. El área de operación segura polarizada en sentido directo indica los límites  $i_c - v_{CE}$  del transistor; para una operación confiable el transistor no debe someterse a una disipación de potencia mayor que la mostrada por la curva FBSOA.

**Área de operación segura polarizada a la inversa (RBSOA).** Durante el apagado, el transistor debe mantener una alta corriente y un alto voltaje, en la mayoría de los casos con la unión base a emisor polarizada a la inversa. El voltaje de colector a emisor debe mantenerse a un nivel seguro a, o por debajo, de un valor especificado de corriente de colector. Los fabricantes proporcionan los límites  $I_C - V_{CE}$  durante el apagado en polarización inversa como RBSOA.

**Voltajes de ruptura.** Un *voltaje de ruptura* se define como el voltaje máximo absoluto entre dos terminales con la tercera terminal abierta, en cortocircuito o polarizada en dirección directa o inversa. En una ruptura el voltaje permanece relativamente constante, en tanto que la corriente sube con rapidez. Los fabricantes citan los siguientes voltajes de ruptura:

$V_{EBO}$ : el voltaje máximo entre la terminal emisor y la terminal base con la terminal colector abierta.

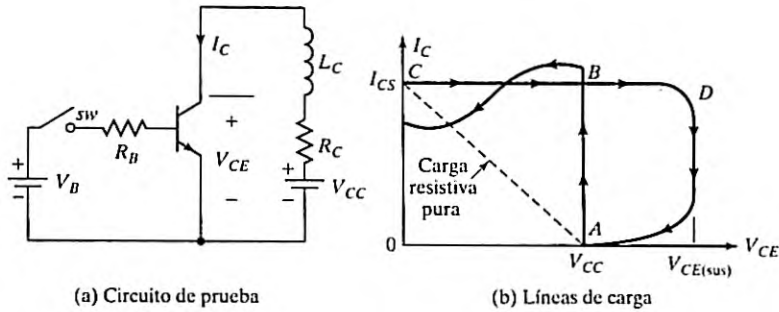


FIGURA 4.37

Líneas de carga de encendido y apagado.

$V_{CEV}$  o  $V_{CEX}$ : el voltaje máximo entre la terminal colector y la terminal emisor a un voltaje negativo especificado aplicado entre la base y el emisor.

$V_{CEO(SUS)}$ : El voltaje máximo de sustentación entre la terminal colector y la terminal emisor con la base abierta. Este valor se especifica como la corriente y voltaje de colector máximos, que aparecen simultáneamente a través del dispositivo con un valor específico de inductancia de carga.

Consideremos el circuito de la figura 4.37a. Cuando el interruptor SW se cierra la corriente de colector se incrementa, y después de un transitorio la corriente de colector en estado estable es  $I_{CS} = (V_{CC} - V_{CE(sat)})/R_C$ . Para una carga inductiva, la línea de carga sería la trayectoria ABC de la figura 4.37b. Si el interruptor se abre para eliminar la corriente de base, la corriente de colector comienza a caer y se induce un voltaje  $L(di/dt)$  a través del inductor que se opone a la reducción de corriente y el transistor se ve sometido a un voltaje transitorio. Si este voltaje alcanza el nivel de voltaje de sustentación, el voltaje del colector permanece aproximadamente constante y la corriente de colector cae; después de un breve tiempo el transistor queda en estado inactivo. La figura 4.37b presenta la línea de carga de apagado indicada por la trayectoria CDA.

#### 4.6.4 BJTs de carburo de silicio

Al igual que los BJT de Si, el BJT de SiC es un dispositivo bipolar que por lo común se encuentra en estado de apagado, el cual combina tanto una baja caída de voltaje en estado de conducción (0.32 V a 100 A/cm<sup>2</sup>) [58] como un desempeño de conmutación bastante rápida. La baja caída de voltaje en estado de conducción se obtiene debido a la cancelación de las uniones base-emisor y base-colector. Sin embargo, el BJT de SiC es un dispositivo controlado por corriente, es decir que se requiere una corriente de base sustancial continua mientras conduce una corriente de colector. Los BJT de SiC son muy atractivos para aplicaciones de conmutación de potencia debido a su potencial de muy bajas resistencias específicas en estado de conducción y de operación a alta temperatura con altas densidades de potencia [56, 57, 58]. Para los BJT de SiC, la ganancia de corriente de emisor común ( $\beta$ ), la resistencia específica ( $R_{on}$ ), y el voltaje de ruptura, son importantes para optimizar la competencia con los dispositivos de potencia a base de silicio. Se ha dedicado un cuantioso trabajo para mejorar el desempeño de los BJT de SiC.

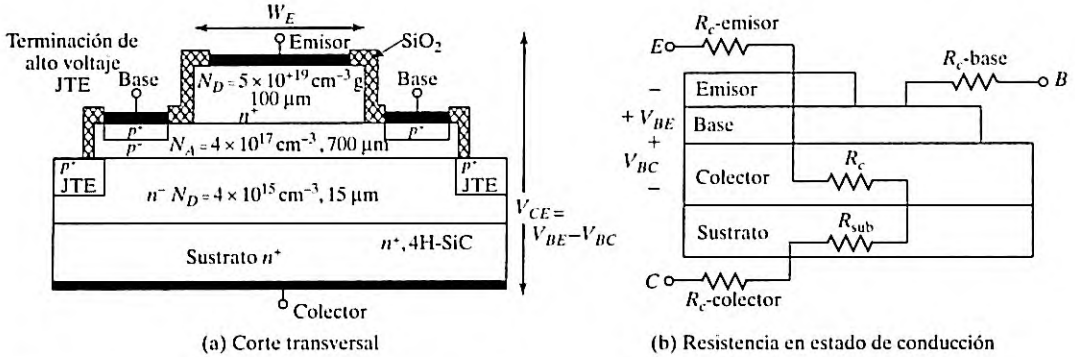


FIGURA 4.38

Vista de corte transversal del dispositivo BJT 4H-SiC.

Los BJT de SiC disponibles tienen una capacidad de voltaje de 1.2 kV y capacidades de corriente en el rango de 6 a 40 A, con ganancias de corriente de más de 70 a temperatura ambiente para un dispositivo de 6 A [59]. Sin embargo, la ganancia de corriente depende en gran medida de la temperatura y, en particular, cae más de 50% a 25°C en comparación con la temperatura ambiente. El desarrollo de BJTs de SiC ha sido exitoso, y a pesar de la necesidad de la corriente de base, los BJT de SiC ofrecen un desempeño competitivo en el rango de kilovolts. En la figura 4.38a se muestra un BJT NPN de SiC [60]. La extensión de terminación de unión (JTE) exhibe un alto voltaje de ruptura en comparación con los BJTs de SiC. La figura 4.38b muestra el circuito equivalente de resistencia en estado de conducción [56]. La estructura, dimensiones y concentraciones de las capas  $n^+$  y  $p^+$  determinarán las características del BJT, como capacidades de voltaje y corriente.

#### 4.7 IGBTs

Un IGBT combina las ventajas de los BJT y los MOSFET. Un IGBT tiene alta impedancia de entrada, como los MOSFET, y bajas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. Sin embargo, no tiene el problema de segunda ruptura, como los BJT. Por el diseño y estructura del microcircuito (*chip*), la resistencia equivalente de drenaje a fuente  $R_{DS}$  se controla para que se comporte como la de un BJT [13-14].

En la figura 4.39a se muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un IGBT, la cual es idéntica a la de un MOSFET, excepto por el sustrato  $p^+$ . No obstante, el desempeño de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al sustrato  $p^+$ , el cual es responsable de inyectar portadores minoritarios en la región  $n$ . El circuito equivalente se muestra en la figura 4.39b, que se puede simplificar como el de la figura 4.39c. Un IGBT se construye con cuatro capas alternas  $PNPN$ , y podría enganchar como un tiristor si se cumple la condición necesaria  $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) > 1$ . La capa intermedia  $n^+$  y la ancha base epitaxial reducen la ganancia de la terminal  $NPN$  mediante diseño interno con lo cual se evita el enganche. Los IGBT tienen dos estructuras: de perforación (PT) y de no perforación (NPT). En la estructura IGBT de perforación, el tiempo de conmutación se reduce con el uso de una capa intermedia  $n$  altamente dopada en la región de deriva cerca del colector. En la estructura NPT los portadores tienen una vida más larga que en la estructura PT, lo que ocasiona modulación

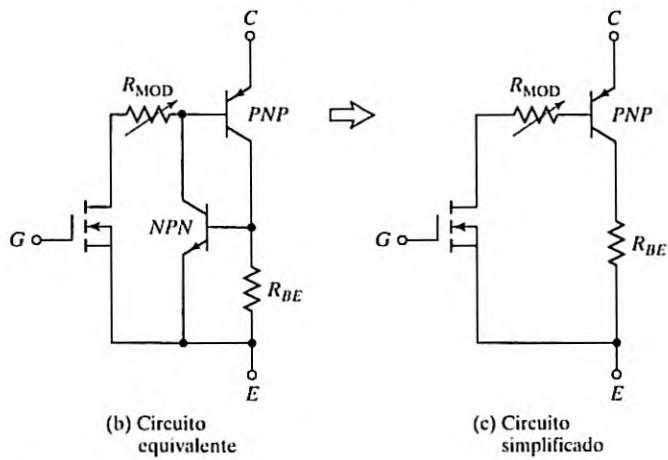
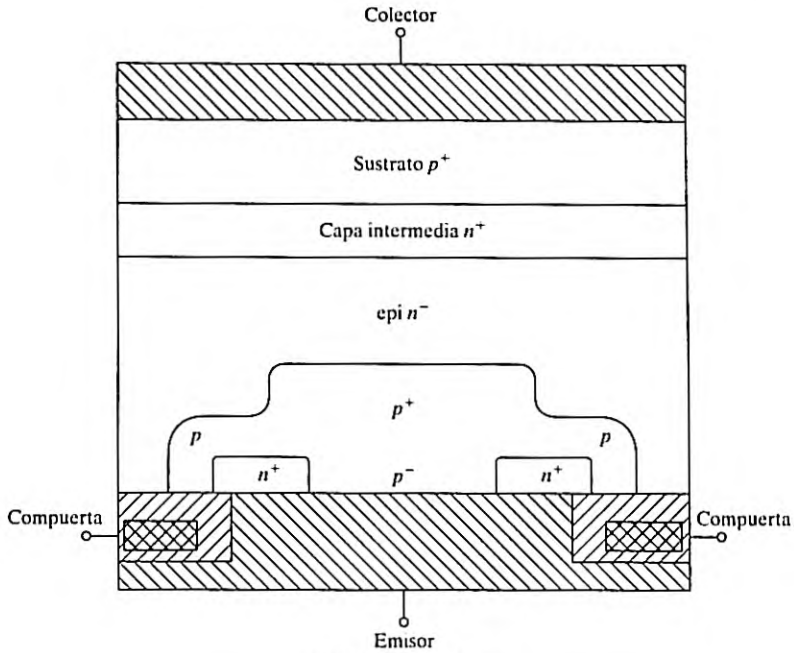


FIGURA 4.39  
Corte transversal y circuito equivalente de IGBTs.

por conductividad de la región de deriva y reduce la caída de voltaje en estado de encendido. Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje similar a un MOSFET de potencia. Al igual que un MOSFET, cuando la compuerta se vuelve positiva con respecto al emisor para el encendido, se atraen portadores  $n$  hacia el canal  $p$  cerca de la región de la compuerta; esto produce una polarización directa de la base del transistor  $NPN$  con la cual, por tanto, se enciende. Un IGBT se enciende con sólo aplicar un voltaje de compuerta positivo para abrir el canal a los portadores  $n$  y se apaga al eliminar el voltaje de compuerta, con lo que se cierra el canal. Sólo requiere un sencillo circuito de control. Tiene pérdidas de conducción y conmutación más bajas al mismo tiempo que comparte muchas de las atractivas características de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, corriente pico, capacidad y robustez. Un IGBT es inherentemente más rápido que un BJT; sin embargo, la velocidad de conmutación de los IGBT es inferior a la de los MOSFET.

La figura 4.40 muestra el símbolo y el circuito de un interruptor IGBT. Sus tres terminales son compuerta, colector y emisor en lugar de compuerta, drenaje y fuente de un MOSFET. En la figura 4.41a se muestran las características de salida típicas de  $i_C$  en función de  $v_{CE}$  para varios voltajes  $v_{GE}$  de compuerta a emisor. La característica de transferencia típica de  $i_C$  en función de  $v_{GE}$  se muestra en la figura 4.41b. Los parámetros y sus símbolos son similares a los de los MOSFET, excepto que los subíndices para fuente y drenaje se cambian a emisor y colector, respectivamente. La capacidad de corriente de un IGBT puede ser hasta de 6500 V, 2400 A

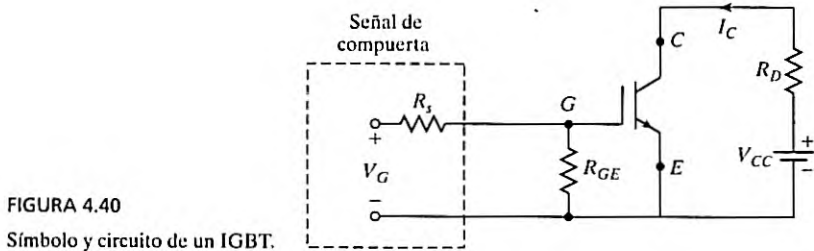


FIGURA 4.40 Símbolo y circuito de un IGBT.

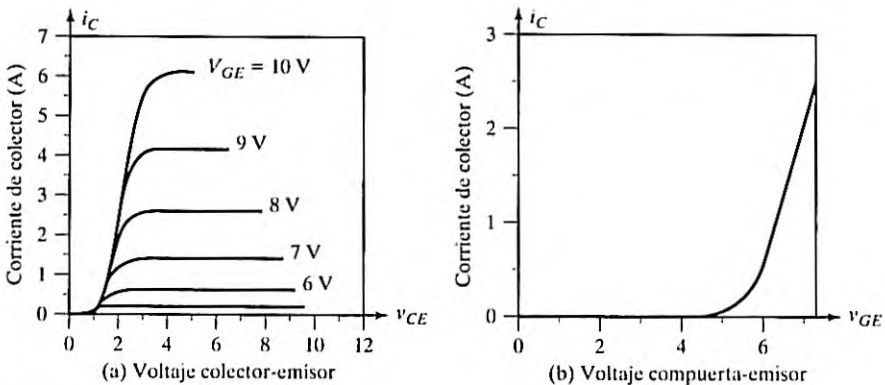


FIGURA 4.41 Características típicas de salida y de transferencia de IGBTs.

y la frecuencia de conmutación puede ser hasta de 20 kHz. Los IGBT se utilizan cada vez más en aplicaciones de mediana potencia como controladores de motor de ca, fuentes de potencia, relevadores de estado sólido, y contactores.

Conforme se amplían los límites superiores de las capacidades de los IGBT comercialmente disponibles (por ejemplo, tan altos como 6500 V y 2400 A), los IGBT están encontrando y reemplazando aplicaciones en las que los BJT y los MOSFET convencionales se han utilizado predominantemente como interruptores.

#### 4.7.1 IGBTs de carburo de silicio

El IGBT basado en Si ha demostrado un excelente desempeño para un amplio rango de capacidades de voltaje y corriente durante las últimas dos décadas [63, 65, 66]. En aplicaciones de alto voltaje un IGBT es conveniente por sus requerimientos simples de excitación de compuerta y su gran éxito en el mundo del silicio [36]. Las estructuras MOS de SiC han aparecido en años recientes con una alta resistencia a la ruptura y baja densidad de carga de interfaz, a la vez que han allanado el camino para la posible aparición de los IGBTs. Se ha llevado a cabo una extensa investigación sobre MOSFETS de potencia 4H-SiC para voltajes de bloqueo hasta de 10 kV [62, 63].

Para aplicaciones de más de 10 kV, los dispositivos bipolares se consideran favorables debido a su modulación de conductividad. Los transistores bipolares de SiC de compuerta aislada son más atractivos que los tiristores por su característica de compuerta MOS y un desempeño superior de conmutación. Tanto los IGBT de canal  $n$  (IGBTs  $n$ ) como los IGBT de canal  $p$  (IGBTs  $p$ ) se han demostrado con estructuras 4HsiC y altos voltajes de bloqueo. Estos IGBT exhiben fuerte modulación de conductividad en la capa de deriva y mejoras significativas en la resistencia en estado de encendido en comparación con el MOSFET de 10 kV. Las ventajas de los IGBT  $p$  de SiC, como el potencial de muy baja resistencia en estado de encendido, coeficiente de temperatura levemente positivo, alta velocidad de conmutación, pequeñas pérdidas por conmutación y gran área de operación segura, los hace adecuados y atractivos para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia. En la figura 4.42a se muestra el corte transversal de un IGBT de SiC [63], y el circuito equivalente [61] se muestra en figura 4.42b. La estructura,

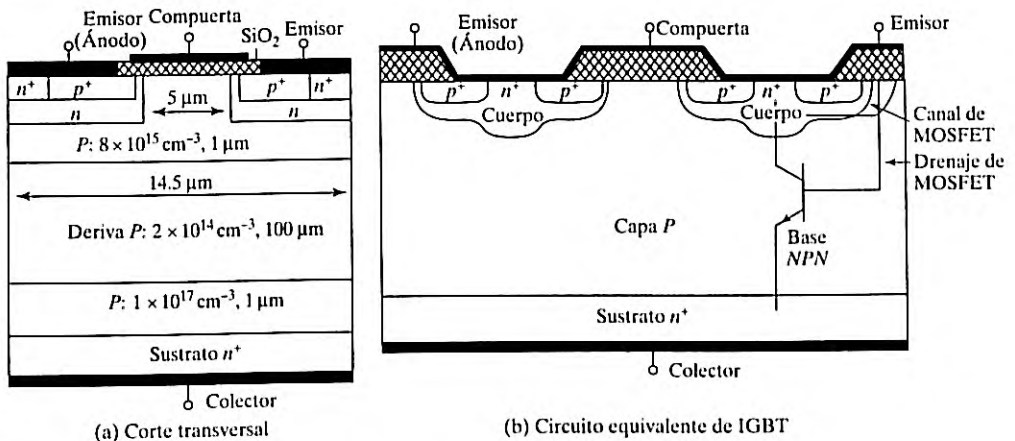


FIGURA 4.42

Estructura simplificada de un IGBT de canal  $p$  4H-SiC.

dimensión y concentraciones de las capas  $n^+$  y  $p^+$  determinarán las características del IGBT, como el voltaje y la corriente.

4.8 SITs

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. Desde que J. Nishizawa inventó los dispositivos de inducción estática en Japón [17], el número de dispositivos de esta familia va en aumento [19]. Esencialmente consiste en la versión de estado sólido del tubo tríodo de vacío. La figura 4.43 muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un SIT [15] junto con su símbolo. Es un dispositivo de estructura vertical con múltiples canales cortos. Por consiguiente, no está sujeto a la limitación de área y es adecuado para funcionar a alta velocidad y alta potencia. Los electrodos de compuerta están enterrados en las capas epitaxiales  $n$  de drenaje y fuente. Un SIT es idéntico a un JFET excepto por la construcción vertical y de compuerta enterrada, que ocasionan una baja resistencia de canal y una baja caída. Un SIT tiene un canal de corta longitud, baja resistencia en serie de compuerta, baja capacitancia de compuerta-fuente, y pequeña resistencia térmica. Presenta un bajo nivel de ruido, baja distorsión y alta capacidad de potencia de audiofrecuencia. Los tiempos de encendido y apagado son muy pequeños, típicamente de 0.25  $\mu s$ .

La caída en estado de encendido es alta, por lo común de 90 V para un dispositivo de 180-A, y de 18 V para un dispositivo de 18 A. Un SIT normalmente es un dispositivo de encendido o activo, y un voltaje de compuerta negativo lo mantiene apagado. La característica de normalmente encendido y la alta caída en estado encendido limitan sus aplicaciones para conversiones de potencia generales. Las características típicas de los SIT se muestran en la figura 4.44 [18]. Una barrera de potencial electrostáticamente inducido controla la corriente en dispositivos de inducción estática. Los SIT pueden funcionar con una potencia de 100 KVA a 100 KHz, o de 10 VA a 10 GHz. La capacidad de corriente de los SIT puede ser hasta de 1200 V, 300 A, y la velocidad de conmutación puede ser tan alta como 100 kHz. Es más adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia (por ejemplo, audio, VHF/UHF y amplificadores de microondas).

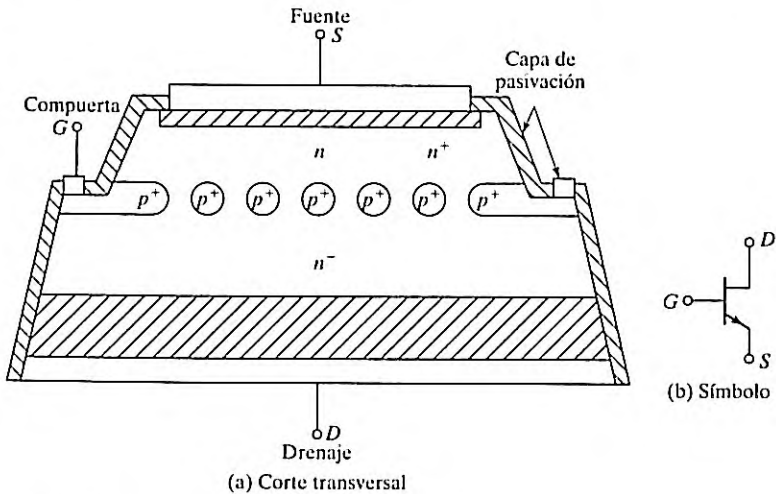


FIGURA 4.43  
Corte transversal y símbolo de SIT.

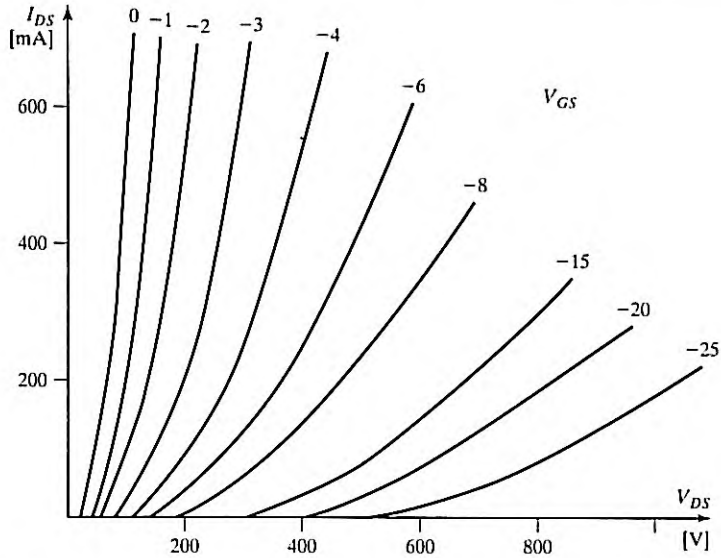


FIGURA 4.44  
Características típicas de SIT. [Ref. 18, 19].

#### 4.9 COMPARACIONES DE TRANSISTORES

La tabla 4.2 muestra las comparaciones de BJTs, MOSFETs e IGBTs. Un diodo es un dispositivo de un cuadrante controlado, en tanto que un BJT o un IGBT es un dispositivo de un cuadrante controlado. Un transistor con un diodo antiparalelo permite soportar flujos de corriente bidireccionales. Un transistor en serie con un diodo puede soportar voltajes bidireccionales.

Gracias al diodo interno, un MOSFET es un dispositivo de dos cuadrantes que permite el flujo de corriente en dos direcciones. Cualquier transistor (MOSFET, BJT o IGBT) en combinación con diodos puede funcionar en cuatro cuadrantes donde son posibles tanto voltajes bidireccionales como corrientes bidireccionales, como se muestra en la tabla 4.3.

#### 4.10 REDUCCIÓN DE POTENCIA DE TRANSISTORES DE POTENCIA

La figura 4.45 muestra el circuito equivalente térmico. Si la pérdida total de potencia promedio es  $P_T$ , la temperatura de caja es

$$T_C = T_J - P_T R_{JC}$$

La temperatura del disipador es

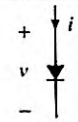
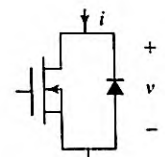
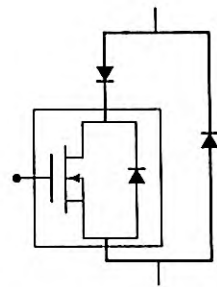
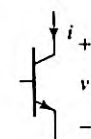
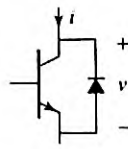
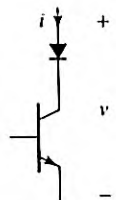
$$T_S = T_C - P_T R_{CS}$$

TABLA 4.2 Comparaciones de transistores de potencia

Tipo de interruptor	Variable de control de base/compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje $V_s$	Capacidad máxima de corriente $I_s$	Ventajas	Limitaciones
MOSFET	Voltaje	Continuo	Muy alta	Alta	1 kV $S_s = V_s I_s$ = 0.1 MVA	150 A $S_s = V_s I_s$ = 0.1 MVA	Más alta velocidad de conmutación Baja pérdida por conmutación Circuito simple de control de compuerta Pequeña potencia de compuerta Coeficiente de temperatura negativo en la corriente de drenaje y facilita la operación en paralelo	Alta caída en estado de encendido, hasta de 10 V Baja capacidad de voltaje en estado de apagado  Dispositivo de voltaje unipolar
COOLMOS	Voltaje	Continuo	Muy alta	Baja	1 kV	100 A	Bajos requerimientos de control de compuerta y baja caída de potencia en estado de encendido	Dispositivo de baja potencia Bajas capacidades de voltaje y corriente
BJT	Corriente	Continuo	Mediana 20 kHz	Baja	1.5 kV  $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	1 kA  $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	Interruptor simple Baja caída en estado de encendido Más alta capacidad de voltaje en estado de encendido Alta pérdida por conmutación	Dispositivo controlado por voltaje, requiere una alta corriente de base para encenderse y mantener la corriente en estado de encendido  Pérdida de potencia de control de base Tiempo de recuperación de carga y lenta velocidad de conmutación Región de segunda ruptura Altas pérdidas por conmutación Dispositivo de voltaje unipolar
IGBT	Voltaje	Continuo	Alta	Mediana	3.5 kV $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	2 kA $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	Bajo voltaje en estado de encendido Pequeña potencia de compuerta	Baja capacidad de voltaje en estado de apagado Dispositivo de voltaje unipolar
SIT	Voltaje	Continuo	Muy alta	Alta			Alta capacidad de voltaje	Más alta caída de voltaje en estado de encendido Bajas capacidades de corriente

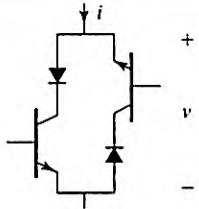
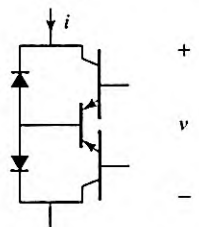
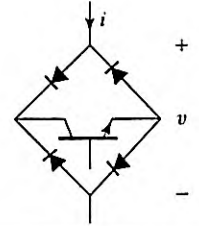
Nota: se espera que las capacidades de voltaje y corriente se incrementen conforme avance la tecnología.

TABLA 4.3 Cuadrantes de operación de transistores con diodos

Dispositivos	Soporta voltaje positivo	Soporta voltaje negativo	Flujo de corriente positiva	Flujo de corriente negativa	Símbolo
Diodo		x	x		
MOSFET	x		x	x	
MOSFET con dos diodos externos	x		x	x	
BJT/IGBT	x		x		
BJT/IGBT con diodo antiparalelo	x		x	x	
BJT/IGBT con un diodo en serie	x	x	x		

(continúa)

TABLA 4.3 (continuación)

Dispositivos	Soporta voltaje positivo	Soporta voltaje negativo	Flujo de corriente positiva	Flujo de corriente negativa	Símbolo
Dos BJT/IGBT con dos diodos en serie	x	x	x	x	
Dos BJT/IGBT con dos diodos antiparalelos	x	x	x	x	
BJT/IGBT con cuatro diodos conectados en puente	x	x	x	x	

La temperatura ambiente es

$$T_A = T_S - P_T R_{SA}$$

y

$$T_J - T_A = P_T (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{4.50}$$

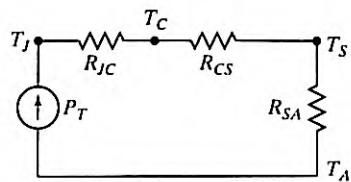


FIGURA 4.45  
Circuito equivalente térmico de un transistor.

donde  $R_{JC}$  = resistencia térmica de la unión a la cubierta, °C/W;  
 $R_{CS}$  = resistencia térmica de la cubierta al disipador térmico, °C/W;  
 $R_{SA}$  = resistencia térmica del disipador térmico al ambiente, °C/W.

La disipación de potencia máxima  $P_T$  normalmente se especifica a  $T_C = 25^\circ\text{C}$ . Si la temperatura ambiente se incrementa a  $T_A = T_{J(\text{máx})} = 150^\circ\text{C}$ , el transistor puede disipar cero potencia. Por otra parte, si la temperatura en la unión es  $T_C = 0^\circ\text{C}$ , el dispositivo puede disipar potencia máxima y esto no es práctico. Por consiguiente, al interpretar las capacidades de dispositivos se deben considerar la temperatura ambiente y las resistencias térmicas. Los fabricantes muestran las curvas de reducción de capacidad térmica y de reducción de capacidad de segunda ruptura.

#### Ejemplo 4.4 Cómo determinar la temperatura de cubierta de un transistor

La temperatura de unión máxima de un transistor es  $T_j = 150^\circ\text{C}$  y la temperatura ambiente es  $T_A = 25^\circ\text{C}$ . Si las impedancias térmicas son  $R_{JC} = 0.4^\circ\text{C/W}$ ,  $R_{CS} = 0.1^\circ\text{C/W}$ , y  $R_{SA} = 0.5^\circ\text{C/W}$ , calcule (a) la disipación de potencia máxima y (b) la temperatura de la cubierta.

#### Solución

- $T_j - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) = P_T R_{JA}$ ,  $R_{JA} = 0.4 + 0.1 + 0.5 = 1.0$ , y  $150 - 25 = 1.0 P_T$ , la cual da la disipación de potencia máxima como  $P_T = 125 \text{ W}$ .
- $T_C = T_j - P_T R_{JC} = 150 - 125 \times 0.4 = 100^\circ\text{C}$ .

#### 4.11 LIMITACIONES DE $di/dt$ Y $dv/dt$

Los transistores requieren ciertos tiempos de encendido y apagado. Ignorando el tiempo de retraso  $t_d$  y el tiempo de almacenamiento  $t_s$ , las formas de onda típicas de voltaje y corriente de un transistor interruptor se muestran en la figura 4.46. Durante el encendido, la corriente de colector sube y  $di/dt$  es

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{CS}}{t_r} \quad (4.51)$$

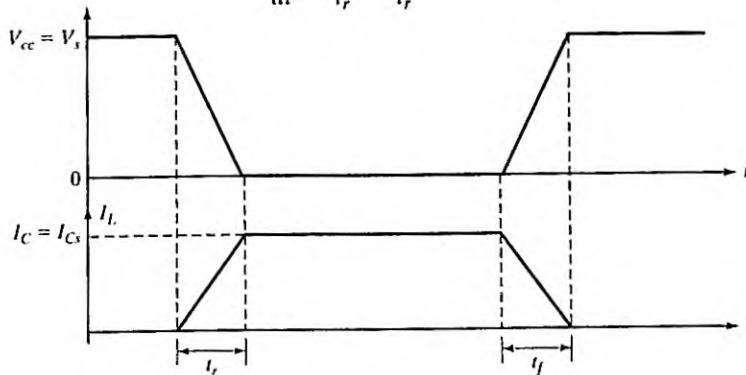


FIGURA 4.46

Formas de onda de voltaje y corriente.

Durante el apagado, el voltaje de colector a emisor debe subir en relación con la caída de la corriente de colector, y  $dv/dt$  es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{t_f} = \frac{V_{cs}}{t_f} \tag{4.52}$$

Las características de conmutación del transistor establecen las condiciones  $dil/dt$  y  $dv/dt$  que aparecen en las ecuaciones (4.51) y (4.52) y deben satisfacerse durante el encendido y apagado. Normalmente se requieren circuitos de protección para mantener la  $dil/dt$  y la  $dv/dt$  de funcionamiento dentro de los límites permitidos del transistor. La figura 4.47a muestra un transistor interruptor típico con  $dil/dt$  y  $dv/dt$  de protección, y en la figura 4.47b con las formas de onda de funcionamiento. La red RC a través del transistor se conoce como *circuito amortiguador*, o *amortiguador*, y limita la  $dv/dt$ . En ocasiones al inductor  $L_s$ , que limita la  $dil/dt$ , se le llama *amortiguador en serie*.

Supongamos que en condiciones de estado estable la corriente de carga  $I_L$  circula libremente a través del diodo  $D_m$ , el cual tiene un tiempo de recuperación inversa insignificante. Cuando se enciende el transistor  $Q_1$ , la corriente de colector sube y la corriente del diodo  $D_m$  cae, porque  $D_m$  se comporta como un cortocircuito. La figura 4.48a muestra el circuito equivalente durante el encendido, y la  $dil/dt$  de encendido es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{4.53}$$

Igualando la ecuación (4.51) a la ecuación (4.53) se obtiene el valor de  $L_s$ .

$$L_s = \frac{V_s t_r}{I_L} \tag{4.54}$$

Durante el apagado, el capacitor  $C_s$  se carga gracias a la corriente de la carga y el circuito equivalente se muestra en la figura 4.48b. El voltaje del capacitor aparece a través del transistor y la  $dv/dt$  es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s} \tag{4.55}$$

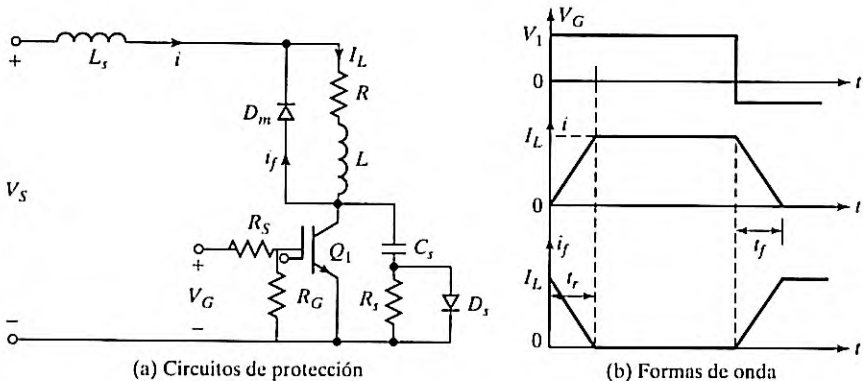


FIGURA 4.47

Transistor interruptor con protección de  $dil/dt$  y  $dv/dt$ .

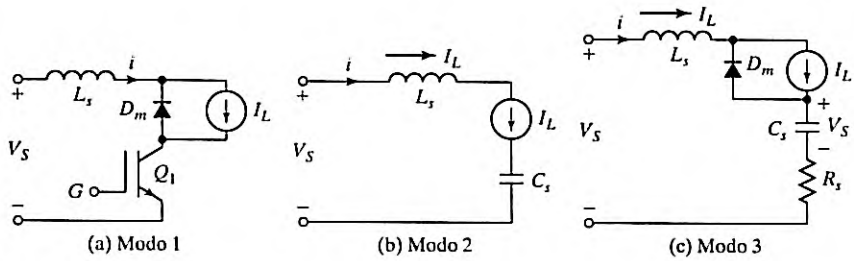


FIGURA 4.48  
Circuitos equivalentes.

Si igualamos la ecuación (4.52) a la ecuación (4.55) obtenemos el valor requerido de capacitancia,

$$C_s = \frac{I_L t_f}{V_S} \quad (4.56)$$

Una vez que el capacitor se carga a  $V_S$ , el diodo de conducción libre se enciende. Debido a la energía almacenada en  $L_S$  hay un circuito resonante amortiguado, como se muestra en la figura 4.48c. (El análisis transitorio del circuito  $RLC$  se analiza en el capítulo 17, sección 17.4, que se encuentra en inglés en el sitio web de este libro). Por lo común el circuito  $RLC$  está críticamente amortiguado para evitar oscilaciones. Para amortiguación crítica unitaria,  $\delta = 1$ , y la ecuación da

$$R_s = 2\sqrt{\frac{L_S}{C_s}} \quad (4.57)$$

El capacitor  $C_s$  se tiene que descargar a través del transistor y esto aumenta la capacidad de corriente pico del transistor. La descarga a través del transistor se puede evitar colocando el resistor  $R_s$  a través de  $C_s$  en vez de a través de  $D_s$ .

La figura 4.49 muestra la corriente de descarga. Al seleccionar el valor de  $R_s$  también debe considerarse el tiempo de descarga  $R_s C_s = \tau_s$ . Por lo general, un tiempo de descarga de un tercio del periodo de conmutación  $T_s$  se considera adecuado.

$$3R_s C_s = T_s = \frac{1}{f_s}$$

o

$$R_s = \frac{1}{3f_s C_s} \quad (4.58)$$

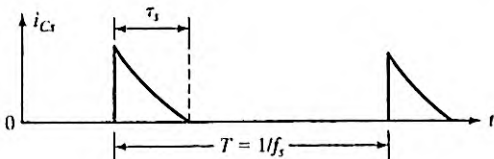


FIGURA 4.49

Corriente de descarga de un capacitor amortiguador.

### Ejemplo 4.5 Cómo determinar los valores de amortiguamiento para limitar los valores de $dv/dt$ y $di/dt$ de un interruptor BJT

Un transistor funciona como un interruptor troceador, como se muestra en la figura 4.47, a una frecuencia de  $f_s = 10$  kHz. La figura 4.47a muestra la configuración del circuito. El voltaje de cd del troceador es  $V_s = 220$  V y la corriente de la carga es  $I_L = 100$  A.  $V_{CE(sat)} = 0$  V. Los tiempos de conmutación son  $t_{d1} = 0$ ,  $t_r = 3$   $\mu$ s, y  $t_f = 1.2$   $\mu$ s. Determine los valores de (a)  $L_s$ ; (b)  $C_s$ ; (c)  $R_s$ , para una condición críticamente amortiguada; (d)  $R_s$ , si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; (e)  $R_s$ , si la corriente de descarga pico se limita a 10% de la corriente de la carga, y (f) la pérdida de potencia  $P_s$  debido al amortiguador RC, ignorando el efecto del inductor  $L_s$  en el voltaje del capacitor amortiguador  $C_s$ .

#### Solución

$I_L = 100$  A,  $V_s = 220$  V,  $f_s = 10$  kHz,  $t_r = 3$   $\mu$ s, y  $t_f = 1.2$   $\mu$ s.

- Con la ecuación (4.54),  $L_s = V_s t_r / I_L = 220 \times 3 / 100 = 6.6$   $\mu$ H.
- Con la ecuación (4.56),  $C_s = I_L t_f / V_s = 100 \times 1.2 / 220 = 0.55$   $\mu$ F.
- Con la ecuación (4.57),  $R_s = 2\sqrt{L_s / C_s} = 2\sqrt{6.6 / 0.55} = 6.93$   $\Omega$ .
- Con la ecuación (4.58),  $R_s = 1 / (3f_s C_s) = 10^3 / (3 \times 10 \times 0.55) = 60.6$   $\Omega$ .
- $V_s / R_s = 0.1 \times I_L$  o  $220 / R_s = 0.1 \times 100$  o  $R_s = 22$   $\Omega$ .
- La pérdida debido al amortiguador, ignorando la pérdida en el diodo  $D_s$ , es

$$\begin{aligned} P_s &\cong 0.5 C_s V_s^2 f_s \\ &= 0.5 \times 0.55 \times 10^{-6} \times 220^2 \times 10 \times 10^3 = 133.1 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.59)$$

## 4.12 FUNCIONAMIENTO EN SERIE Y EN PARALELO

Los transistores pueden funcionar en serie para aumentar su capacidad de manejo de voltaje. Es muy importante que los transistores conectados en serie se enciendan y apaguen simultáneamente. De lo contrario, el dispositivo más lento durante el encendido y el dispositivo más rápido durante el apagado pueden verse sometidos al voltaje total del circuito colector-emisor (o drenaje-fuente) y ese dispositivo en particular puede ser destruido por un alto voltaje. Los dispositivos deben estar a la par en cuanto a ganancia, transconductancia, voltaje de umbral, voltaje en estado de encendido, tiempo de encendido y tiempo de apagado. Incluso las características de control de la compuerta o base deben ser idénticas. Se podrían utilizar redes que compartan voltajes similares a diodos.

Se conectan transistores en paralelo si un dispositivo no puede manejar la demanda de corriente de la carga. Para compartir la corriente por igual, los transistores deben estar a la par en cuanto a ganancia, transconductancia, voltaje de saturación y tiempo de encendido y apagado. En la práctica no siempre es posible satisfacer estos requerimientos. Una cantidad razonable de corriente compartida (45% a 55%) con dos transistores se puede obtener conectando resistores en serie con la terminal emisor (o fuente), como se muestra en la figura 4.50.

Los resistores que aparecen en la figura 4.50 ayudan a compartir la corriente en condiciones de estado estable. El reparto de corriente en condiciones dinámicas se logra conectando inductores acoplados como se muestra en la figura 4.51. Si la corriente a través de  $Q_1$  sube, la  $L(di/dt)$  a través de  $L_1$  se incrementa, y se induce un voltaje correspondiente de polaridad opuesta a través del inductor  $L_2$ . El resultado es una trayectoria de baja impedancia y la corriente se desplaza a  $Q_2$ . Los inductores generarían picos de voltaje y pueden ser costosos y voluminosos, sobre todo a altas corrientes.

Los BJT tienen un coeficiente de temperatura negativo. Durante el reparto de corriente, si un BJT conduce más corriente, su resistencia en estado de encendido se reduce y su corriente

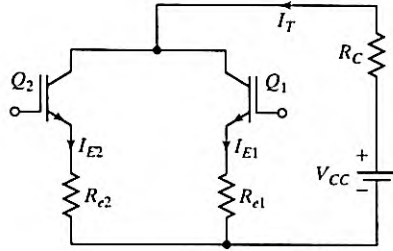


FIGURA 4.50  
Conexión en paralelo de transistores.

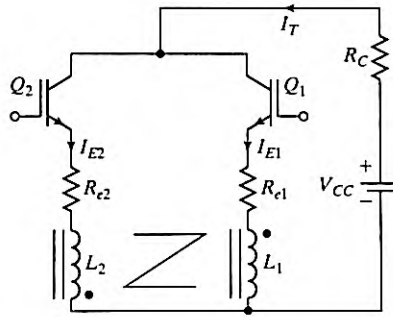


FIGURA 4.51  
Reparto dinámico de la corriente.

se incrementa aún más, en tanto que los MOSFETs tienen un coeficiente de temperatura positivo y su operación en paralelo es relativamente fácil. El MOSFETs que inicialmente absorbe más corriente se calienta más rápido y su resistencia en estado de encendido se incrementa, con lo que la corriente se desplaza a los demás dispositivos. Los IGBTs requieren un cuidado especial para igualar las características ocasionadas por las variaciones de los coeficientes de temperatura con la corriente de colector.

**Ejemplo 4.6** Cómo determinar la corriente compartida por dos MOSFETs en paralelo

Dos MOSFET que están conectados en paralelo como en la figura 4.50 conducen una corriente total de  $I_T = 20 \text{ A}$ . El voltaje de drenaje a fuente del MOSFET  $M_1$  es  $V_{DS1} = 2.5 \text{ V}$  y el del MOSFET  $M_2$  es  $V_{DS2} = 3 \text{ V}$ . Determine la corriente de drenaje de cada transistor y la diferencia en el reparto de corriente si las resistencias en serie que comparten la corriente son (a)  $R_{s1} = 0.3 \Omega$  y  $R_{s2} = 0.2 \Omega$ , y (b)  $R_{s1} = R_{s2} = 0.5 \Omega$ .

**Solución**

a.  $I_{D1} + I_{D2} = I_T$  y  $V_{DS1} + I_{D1}R_{s1} = V_{DS2} + I_{D2}R_{s2} = V_{DS2} = R_{s2}(I_T - I_{D1})$ .

$$I_{D1} = \frac{V_{DS2} - V_{DS1} + I_T R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \tag{4.60}$$

$$= \frac{3 - 2.5 + 20 \times 0.2}{0.3 + 0.2} = 9 \text{ A} \text{ o } 45\%$$

$$I_{D2} = 20 - 9 = 11 \text{ A} \text{ o } 55\%$$

$$\Delta I = 55 - 45 = 10\%$$

$$\begin{aligned} \text{b. } I_{D1} &= \frac{3 - 2.5 + 20 \times 0.5}{0.5 + 0.5} = 10.5 \text{ A} \quad \text{o} \quad 52.5\% \\ I_{D2} &= 20 - 10.5 = 9.5 \text{ A} \quad \text{o} \quad 47.5\% \\ \Delta I &= 52.5 - 47.5 = 5\% \end{aligned}$$


---

### 4.13 MODELOS SPICE

Por el comportamiento no lineal de los circuitos electrónicos de potencia, la simulación asistida por computadora desempeña un rol importante en el diseño y análisis de sistemas y circuitos electrónicos de potencia [20]. A menudo los fabricantes de dispositivos proporcionan modelos SPICE de dispositivos de potencia.

#### 4.13.1 Modelo SPICE de un BJT

En la figura 4.52a se muestra el modelo PSpice, basado en el modelo de control de carga integral de Gummel y Poon [16]. El modelo estático (cd) generado por Pspice se muestra en la figura 4.52b. Si ciertos parámetros no se especifican, PSpice adopta el modelo sencillo de Ebers-Moll que se muestra en la figura 4.52c.

El enunciado del modelo de transistores *NPN* tiene la siguiente forma general

```
.MODEL QNAME NPN (P1 = V1 P2 = V2 P3 = V3 ... PN = VN)
```

y la forma general de transistores *PNP* es

```
.MODEL QNAME PNP (P1 = V1 P2 = V2 P3 = V3 ... PN = VN)
```

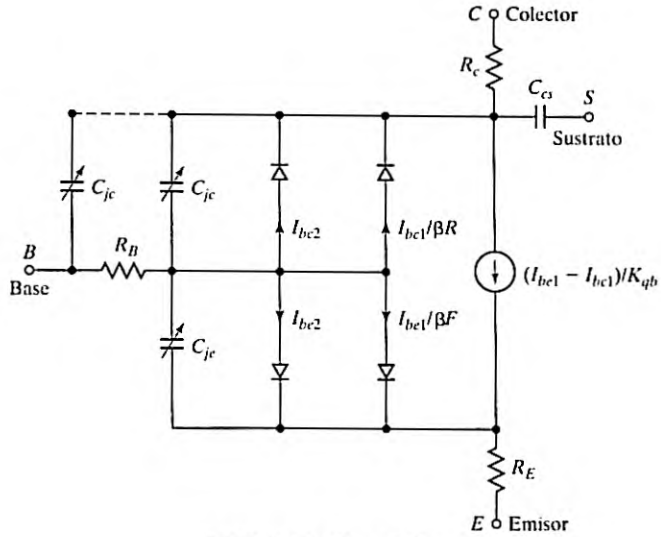
donde QNAME es el nombre del modelo de BJT. *NPN* y *PNP* son los símbolos de tipo para los transistores *NPN* y *PNP*, respectivamente. P1, P2,... y V1, V2,... son los parámetros y sus valores correspondientes. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un BJT en electrónica de potencia son IS, BF, CJE, CJC, TR, TF. El símbolo de un BJT es *Q* y su nombre debe iniciar con *Q*. la forma general es

```
Q <name> NC NB NE NS QNAME [(area) value]
```

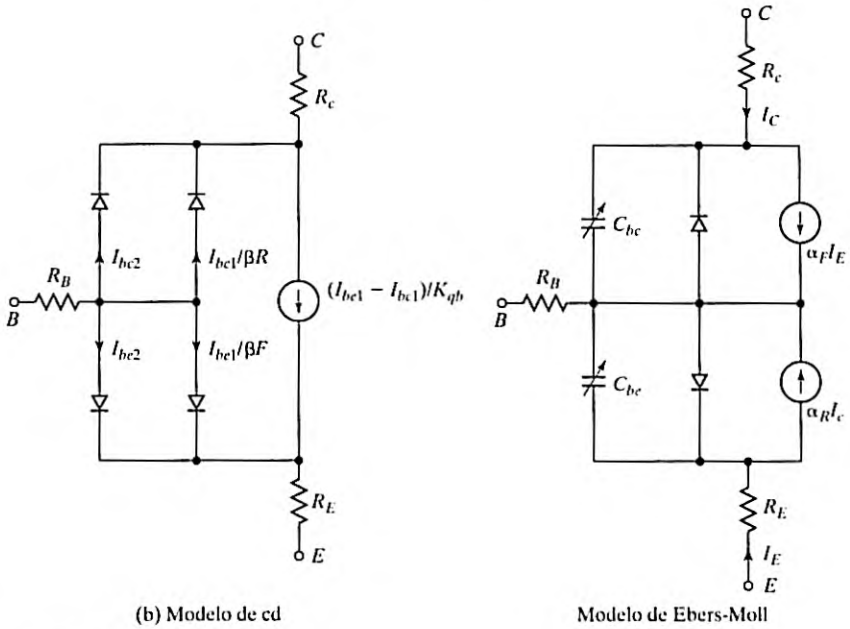
donde NC, NB, NE y NS son los nodos de colector, base, emisor y sustrato, respectivamente. El nodo sustrato es opcional. Si no se especifica, de forma predeterminada es a tierra. La corriente positiva es la que fluye hacia una terminal. Es decir, la corriente fluye del nodo colector, a través del dispositivo, al nodo emisor a un BJT-*NPN*.

Los parámetros que influyen de manera significativa en el comportamiento de conmutación de un BJT son:

IS	Corriente de saturación <i>pn</i>
BF	Beta ideal máxima en sentido directo
CJE	Capacitancia <i>pn</i> de base a emisor con polarización cero
CJC	Capacitancia <i>pn</i> de base a colector con polarización cero
TR	Tiempo de tránsito ideal en sentido inverso
TF	Tiempo de tránsito ideal en sentido directo



(a) Modelo de Gummel-Poon



(b) Modelo de cd

Modelo de Ebers-Moll

FIGURA 4.52  
Modelo PSpice de un BJT.

### 4.13.2 Modelo SPICE de MOSFET

La figura 4.53a muestra el modelo PSpice [16] de un MOSFET de canal  $n$ . El modelo estático (cd) generado por PSpice se muestra en la figura 4.53b. El enunciado del modelo de MOSFET de canal  $n$  tiene la forma general

.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)

y la forma del enunciado de MOSFET de canal  $p$  es

.MODEL MNAME PMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)

donde MNAME es el nombre del modelo. NMOS y PMOS son los símbolos de tipo de MOSFET de canal  $n$  y canal  $p$ , respectivamente. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un MOSFET en electrónica de potencia son  $L$ ,  $W$ ,  $V_{TO}$ ,  $K_P$ ,  $I_S$ ,  $CGSO$  y  $CGDO$ .

El símbolo de un MOSFET es M. El nombre de los MOSFET debe comenzar con M y adopta la siguiente forma general

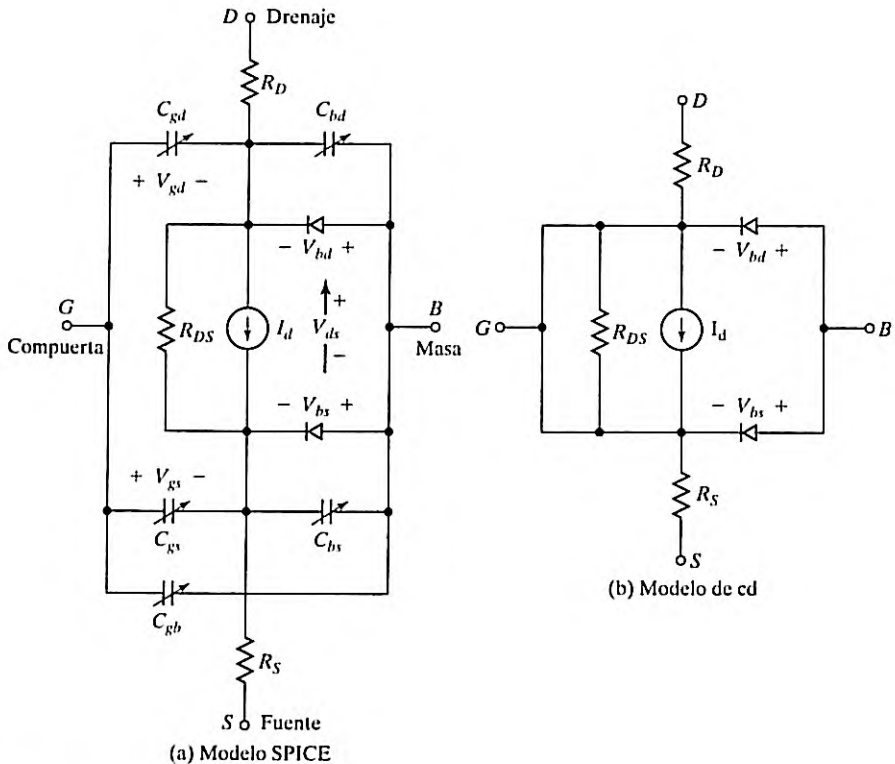


FIGURA 4.53

Modelo PSpice de MOSFET de canal  $n$ .

---

M<name>	ND	NG	NS	NB	MNAME
+		[L=<value>]		[W=<value>]	
+		[AD=<value>]		[AS=<value>]	
+		[PD=<value>]		[PS=<value>]	
+		[NRD=<value>]		[NRS=<value>]	
+		[NRG=<value>]		[NRB=<value>]	

---

donde ND, NG, NS y NB son los nodos de drenaje, compuerta, fuente y masa (o sustrato), respectivamente.

Los parámetros que influyen de manera significativa en el comportamiento de conmutación de un MOSFET son:

L	Longitud de canal
W	Ancho de canal
VTO	Voltaje de umbral con polarización cero
IS	Corriente de saturación $pn$ de masa
CGSO	Capacitancia de traslape entre compuerta y fuente y ancho de canal
CGDO	Capacitancia de traslape entre compuerta y drenaje y ancho de canal

SPICE no soporta modelos para COOLMOS. Sin embargo, los fabricantes proporcionan modelos para COOLMOS [11].

### 4.13.3 Modelo SPICE de IGBT

El IGBT de canal  $n$  se compone de un transistor bipolar  $PNP$  controlado por un MOSFET de canal  $n$ . Por consiguiente, la física de los dispositivos bipolares y del MOSFET determina el comportamiento del IGBT. Varios efectos dominan las características estáticas y dinámicas del dispositivo. La figura 4.54a muestra el circuito interno de un IGBT.

En la figura 4.54b se muestra un modelo de circuito IGBT [16], el cual relaciona las corrientes entre los nodos terminales como una función no lineal de variables de componentes y su tasa de cambio. La capacitancia de la unión emisor-base  $C_{eb}$  queda implícitamente definida por el voltaje del emisor a la base como una función de la carga de la base.  $I_{ceb}$  es la corriente del emisor a la base del capacitor que define la tasa de cambio de la carga de la base. La corriente a través de la capacitancia de redistribución del colector al emisor  $I_{cecr}$  es parte de la corriente de colector, la cual en comparación con  $I_{css}$  depende de la tasa de cambio del voltaje de base a emisor.  $I_{bss}$  es parte de la corriente de base que no fluye a través de  $C_{eb}$  y no depende de la tasa de cambio del voltaje de base a colector.

Hay dos formas principales de modelar un IGBT en SPICE: (1) modelo compuesto y (2) modelo de ecuación. El modelo compuesto conecta los modelos existentes SPICE de BJT  $PNP$  y MOSFET de canal  $n$ . El circuito equivalente del modelo compuesto se muestra en la figura 4.55a. Conecta los modelos existentes de PSpice de BJT y MOSFET en una configuración Darlington y utiliza las ecuaciones integradas de los dos. El modelo calcula de manera rápida y confiable, pero no modela con precisión el comportamiento del IGBT.

El modelo de ecuación [22, 23] implementa las ecuaciones basadas en la física y modela los portadores y carga internos para simular con precisión el comportamiento del IGBT. Este modelo es complicado, a menudo no es fiable, y computacionalmente lento porque las ecuaciones se derivan de la compleja teoría física de los semiconductores. Los tiempos de simulación suelen ser 10 veces más largos que los del modelo compuesto.



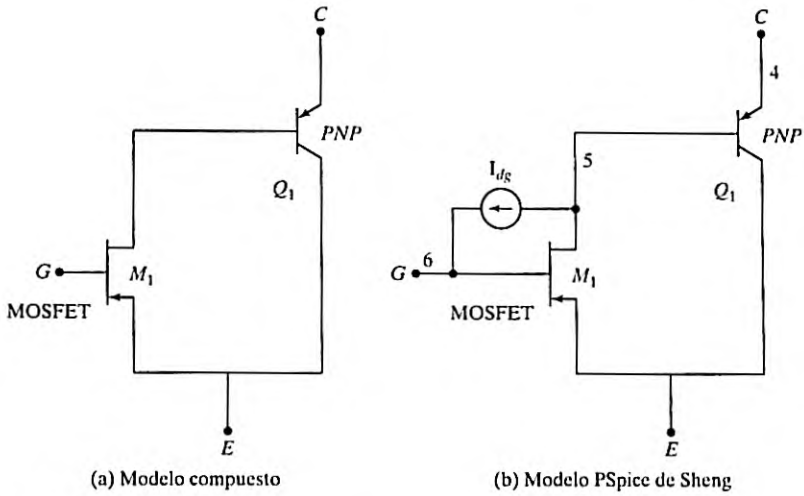


FIGURA 4.55

Circuitos equivalentes de modelos SPICE de IGBT. [Ref. 21, K. Sheng].

donde  $A_{dg}$  es el área de la compuerta sobre la base;  
 $\epsilon_{si}$  es la constante dieléctrica del silicio;  
 $C_{oxd}$  es la capacitancia de óxido de traslape de compuerta a drenaje;  
 $q$  Es la carga de un electrón;  
 $N_b$  es la densidad de dopaje de la base.

PSpice no incorpora un modelo de capacitancia que implique la raíz cuadrada, la cual modela la variación de la capa de carga espacial para una unión de escalón. El modelo PSpice puede implementar las ecuaciones que describen la capacitancia no lineal de compuerta a drenaje en el modelo compuesto utilizando la función de modelado de comportamiento analógico de PSpice.

#### 4.14 CONTROL DE COMPUERTA DE MOSFET

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y su impedancia de entrada es muy alta. La compuerta atrae una muy pequeña corriente de fuga, del orden de nanoamperes.

El tiempo de encendido de un MOSFET depende del tiempo de carga de la capacitancia de entrada o de compuerta. El tiempo de encendido se puede reducir si se conecta un circuito RC, como se muestra en la figura 4.56, para cargar más rápido la capacitancia de compuerta. Cuando el voltaje de compuerta se activa, la corriente de carga inicial de la capacitancia es

$$I_G = \frac{V_G}{R_S} \quad (4.62)$$

y el valor de estado estable del voltaje de compuerta es

$$V_{GS} = \frac{R_G V_G}{R_S + R_1 + R_G} \quad (4.63)$$

donde  $R_s$  es la resistencia interna de una fuente de control de compuerta.

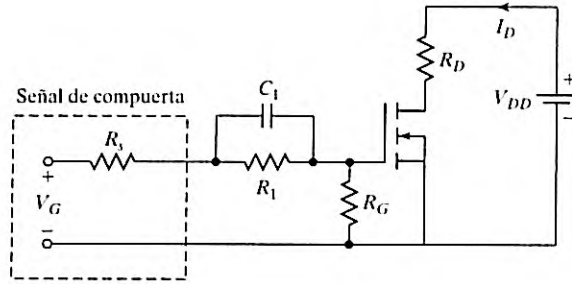


FIGURA 4.56  
Circuito de compuerta de encendido rápido.

Para alcanzar velocidades de conmutación de 100 ns o menores, el circuito de control de compuerta debe tener una baja impedancia de salida y la capacidad de recibir y suministrar corrientes relativamente grandes. La figura 4.57 muestra un arreglo de poste de tótem que es capaz de suministrar y recibir una gran corriente. Los transistores *PNP* y *NPN* actúan como seguidores de emisor y ofrecen una baja impedancia de salida. Estos transistores operan en la región lineal en vez de en el modo de saturación, lo cual minimiza el tiempo de retraso. La señal de compuerta para el MOSFET de potencia puede ser generada por un amplificador operacional. La retroalimentación por medio del capacitor *C* regula la velocidad de subida y caída del voltaje de compuerta, y así se controla la velocidad de subida y caída de la corriente de drenaje del MOSFET. Un diodo a través del capacitor *C* permite que el voltaje de compuerta cambie con rapidez en sólo una dirección. En el mercado hay varios circuitos integrados de control que están diseñados para controlar transistores y son capaces de suministrar y recibir grandes corrientes para la mayoría de los convertidores. El arreglo de poste de tótem en circuitos integrados de control de compuerta suele constar de dos dispositivos MOSFET.

**Puntos clave de la sección 4.14**

- Un MOSFET es un dispositivo controlado por voltaje
- Al aplicar un voltaje de compuerta se enciende o activa y absorbe una corriente de compuerta insignificante.
- El circuito de control de compuerta debe tener una baja impedancia para un encendido rápido.

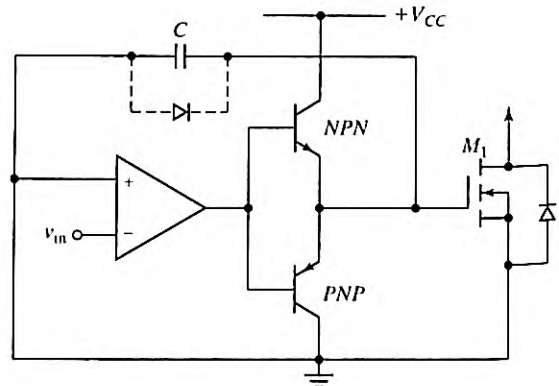


FIGURA 4.57  
Control de compuerta en configuración de poste de tótem con formación de borde de pulso.

#### 4.15 CONTROL DE COMPUERTA DE JFET

El JFET de SiC es un dispositivo controlado por voltaje y normalmente está encendido. Se requiere un voltaje negativo de compuerta a fuente, el cual debe ser menor que el voltaje de estrechamiento o estrangulamiento, para mantener apagado este dispositivo [61, 62].

**Control de compuerta de JFET de SiC normalmente encendido:** En la figura 4.58 se muestra un control de compuerta del JFET de SiC. El control de compuerta [52] es una red conectada en paralelo que consiste en un diodo  $D$ , un capacitor  $C$ , y un resistor de alto valor  $R_p$ , en tanto que un resistor de compuerta  $R_g$  está conectado en serie con la compuerta. Durante el estado de encendido del JFET de SiC, la salida del *buffer*,  $V_g$ , es igual a 0 V, y el dispositivo conduce la corriente máxima,  $I_{DSS}$ . Cuando el JFET se apaga, el voltaje de *buffer*  $V_g$  cambia de 0 V al voltaje de *buffer* negativo  $V_s$ . La corriente de compuerta pico fluye a través del resistor de compuerta  $R_g$  y del capacitor  $C$ . La capacitancia parásita de la unión compuerta-fuente  $C_{gs}$  se carga, y la caída de voltaje a través del capacitor  $C$  es igual a la diferencia de voltaje entre  $-V_s$  y el voltaje de ruptura de la compuerta.

Durante la operación de estado estable en el estado de apagado se requiere sólo una baja corriente para mantener el JFET apagado y esta corriente se alimenta a través del resistor  $R_p$ . El valor de  $R_p$  debe seleccionarse con cuidado para evitar la ruptura de la unión compuerta-fuente. Normalmente se conecta una resistencia  $R_{GS}$  en el orden de megohms entre la compuerta y la fuente para proporcionar una capacitancia fija de modo que  $C_{gs}$  pueda descargar su voltaje. El control de compuerta debe estar protegido contra un disparo posiblemente destructivo en caso de que se pierda la fuente de potencia para el control de compuerta.

**Control de compuerta de JFET de SiC normalmente apagado:** El JFET de SiC normalmente apagado es un dispositivo controlado por voltaje, pero se requiere una corriente de compuerta sustancial durante el estado de conducción para obtener una razonable resistencia en estado de encendido. También requiere una alta corriente pico en la compuerta para que la recarga de la capacitancia de la compuerta a la fuente del dispositivo sea más rápida. En la figura 4.59 [43] se muestra un control de compuerta de dos etapas con resistores.

Este controlador consiste en dos etapas [53]: la dinámica, con un controlador estándar y un resistor  $R_{B2}$ , el cual proporciona un alto voltaje, y por consiguiente valores pico durante un corto lapso de tiempo para encender y apagar el JFET con rapidez. La segunda etapa es la estática con un convertidor reductor de cd a cd, un BJT, y un resistor  $R_{B1}$ . El BJT auxiliar se enciende cuando se completa la etapa dinámica. La etapa estática es capaz de suministrar una

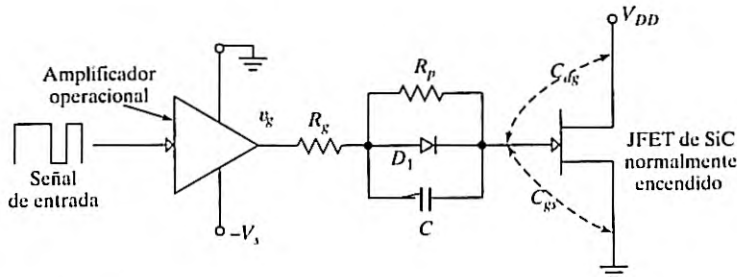


FIGURA 4.58

Control de compuerta del JFET de SiC normalmente encendido [43].

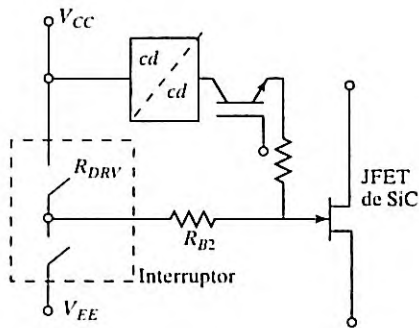


FIGURA 4.59  
Unidad de control de compuerta de dos etapas para JFETs de SiC normalmente apagados. [53]

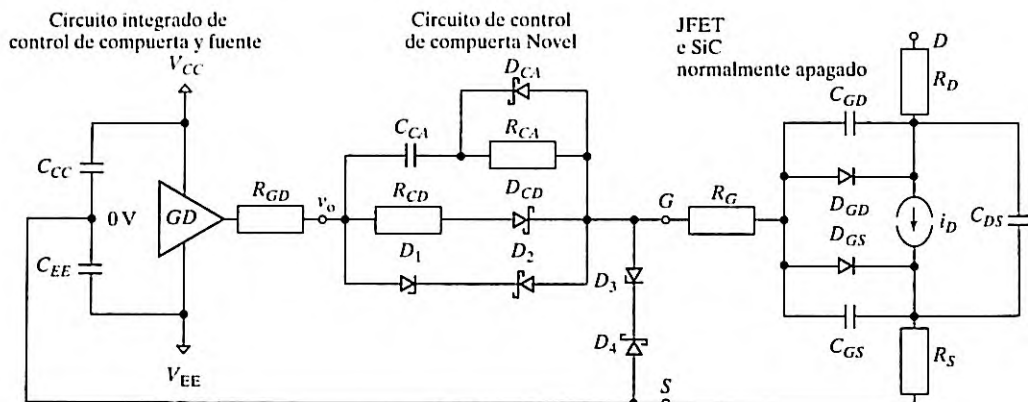


FIGURA 4.60  
Control de compuerta de dos etapas de JFETs de SiC normalmente apagados. [54]

corriente de compuerta durante el estado de encendido del JFET. Este circuito no requiere el capacitor acelerador, el cual podría limitar el rango del ciclo de trabajo debido a los tiempos de carga y descarga asociados.

El circuito de control de compuerta [54] que se muestra en la figura 4.60 proporciona un desempeño de conmutación rápida. Durante el estado de encendido del JFET, una corriente  $cd$  fluye a través de  $R_{DC}$  y  $D_{DC}$  que ocasiona pérdidas muy bajas en estos dispositivos debido a la baja caída de voltaje. Durante el apagado y el estado de inactividad se aplica el voltaje zener del diodo  $D_3$  ( $V_{Z(D3)}$ ) a la compuerta para una alta inmunidad al ruido que hace este control de compuerta. Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  minimizan el efecto Miller. Durante el encendido se aplica a la compuerta la suma de  $V_{CC}$  y el voltaje a través de  $C_{AC}$  ( $V_{CAC}$ ) para un rápido encendido. Este control de compuerta no tiene limitaciones de ciclo de trabajo o frecuencia por autocalentamiento importante.

#### 4.16 EXCITACIÓN DE BASE DE BJT

La velocidad de conmutación se puede aumentar reduciendo el tiempo de encendido  $t_{on}$  y el tiempo de apagado  $t_{off}$ . El  $t_{on}$  se puede reducir si se deja que la corriente de base alcance su valor pico durante el encendido, lo que da por resultado una baja  $\beta$  forzada ( $\beta_F$ ) al principio. Después

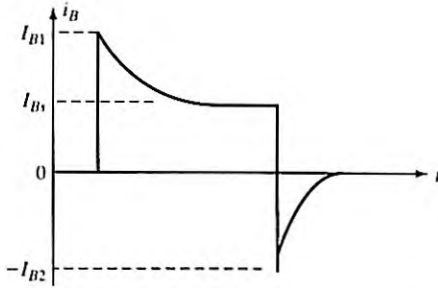


FIGURA 4.61

Forma de onda de corriente de excitación de base.

del encendido.  $\beta_F$  se puede incrementar a un valor lo bastante alto para mantener el transistor en la región de cuasi saturación. El  $t_{off}$  se puede reducir invirtiendo la corriente de base y dejando que alcance su valor pico durante el apagado. Si el valor de la corriente de base inversa  $I_{B2}$  se aumenta, el tiempo de almacenamiento se reduce. En la figura 4.61 se muestra una forma de onda típica de la corriente de base.

Además de la forma fija de la corriente de base que se muestra en la figura 4.61, la  $\beta$  forzada se puede controlar continuamente para que coincida con las variaciones de la corriente de colector. Las técnicas de uso común para optimizar la excitación de base de un transistor son:

1. Control de encendido
2. Control de apagado
3. Control de base proporcional
4. Control de antisaturación

**Control de encendido.** El circuito ilustrado en la figura 4.62 permite que la corriente de base alcance su valor pico. Cuando el voltaje de entrada se activa, el resistor  $R_1$  limita la corriente de base y su valor inicial es

$$I_B = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1} \quad (4.64)$$

y su valor final es

$$I_{BS} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2} \quad (4.65)$$

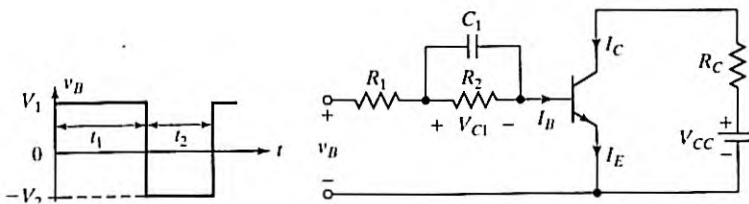


FIGURA 4.62

Corriente de base que alcanza su valor pico durante el encendido.

El capacitor  $C_1$  se carga hasta un valor final de

$$V_c \cong V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.66}$$

La constante de tiempo de carga del capacitor es aproximadamente

$$\tau_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \tag{4.67}$$

Un vez que el voltaje de entrada  $v_B$  se vuelve cero, la unión base-emisor se polariza a la inversa y  $C_1$  se descarga a través de  $R_2$ . La constante de tiempo de descarga es  $\tau_2 = R_2 C_1$ . Para permitir tiempos de carga y descarga suficientes, el ancho del pulso de la base debe ser  $t_1 \geq 5\tau_1$  y el periodo inactivo del pulso debe ser  $t_2 \geq 5\tau_2$ . La frecuencia de conmutación máxima es  $f_s = 1/T = 1/(t_1 + t_2) = 0.2(\tau_1 + \tau_2)$ .

**Control de apagado.** Si el voltaje de entrada que aparece en la figura 4.62 cambia a  $-V_2$  durante el apagado, el voltaje del capacitor  $V_c$  en la ecuación (4.66) se suma a  $V_2$  como un voltaje inverso a través del transistor. La corriente de base alcanzará su valor pico durante el apagado. Conforme el capacitor  $C_1$  se descarga, el voltaje inverso se reduce a un valor de estado permanente  $V_2$ . Si se requieren características diferentes de encendido y apagado se puede agregar un circuito de apagado (que incluya a  $C_2$ ,  $R_3$  y  $R_1$ ), como el de la figura 4.63. El diodo  $D_1$  aísla el circuito de excitación de base en sentido directo del circuito de excitación de base inverso durante el apagado.

**Control de base proporcional.** Este tipo de control tiene ventajas sobre el circuito de excitación constante. Si la corriente de colector cambia porque la demanda de carga cambia, la corriente de excitación de base cambia en proporción a la corriente de colector. En la figura 4.64 se muestra una configuración. Cuando el interruptor  $S_1$  se activa, una corriente pulsante de corta duración fluye a través de la base del transistor  $Q_1$ ; y  $Q_1$  se enciende y satura. Una vez que la corriente de colector comienza a fluir, se induce una corriente de base correspondiente a causa de la acción del transformador. El transistor se engancha a sí mismo, y  $S_1$  se puede desactivar. La relación de vueltas es  $N_2/N_1 = I_C/I_B = \beta$ . Para que el circuito funcione de forma apropiada, la corriente magnetizante, que debe ser mucho más pequeña que la corriente de colector, debe ser lo más pequeña posible. El interruptor  $S_1$  se puede implementar con un transistor de señal pequeña, y se requiere un circuito adicional para descargar el capacitor  $C_1$  y para reiniciar el núcleo del transformador durante el apagado del transistor de potencia.

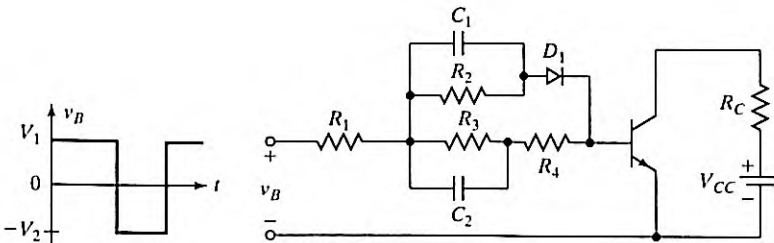


FIGURA 4.63

Corriente de base pico durante el encendido y apagado.

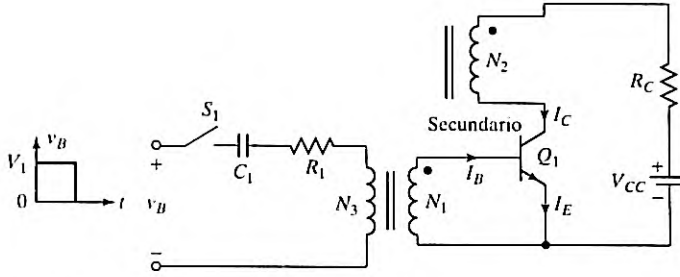


FIGURA 4.64  
Circuito de excitación de base proporcional.

**Control de antisaturación.** Si el transistor se excita de forma dura, el tiempo de almacenamiento, el cual es proporcional a la corriente de base, aumenta y la velocidad de conmutación se reduce. El tiempo de almacenamiento se reduce si se hace que el transistor funcione en saturación suave en vez de en saturación dura, lo cual se logra fijando el voltaje de colector a emisor a un nivel predeterminado y la corriente de colector está dada por

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{cm}}{R_C} \tag{4.68}$$

donde  $V_{cm}$  es el voltaje de fijación y  $V_{cm} > V_{CE(sat)}$ . En la figura 4.65 se ilustra un circuito con acción de fijación (también conocido como fijador de Baker).

La corriente de base sin fijación, la cual es adecuada para excitar el transistor en forma dura, se determina como sigue

$$I_B = I_1 = \frac{V_B - V_{d1} - V_{BE}}{R_B} \tag{4.69}$$

y la corriente de colector correspondiente es

$$I_C = \beta I_B \tag{4.70}$$

Después de que la corriente de colector sube, el transistor se enciende, y ocurre la fijación (porque  $D_2$  se polariza en sentido directo y conduce). Entonces

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{d1} - V_{d2} \tag{4.71}$$

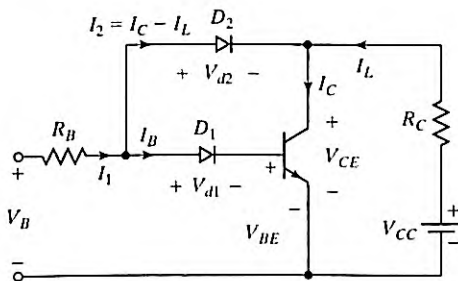


FIGURA 4.65  
Circuito de fijación de colector.

La corriente a través de la carga es

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C} \quad (4.72)$$

y la corriente de colector con fijación es

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B = \beta(I_1 - I_C + I_L) \\ &= \frac{\beta}{1 + \beta}(I_1 + I_L) \end{aligned} \quad (4.73)$$

Con fijación,  $V_{d1} > V_{d2}$  y esto se logra conectando dos o más diodos en el lugar de  $D_1$ . La resistencia de la carga  $R_C$  debe satisfacer la condición

$$\beta I_B > I_L$$

Con la ecuación (4.72),

$$\beta I_B R_C > (V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}) \quad (4.74)$$

La acción de sujeción reduce la corriente de colector y casi elimina el tiempo de almacenamiento. Al mismo tiempo, se logra un encendido rápido. Sin embargo, dado que  $V_{CE}$  ha aumentado, la disipación de potencia en estado de conducción o activo se incrementa en el transistor, en tanto que la pérdida de potencia por conmutación se reduce.

#### Ejemplo 4.7 Cómo determinar el voltaje y corriente en el transistor con fijación

El circuito de excitación de base que se muestra en la figura 4.64 tiene  $V_{CC} = 100 \text{ V}$ ,  $R_C = 1.5 \Omega$ ,  $V_{d1} = 2.1 \text{ V}$ ,  $V_{d2} = 0.9 \text{ V}$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $V_B = 15 \text{ V}$ ,  $R_B = 2.5 \Omega$ , y  $\beta = 13.6$ . Calcule (a) la corriente de colector sin fijación; luego (b) el voltaje de fijación de colector a emisor,  $V_{CE}$ , y (c) la corriente de colector con fijación.

#### Solución

- Con la ecuación (4.69),  $I_1 = (15 - 2.1 - 0.7)/2.5 = 4.88 \text{ A}$ . Sin fijación,  $I_C = 13.6 \times 4.88 = 66.368 \text{ A}$ .
- Con la ecuación (4.71), el voltaje de fijación es

$$V_{CE} = 0.7 + 2.1 - 0.9 = 1.9 \text{ V}$$

- Con la ecuación (4.72),  $I_L = (100 - 1.9)/1.5 = 65.4 \text{ A}$ . La ecuación (4.73) da la corriente de colector con fijación

$$I_C = 13.6 \times \frac{4.88 + 65.4}{13.6 + 1} = 65.456 \text{ A}$$

**Excitador de base de BJT de SiC.** El BJT de SiC es un dispositivo controlado por corriente y requiere una corriente de base sustancial durante el estado activo. El circuito de excitación de compuerta [43] como el que se muestra en la figura 4.66 se compone de un capacitor acelerador,  $C_B$ , en paralelo con el resistor  $R_B$ . Por consiguiente, el desempeño de conmutación depende del voltaje de alimentación  $V_{CC}$ . Cuanto más alto sea el voltaje de alimentación más rápidos serán los transitorios de conmutación pero, al mismo tiempo, mayor será el consumo

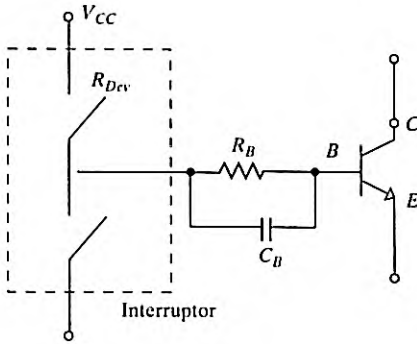


FIGURA 4.66

Excitación de base con capacitor acelerador para un BJT de SiC [43].

de potencia. Por consiguiente, debe haber un trueque entre el desempeño de conmutación y el consumo de potencia de compuerta.

#### Puntos clave de la sección 4.16

- Un BJT es un dispositivo controlado por corriente.
- La corriente de base pico puede reducir el tiempo de encendido y su inversión puede reducir el tiempo de apagado.
- El tiempo de almacenamiento de un BJT aumenta la cantidad de corriente de excitación de base, y debe evitarse la sobrecorriente.

#### 4.17 AISLAMIENTO DE COMPUERTA Y EXCITADORES DE BASE

Para que los transistores de potencia funcionen como interruptores se debe aplicar un voltaje de compuerta o una corriente de base apropiados para llevar los transistores al modo de saturación para un bajo voltaje en estado de conducción. El voltaje de control debe aplicarse entre la compuerta y las terminales de fuente, o entre las terminales de la base y el emisor. Por lo común los convertidores de potencia requieren múltiples transistores y cada uno debe ser accionado individualmente. La figura 4.67a muestra la topología de un inversor de puente monofásico. El voltaje de cd principal es  $V_s$  con terminal de tierra  $G$ .

El circuito lógico de la figura 4.67b genera cuatro pulsos, los cuales, como se aprecia en la figura 4.67c, se desplazan con el tiempo para realizar la secuencia lógica requerida para convertir potencia de cd a ca. Sin embargo, los cuatro pulsos lógicos tienen una terminal común  $C$ . La terminal común del circuito lógico se puede conectar a la terminal tierra  $G$  de la fuente de cd principal, como se muestra con las líneas de rayas.

La terminal  $g_1$ , que tiene un voltaje  $V_{g1}$  con respecto a la terminal  $C$ , no se puede conectar directamente a la terminal compuerta  $G_1$ . La señal  $V_{g1}$  se debe aplicar entre la compuerta  $G_1$  y la fuente  $S_1$  del transistor  $M_1$ . No es necesario aislar ni interconectar circuitos entre el circuito lógico y los transistores de potencia. Sin embargo, los transistores  $M_2$  y  $M_4$  se pueden accionar directamente sin aislamiento o circuitos de interconexión si las señales lógicas son compatibles con los requerimientos de excitación de compuerta de los transistores.

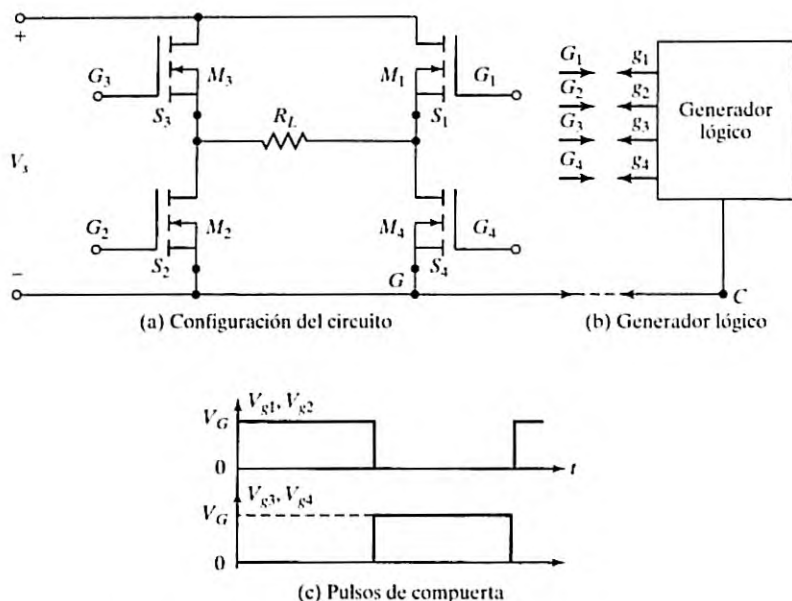


FIGURA 4.67  
Puente inversor monofásico y señales de compuerta.

La importancia de accionar un transistor entre su compuerta y fuente en vez de aplicar un voltaje de accionamiento entre la compuerta y la tierra común se demuestra con la figura 4.68, donde la resistencia de la carga se conecta entre la fuente y tierra. El voltaje efectivo entre la compuerta y la fuente es

$$V_{GS} = V_G - R_L I_D(V_{GS}) \tag{4.75}$$

donde  $I_D(V_{GS})$  varía con  $V_{GS}$ . El valor efectivo de  $V_{GS}$  se reduce a medida que el transistor se enciende y  $V_{GS}$  alcanza un valor de estado estable, el cual se requiere para equilibrar la carga o la corriente de drenaje. El valor efectivo de  $V_{GS}$  es impredecible y tal configuración no es adecuada. Básicamente hay dos formas de flotar o aislar la señal de control o compuerta con respecto a tierra.

1. Transformadores de pulsos
2. Optoacopladores

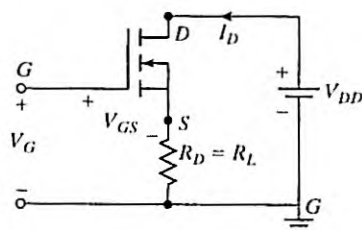


FIGURA 4.68  
Voltaje de accionamiento entre compuerta y tierra.

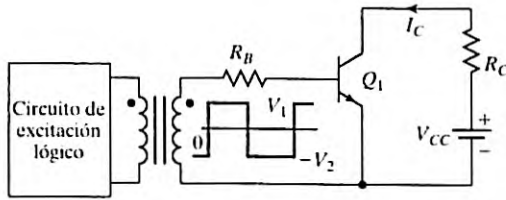


FIGURA 4.69

Excitación de transformador y compuerta aislada.

### 4.17.1 Transformadores de pulsos

Los transformadores de pulsos tienen un devanado primario y pueden tener uno o más devanados secundarios. Los devanados secundarios múltiples permiten señales de accionamiento simultáneas para transistores conectados en serie y en paralelo. La figura 4.69 muestra una configuración de excitación de transformador y compuerta aislada. El transformador debe tener una inductancia de fuga muy pequeña y el tiempo de subida del pulso de salida debe ser muy pequeño. Con un pulso relativamente largo y una baja frecuencia de conmutación el transformador se saturaría y su salida se distorsionaría.

### 4.17.2 Optoacopladores

Los optoacopladores combinan un diodo emisor de luz infrarroja (IRED) y un fototransistor de silicio. La señal de salida se aplica al IRED y la salida se toma del fototransistor. Los tiempos de subida y caída de los fototransistores son muy pequeños, con valores típicos del tiempo de encendido  $t_n = 2$  a  $5 \mu\text{s}$  y tiempo de apagado  $t_o = 300$  ns. Estos tiempos de encendido y apagado limitan las aplicaciones de alta frecuencia. En la figura 4.70 se muestra un circuito aislador de compuerta que utiliza un fototransistor. El fototransistor podría ser un par de Darlington. Los fototransistores requieren una fuente de potencia separada y a esto se suman la complejidad, los costos y el peso de los circuitos de excitación.

#### Puntos clave de la sección 4.17

- El circuito de compuerta de bajo nivel debe estar aislado del circuito de potencia de alto nivel mediante dispositivos o técnicas de aislamiento como optoacopladores y transformadores de pulsos.

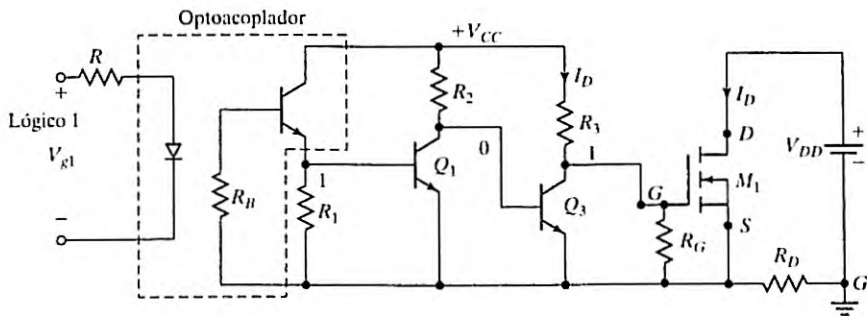


FIGURA 4.70

Aislamiento de compuerta mediante optoacoplador.

#### 4.18 CIRCUITOS INTEGRADOS DE EXCITACIÓN DE COMPUERTA

Los requerimientos de excitación de compuerta [25-28] para un MOSFET o un IGBT interruptor, como aparecen en la figura 4.71, son los siguientes:

- El voltaje de compuerta debe ser 10 a 15 V más alto que el voltaje de fuente o emisor. Como la fuente de potencia se conecta al riel principal de alto voltaje  $+V_S$ , el voltaje de compuerta debe ser más alto que el de riel.
- El voltaje de compuerta que normalmente se refiere a tierra debe ser controlable por el circuito lógico. Por consiguiente, las señales de control deben desplazarse a la terminal fuente del dispositivo de potencia, la cual en la mayoría de las aplicaciones oscila entre los dos rieles  $V^+$ .
- Por lo general, un dispositivo de potencia del lado bajo controla al dispositivo de potencia del lado alto que está conectado al alto voltaje. Por consiguiente, hay un dispositivo de potencia del lado alto y otro del lado bajo. La potencia absorbida por el circuito de excitación de compuerta debe ser bajo y no debe afectar de manera significativa la eficiencia total del convertidor de potencia.

Existen varias técnicas, como se muestra en la tabla 4.4, que se pueden usar para satisfacer los requerimientos de excitación de compuerta. Cada circuito básico se puede implementar en una amplia variedad de configuraciones. Un circuito integrado de excitación de compuerta incorpora la mayoría de las funciones requeridas para controlar o excitar un dispositivo de potencia del lado alto o uno del lado bajo en un paquete compacto de alto desempeño con baja disipación de potencia. El circuito integrado también debe ofrecer algunas funciones de protección para operar en condiciones de sobrecarga y falla.

Tres tipos de circuitos pueden realizar las funciones de excitación y protección. El primero es el *buffer* de salida que se requiere para proporcionar voltaje de compuerta o carga suficiente para el dispositivo de potencia. El segundo son los desplazadores de nivel que se

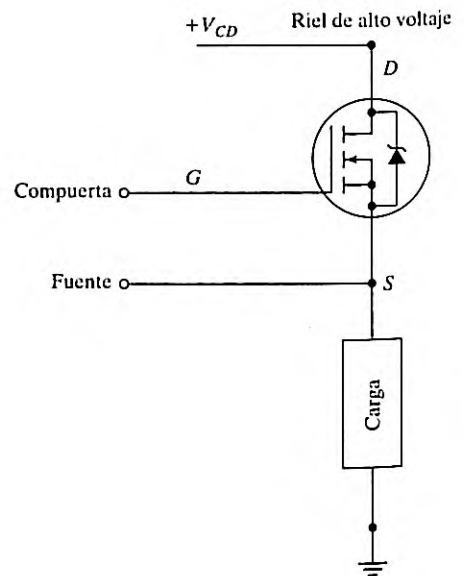


FIGURA 4.71

MOSFET de potencia conectado al riel de alto voltaje.

TABLA 4.4 Técnicas de excitación de compuerta, Ref. 2. (Cortesía de Siemens Group, Alemania)

Método	Circuito básico	Características clave
Fuente de excitación de compuerta flotante		<p>Control de compuerta completo durante periodos indefinidos; el impacto del costo de la fuente aislada es significativo (se requiere una por cada MOSFET de lado alto); el desplazamiento de nivel de una señal referenciada a tierra puede ser difícil: el desplazador de nivel debe mantener el voltaje completo, conmutar rápido con retrasos de propagación mínimos y los optoaisladores de bajo consumo de potencia tienden a ser relativamente costosos, limitados en ancho de banda y sensibles al ruido</p>
Transformador de pulsos		<p>Sencillo y económico pero limitado en muchos aspectos; su funcionamiento durante amplios ciclos de trabajo requiere técnicas complejas; el tamaño del transformador se aumenta de forma significativa conforme la frecuencia se reduce; las parásitas importantes degradan la operación ideal con formas de onda de conmutación rápida</p>
Bomba de carga		<p>Se puede utilizar para generar un voltaje "sobre el riel" controlado por un desplazador de nivel o para "bombear" la compuerta cuando el MOSFET se enciende; en el primer caso se tienen que resolver los problemas de un desplazador de nivel; en el segundo, los tiempos de encendido tienden a ser demasiado largos para aplicaciones de conmutación; en cualquier caso la compuerta se puede mantener activa durante un periodo indefinido, las ineficiencias en el circuito multiplicador de vuelta pueden requerir más de dos etapas de bombeo</p>
Inicialización		<p>Sencillo y económico con algunas de las limitaciones del transformador de pulsos: el ciclo de trabajo y el tiempo de encendido están restringidos por la necesidad de refrescar el capacitor de inicialización; si el capacitor se carga con un riel de alto voltaje, la disipación de potencia puede ser importante, requiere un desplazador de nivel, con sus dificultades asociadas</p>

TABLE 4.4 (continúa)

Método	Circuito básico	Características clave
Excitador de transportador		Proporciona un control total de la compuerta durante un periodo indefinido pero está un tanto limitado en cuanto a desempeño de conmutación; esto se puede mejorar con complejidad añadida.

requieren para interconectar las señales de control con los *buffer* de salida del lado bajo y del lado alto. El tercero es la detección de condiciones de sobrecarga en el dispositivo de potencia y la contramedida apropiada tomada en el *buffer* de salida, así como la retroalimentación en estado de falla.

## RESUMEN

Por lo general, los transistores de potencia son de cinco tipos: MOSFET, COOLMOS, BJT, IGBT, y SIT. Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje que requieren muy baja potencia de accionamiento y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura en la unión. No hay ningún problema de segunda ruptura y no requieren voltaje de compuerta negativo durante el apagado. Las pérdidas por conducción de los dispositivos COOLMOS se reducen por un factor de cinco en comparación con los de tecnología convencional. Es capaz de manejar dos a tres veces más potencia de salida en comparación con un MOSFET estándar del mismo paquete.

El COOLMOS, que tiene una muy baja pérdida en estado de encendido, se utiliza en aplicaciones de alta eficiencia y baja potencia. Los BJT sufren de segunda ruptura y requieren una corriente de base inversa durante el apagado para reducir el tiempo de almacenamiento, pero tienen un bajo voltaje de saturación en estado de encendido. Los IGBT, que combinan las ventajas de los BJT y los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y tienen un bajo voltaje en estado de encendido similar a los BJT. Los IGBT no experimentan fenómenos de segunda ruptura. Los BJT son dispositivos controlados por corriente y sus parámetros son sensibles a la temperatura de unión. Los SIT son dispositivos de alta potencia y alta frecuencia. Son más adecuados para audio, VHF/UHF y amplificadores de microondas. Tienen la característica de normalmente encendidos y una alta caída en estado de encendido.

Los transistores se pueden conectar en serie o en paralelo. La operación en paralelo suele requerir elementos que compartan la corriente. La operación en serie requiere que los parámetros, en especial durante el encendido y el apagado, estén a la par. Para mantener la relación de voltaje y corriente de los transistores durante el encendido y el apagado por lo general se requiere utilizar circuitos amortiguadores para limitar la  $di/dt$  y la  $dvd/dt$ .

Las señales de compuerta se pueden aislar del circuito de potencia mediante transformadores de pulsos u optoacopladores. Los transformadores de pulsos son sencillos, pero la inductancia de fuga debe ser muy pequeña. Los transformadores suelen saturarse a una baja frecuencia y un pulso largo. Los optoacopladores requieren una fuente de potencia separada.

## REFERENCIAS

- [1] Baliga, B. J. (1996). *Power Semiconductor Devices*. Boston, MA. PWS Publishing.
- [2] Ghandi, S.K. (1977). *Semiconductor Power Devices*. Nueva York. John Wiley & Sons.
- [3] Size, S.M. (1998). *Modern Semiconductor Device Physics*. Nueva York. John Wiley & Sons.
- [4] Baliga, B.I., y D. Y. Chen. (1984). *Power Transistors: Device Design and Applications*. Nueva York. IEEE Press.
- [5] Westinghouse Electric. (1967). *Silicon Power Transistor Handbook*. Pittsburgh. Westinghouse Electric Corp.
- [6] Severns, R., y J. Armijos. (1984). *MOSPOWER Application Handbook*. Santa Clara, CA. Siliconix Corp.
- [7] Clemente, S., y B. R. Pelly. (1982). "Understanding power MOSFET switching performance". *Solid-State Electronics*. Vol. 12, núm. 12. (1133-1141).
- [8] Grant, D.A., e I. Gower. (1988). *Power MOSFETs: Theory and Applications*. Nueva York. John Wiley & Sons.
- [9] Lorenz, L., G. Deboy, A. Knap, y M. Marz. (1999). "COOLMOS<sup>TM</sup> - a new milestone in high voltage power MOS". *Proc. ISPSD 99*. Toronto. (3-10).
- [10] Deboy, G., M. Marz, J. P. Stengl, H. Strack, J. Tilhanyi, y H. Weber. (1998). "A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit of silicon". *Proc. IEDM 98*. San Francisco. (683-685).
- [11] Infineon Technologies. (2001). *CoolMOS<sup>TM</sup>: Power Semiconductors*. Alemania. Siemens. [www.infineon.com](http://www.infineon.com).
- [12] Hu, C. (1979). "Optimum doping profile for minimum ohmic resistance and high breakdown voltage". *IEEE Transactions on Electronic Devices*. Vol. ED-26, núm. 3.
- [13] Baliga, B.J., M. Cheng, P. Shafer, y M. W. Smith. (1983). "The insulated gate transistor (IGT): a new power switching device". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*. (354-363).
- [14] Baliga, B.J., M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray, y N. Zommer. (1984). "The insulated gate transistor: a new three-terminal MOS controlled bipolar power device". *IEEE Transactions Electron Devices*. ED-31. (821-828).
- [15] *IGBT Designer's Manual*. (1991). El Segundo, CA. International Rectifier.
- [16] Shenai, K. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. Los Angeles, CA. Academic Press. Capítulo 7.
- [17] Nishizawa, I., y K. Yamamoto. (1978). "High-frequency high-power static induction transistor". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED25, núm. 3. (314-322).
- [18] Nishizawa, J., T. Terasaki, y J. Shibata. (1975). "Field-effect transistor versus analog transistor (static induction transistor)". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 22, núm. 4, abril. (185-197).
- [19] Wilamowski, B.M. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. Los Angeles, CA. Academic Press. Capítulo 9.
- [20] Rashid, M.H. (1993). *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. Englewood Cliffs, NJ. Prentice-Hall.
- [21] Sheng, K., S. J. Finney, y B. W. Williams. (1996). "Fast and accurate IGBT model for PSpice". *Electronics Letters*. Vol. 32, núm. 25, 5 de diciembre. (2294-2295).
- [22] Strollo, A.G.M. (1997). "A new IGBT circuit model for SPICE simulation". *Power Electronics Specialists Conference*. Vol. 1, junio. (133-138).

- [23] Sheng, K., S. J. Finney, y B. W. Williams. (1999). "A new analytical IGBT model with improved electrical characteristics". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 14, núm. 1, enero. (98-107).
- [24] Sheng, K., B. W. Williams, y S. J. Finney. (2000). "A review of IGBT models". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, núm. 6, noviembre. (1250-1266).
- [25] Hefner, A.R. (1991). "An investigation of the drive circuit requirements for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6. (208-219).
- [26] Licitra, C., S. Musumeci, A. Raciti, A. U. Galluzzo, y R. Lator. (1995). "A new driving circuit for IGBT devices". *IEEE Transactions Power Electronics*. Vol. 10. (373-378).
- [27] Lee, H.G., Y. H. Lee, B. S. Suh, y J. W. Lee. (1997). "A new intelligent gate control scheme to drive and protect high power IGBTs". *European Power Electronics Conference Records*. (1.400-1.405).
- [28] Bernet S. (2000). "Recent developments of high power converters for industry and traction applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, núm. 6, noviembre. (1102-1117).
- [29] Elasser, A., M. H. Kheraluwala, M. Ghezzi, R. L. Steigerwald, N. A. Evers, J. Kretschmer, y T. P. Chow. (2003). "A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-the-art silicon diodes for power electronic applications". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 39, núm. 4, julio/agosto. (915-921).
- [30] Stephani, D. (2001). "Status, prospects and commercialization of SiC power devices". *IEEE Device Research Conference*. Notre Dame, IN. 25-27 de junio. (14).
- [31] Neudeck, P.G. (2006). *The VLSI Handbook*. Boca Raton, FL. CRC Press LLC. Capítulo 5 – Silicon Carbide Technology.
- [32] Baliga, B.J. (2005). *Silicon Carbide Power Devices*. Hackensack, NJ. World Scientific.
- [33] Ozpineci, B., y L. Tolbert. (2011). "Silicon carbide: smaller faster, tougher". *IEEE Spectrum*, octubre.
- [34] Cooper, Jr., J.A., y A. Agarwal. (2002). "SiC power-switching devices—the second electronics revolution?". *Proc of the IEEE*, Vol. 90, núm. 6. (956-968).
- [35] Palmour, J.W. (2009). "High voltage silicon carbide power devices", presentado en el ARPA-E Power Technologies Workshop, Arlington, VA. 9 de febrero.
- [36] Agarwal, A.K. (2010). "An overview of SiC power devices", *Proc. International Conference Power, Control and Embedded Systems (ICPACES)*, Allahabad, India, 29 de noviembre/1 de diciembre. (1-4).
- [37] Stevanovic, L.D., K. S. Matocha, P. A. Losee, J. S. Glaser, J. J. Nasadoski, y S. D. Arthur. (2010). "Recent advances in silicon carbide MOSFET power devices". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. (401-407).
- [38] Callanan, Bob. (2011). "Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs". *Cree Inc.*, E.U.A. Enero.
- [39] Palmour, J. (2011). *High Temperature, Silicon Carbide Power MOSFET*. Cree Research, Inc., Durham, Carolina del Norte. Enero.
- [40] Ryu, S.H., S. Krishnaswami, B. Hull, J. Richmond, A. Agarwa, y A. Hefner. (2006). "10 kV, 5A 4H-SiC power DMOSFET". *Proc of the 18th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD '06)*. Nápoles, Italia. Junio. (1-4).
- [41] Agarwal, A., S. H. Ryu, J. Palmour y colaboradores. (2004). "Power MOSFETs in 4H-SiC: device design and technology". *Silicon Carbide: Recent Major Advances*. Eds. W. J. Choyke, H. Matsunami y G. Pensl, Springer, Berlín, Alemania. (785-812).

- [42] Dodge, J. (2006). Power MOSFET tutorial, Part 1, Microsemi Corporation. Design Article, EE Times. 5 de diciembre. <http://www.eetimes.com/design/power-management-design/4012128/Power-MOSFET-tutorial-Part-1#>. Accesado en octubre de 2012.
- [43] Rabkowski, J., D. Pefitisis, y H. P. Nee. (2012). "Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated". *IEEE Industrial Electronics Magazine*. Junio. (17-26).
- [44] Rashid, M.H. (2011). *Microelectronic Circuits: Analysis and Design*. Florence, KY. Cengage Learning.
- [45] Wondrak, W., y colaboradores. (2001). "SiC devices for advanced power and high-temperature applications". *IEEE Transactions On Industrial Electronics*. Vol. 48, núm. 2, abril. (238-244).
- [46] Kostopoulos, K., M. Bucher, M. Kayambaki, y K. Zekentes. (2012). "A compact model for silicon carbide JFET". *Proc. 2nd Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, Thessaloniki, Grecia. 16-18 de marzo. (176-185).
- [47] Platania, E., Z. Chen, F. Chimento, A. E. Grekov, R. Fu, L. Lu, A. Raciti, J. L. Hudgins, H. A. Mantooth, D. C. Sheridan, J. Casady, y E. Santi. (2011). "A physics-based model for a SiC JFET accounting for electric-field-dependent mobility". *IEEE Trans. on Industry Applications*. Vol. 47, núm. 1, enero. (199-211).
- [48] (Jon) Zhang, Q., R. Callanan, M. K. Das, S.-H. Ryu, A. K. Agarwal, y J. W. Palmour. (2010). "SiC power devices for microgrids", *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 25, núm. 12, diciembre. (2889-2896).
- [49] Sankin, I., D. C. Sheridan, W. Draper, V. Bondarenko, R. Kelley, M. S. Mazzola, y J. B. Casady. (2008). "Normally-off SiC VJFETs for 800 V and 1200 V power switching applications". *Proc. 20th International Symposium Power Semiconductor Devices and IC's, ISPSD*. 18-22 de mayo. (260-262).
- [50] Kelley, R.L., M. S. Mazzola, W. A. Draper, y J. Casady. (2005). "Inherently safe DC/DC converter using a normally-on SiC JFET", *Proc. 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Exposition, APEC*. Vol. 3, 6-10 de marzo. (1561-1565).
- [51] Malhan, R.K., M. Bakowski, Y. Takeuchi, N. Sugiyama, y A. Schöner. (2009). "Design, process, and performance of all-epitaxial normally-off SiC JFETs". *Physica Status Solidi A*. Vol. 206, núm. 10. (2308-2328).
- [52] Round, S., M. Heldwein, J. W. Kolar, I. Hofsjager, y P. Friedrichs. (2005). "A SiC JFET driver for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter". IEEE-Industry Application Society (IAS), 40th IAS Annual Meeting—Conference record. Vol. 1. (410-416).
- [53] Kelley, R., A. Ritenour, D. Sheridan, y J. Casady. (2010). "Improved two-stage DC-coupled gate driver for enhancement-mode SiC JFET". *Proc. 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Exposition (APEC)*, Atlanta, GA. (1838-1841).
- [54] Wrzcionko, B., S. Kach, D. Bortis, J. Biela, y J. W. Kolar. (2010). "Novel AC coupled gate driver for ultra fast switching of normally off SiC JFETs". *Proc. IECON 36th Annual Conference, IEEE Industrial Electronics Society*. 7-10 de noviembre. (605-612).
- [55] Basu, S., y T. M. Undeland. (2011). "On understanding and driving SiC power JFETs, power electronics and applications (EPE 2011)". *Proc. of the 2011-14th European Conference*. (1-9).
- [56] Domeji, N. (2012). "Silicon carbide bipolar junction transistors for power electronics applications". *TransiC semiconductor*. <http://www.transic.com/>. Accesado en octubre de 2012.
- [57] Zhang, J., P. Alexandrov, T. Burke, y J. H. Zhao. (2006). "4H-SiC power bipolar junction transistor with a very low specific ON-resistance of  $2.9 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ ". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 27, núm. 5, mayo. (368-370).

- [58] Lindgren, A., y M. Domeij. (2010). "1200V 6A SiC BJTs with very low VCESAT and fast switching", en *Proc. 6th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. 16-18 de marzo. (1-5).
- [59] Lindgren, A., y M. Domeij. (2011). "Degradation free fast switching 1200 V 50 A silicon carbide BJT's". *Proc. 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Exposition (APEC)*. 6-11 de marzo. (1064-1070).
- [60] Seok Lee, H., M. Domeij, C.M. Zetterling, M. Östling, F. Allerstam, y E. Ö. Sveinbjörnsson. (2007). "1200-V 5.2-m $\Omega$  - cm<sup>2</sup> 4H-SiC BJTs with a high common-emitter current gain". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 28, núm. 11, noviembre. (1007-1009).
- [61] Saadeh, M., H. A. Mantooth, J. C. Balda, E. Santi, J. L. Hudgins, S.H. Ryu, y A. Agarwal. (2012). "A Unified Silicon/Silicon Carbide IGBT Model". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (1728-1733).
- [62] Zhang, Q.J., M. Das, J. Sumakeris, R. Callanan, y A. Agarwal. (2008). "12 kV p-channel TGBTs with low ON-resistance in 4 H-SiC". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 29, núm. 9, septiembre. (1027-1029).
- [63] Zhang, Q., J. Wang, C. Jonas, R. Callanan, J. J. Sumakeris, S. H. Ryu, M. Das, A. Agarwal, J. Palmour, y A. Q. Huang. (2008). "Design and characterization of high-voltage 4H-SiC p-IGBTs". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 55, núm. 8, agosto. (2121-2128).
- [64] Das, M., Q. Zhang, R. Callanan, y colaboradores. (2007). "A 13 kV 4H-SiC N-channel IGBT with low R<sub>diff</sub>, on and fast switching". *Proc. of the International Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ICSCRM '07)*. Kioto, Japón. Octubre.
- [65] Singh, R., S. H. Ryu, D. C. Capell, y J. W. Palmour. (2003). "High temperature SiC trench gate p-IGBTs". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 50, núm. 3, marzo. (774-784).
- [66] Van Camper, S., A. Ezis, J. Zingaro, y colaboradores. (2002). "7 kV 4H-SiC GTO thyristor". *Materials Research Society Symposium Proceedings*. San Francisco, California, E.U.A. Vol. 742, documento K7.7.1, abril.
- [67] Cooper Jr., J.A., M. R. Melloch, R. Singh, A. Agarwal, y J. W. Palmour. (2002). "Status and prospects for SiC power MOSFETs". *IEEE Transactions Electron Devices*. Vol. 49, núm. 4, abril. (658-664).
- [68] Friedrichs, P., y R. Rupp. (2005). "Silicon carbide power devices-current developments and potential applications". *Proc. European Conference Power Electronics and Applications*. (1-11).
- [69] Tolstoy, G., D. Pefitsis, J. Rabkowski, y H.P. Nee. (2011). "Performance tests of a 4.134.1 mm<sup>2</sup> SiC LCVJFET for a DC/DC boost converter application". *Materials Science Forum*. Vol. 679-680. (722-725).

## PREGUNTAS DE REPASO

- 4.1 ¿Qué es un transistor bipolar (BJT)?
- 4.2 ¿Cuáles son los tipos de BJTs?
- 4.3 ¿Cuáles son las diferencias entre transistores *NPN* y *PNP*?
- 4.4 ¿Cuáles son las características de entrada de los transistores *NPN*?
- 4.5 ¿Cuáles son las características de salida de los transistores *NPN*?
- 4.6 ¿Cuáles son las tres regiones de operación de los BJTs?
- 4.7 ¿Qué es una beta ( $\beta$ ) de BJTs?
- 4.8 ¿Cuál es la diferencia entre beta, ( $\beta$ ), y beta forzada ( $\beta_F$ ) de los BJTs?
- 4.9 ¿Qué es la transconductancia de los BJTs?
- 4.10 ¿Qué es el factor de sobreexcitación de los BJTs?
- 4.11 ¿Cuál es el modelo de conmutación de los BJTs?

- 4.12 ¿Cuál es la causa del tiempo de retraso en los BJT's?
- 4.13 ¿Cuál es la causa del tiempo de almacenamiento en los BJT's?
- 4.14 ¿Cuál es la causa del tiempo de subida en los BJT's?
- 4.15 ¿Cuál es la causa del tiempo de caída en los BJT's?
- 4.16 ¿Qué es el modo de saturación de los BJT's?
- 4.17 ¿Qué es el tiempo de encendido de los BJT's?
- 4.18 ¿Qué es el tiempo de apagado de los BJT's?
- 4.19 ¿Qué es una FBSOA de los BJT's?
- 4.20 ¿Qué es una RBSOA de los BJT's?
- 4.21 ¿Por qué necesario invertir la polarización de los BJT's durante su apagado?
- 4.22 ¿Qué es la segunda ruptura de los BJT's?
- 4.23 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los BJT's?
- 4.24 ¿Qué es un MOSFET?
- 4.25 ¿Cuáles son los tipos de MOSFET's?
- 4.26 ¿Cuáles son las diferencias entre los MOSFET tipo enriquecimiento y los MOSFET tipo agotamiento?
- 4.27 ¿Qué es un voltaje de estrechamiento de MOSFET's?
- 4.28 ¿Qué es un voltaje de umbral de MOSFET's?
- 4.29 ¿Qué es la transconductancia de MOSFET's?
- 4.30 ¿Cuál es el modelo de conmutación de MOSFET's de canal  $n$ ?
- 4.31 ¿Cuáles son las características de transferencia de los MOSFET?
- 4.32 ¿Cuáles son las características de salida de los MOSFET?
- 4.33 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los MOSFET?
- 4.34 ¿Por qué los MOSFET no requieren voltaje de compuerta negativo durante su apagado?
- 4.35 ¿Por qué el concepto de saturación es diferente en los BJT y en los MOSFET?
- 4.36 ¿Qué es el tiempo de encendido de los MOSFET?
- 4.37 ¿Qué es el tiempo de apagado de los MOSFET?
- 4.38 ¿Qué es un SIT?
- 4.39 ¿Cuáles son las ventajas de los SIT?
- 4.40 ¿Cuáles son las desventajas de los SIT?
- 4.41 ¿Qué es un IGBT?
- 4.42 ¿Cuáles son las características de transferencia de los IGBT?
- 4.43 ¿Cuáles son las características de salida de los IGBT?
- 4.44 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los IGBT?
- 4.45 ¿Cuáles son las diferencias principales entre los MOSFET y los BJT?
- 4.46 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los BJT?
- 4.47 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los MOSFET?
- 4.48 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los IGBT?
- 4.49 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los BJT?
- 4.50 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los MOSFET?
- 4.51 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los IGBT?
- 4.52 ¿Cuáles son los propósitos del amortiguador en derivación en transistores?
- 4.53 ¿Cuál es el propósito del amortiguador en serie en transistores?
- 4.54 ¿Cuáles son las ventajas de los transistores de SiC?
- 4.55 ¿Cuáles son las limitaciones de los transistores de SiC?
- 4.56 ¿Qué es el voltaje de estrechamiento de un JFET?
- 4.57 ¿Qué es la característica de transferencia de un JFET?
- 4.58 ¿Cuáles son las diferencias entre un MOSFET y un JFET?

## PROBLEMAS

- 4.1 Los parámetros del MOSFET que se muestra en la figura 4.7a son  $V_{DD} = 100 \text{ V}$ ,  $R_D = 10 \text{ }\Omega$ ,  $K_n = 25.3 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_T = 4.83 \text{ V}$ ,  $V_{DS} = 3.5 \text{ V}$ , y  $V_{GS} = 10 \text{ V}$ . Con la ecuación (4.2), determine la corriente de drenaje  $I_D$  y la resistencia entre el drenaje y la fuente  $R_{DS} = V_{DS}/I_D$ .
- 4.2 Con los parámetros del circuito del problema 4.1 y con la ecuación (4.3), determine la corriente de drenaje  $I_D$  y la resistencia entre drenaje y fuente  $R_{DS} = V_{DS}/I_D$ .
- 4.3 Utilizando la ecuación (4.2), trace la gráfica de  $I_D$  en función de  $v_{DS}$  y luego la relación  $R_{DS} = v_{DS}/i_D$  para  $v_{DS} = 0$  a  $10 \text{ V}$  con un incremento de  $0.1 \text{ V}$ . Suponga  $K_n = 25.3 \text{ mA/V}^2$  and  $V_T = 4.83 \text{ V}$ .
- 4.4 Utilizando la ecuación (4.3), trace la gráfica de  $I_D$  en función de  $v_{DS}$  y luego la relación  $R_{DS} = v_{DS}/i_D$  para  $v_{DS} = 0$  a  $10 \text{ V}$  con un incremento de  $0.1 \text{ V}$ . Suponga que  $K_n = 25.3 \text{ mA/V}^2$  y que  $V_T = 4.83 \text{ V}$ .
- 4.5 Utilizando la ecuación (4.8) trace la gráfica de la resistencia drenaje-fuente  $R_{DS} = v_{DS}/i_D$  para  $v_{GS} = 0$  a  $10 \text{ V}$  con un incremento de  $0.1 \text{ V}$ . Suponga que  $K_n = 25.3 \text{ mA/V}^2$  y que  $V_T = 4.83 \text{ V}$ .
- 4.6 Utilizando la ecuación (4.6), trace la gráfica de la transeconductancia  $g_m$  en función de  $v_{GS}$  en la región lineal para  $v_{DS} = 0$  a  $10 \text{ V}$  con un incremento de  $0.1 \text{ V}$ . Suponga que  $K_n = 25.3 \text{ mA/V}^2$  y que  $V_T = 4.83 \text{ V}$ .
- 4.7 La beta ( $\beta$ ) del transistor bipolar de la figura 4.31 varía de 10 a 60. La resistencia de la carga es  $R_C = 6 \text{ }\Omega$ . El voltaje de suministro de cd es  $V_{cc} = 100 \text{ V}$  y el voltaje de entrada al circuito de la base es  $V_B = 8 \text{ V}$ . Si  $V_{CE(\text{sat})} = 2.5 \text{ V}$  y  $V_{BE(\text{sat})} = 1.75 \text{ V}$ , determine (a) el valor  $R_B$  que producirá saturación con un factor de sobreexcitación de 20; (b) la  $\beta$  forzada, y (c) la pérdida de potencia en el transistor  $P_T$ .
- 4.8 La beta ( $\beta$ ) del transistor bipolar transistor de la figura 4.31 varía de 12 a 75. La resistencia de la carga es  $R_C = 12 \text{ }\Omega$ . El voltaje de suministro de cd es  $V_{cc} = 40 \text{ V}$  y el voltaje de entrada al circuito de la base es  $V_B = 6 \text{ V}$ . Si  $V_{CE(\text{sat})} = 1.2 \text{ V}$ ,  $V_{BE(\text{sat})} = 1.6 \text{ V}$ , y  $R_B = 0.7 \text{ }\Omega$ , determine (a) el valor de ODF; (b) la  $\beta$  forzada, y (c) la pérdida de potencia en el transistor  $P_T$ .
- 4.9 Se utiliza un transistor como interruptor y las formas de onda se muestran en la figura 4.35. Los parámetros son  $V_{CC} = 220 \text{ V}$ ,  $V_{BE(\text{sat})} = 3 \text{ V}$ ,  $I_B = 8 \text{ A}$ ,  $V_{CE(\text{sat})} = 2 \text{ V}$ ,  $I_{CS} = 100 \text{ A}$ ,  $t_d = 0.5 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_r = 1 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_s = 5 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_f = 3 \text{ }\mu\text{s}$ , y  $f_s = 10 \text{ kHz}$ . El ciclo de trabajo es  $k = 50\%$ . La corriente de fuga del colector al emisor es  $I_{CEO} = 3 \text{ mA}$ . Determine la pérdida de potencia debido a la corriente de colector (a) durante el encendido  $t_n = t_d + t_r$ ; (b) durante el periodo de conducción  $t_n$ ; (c) durante el apagado  $t_o = t_s + t_f$ ; (d) durante el tiempo inactivo  $t_o$ , y (e) las pérdidas de potencia totales promedio  $P_T$ . (f) Trace la gráfica de la potencia instantánea debido la corriente de colector  $P_c(t)$ .
- 4.10 La temperatura máxima en la unión del transistor bipolar del problema 4.9 es  $T_j = 150^\circ\text{C}$  y la temperatura ambiente es  $T_A = 30^\circ\text{C}$ . Si las resistencias térmicas son  $R_{JC} = 0.4^\circ\text{C/W}$  y  $R_{CS} = 0.05^\circ\text{C/W}$ , calcule la resistencia térmica del disipador  $R_{SA}$ . (Sugerencia: Ignore la pérdida de potencia debido a la excitación de la base.)
- 4.11 Para los parámetros del problema 4.9, calcule la pérdida de potencia promedio debido a la corriente de base  $P_B$ .
- 4.12 Repita el problema 4.9 si  $V_{BE(\text{sat})} = 2.3 \text{ V}$ ,  $I_B = 8 \text{ A}$ ,  $V_{CE(\text{sat})} = 1.4 \text{ V}$ ,  $t_d = 0.1 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_r = 0.45 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_s = 3.2 \text{ }\mu\text{s}$ , y  $t_f = 1.1 \text{ }\mu\text{s}$ .
- 4.13 Se utiliza un MOSFET como interruptor según se muestra en la figura 4.10. Los parámetros son  $V_{DD} = 40 \text{ V}$ ,  $I_D = 25 \text{ A}$ ,  $R_{DS} = 28 \text{ m}\Omega$ ,  $V_{GS} = 10 \text{ V}$ ,  $t_{d(\text{on})} = 25 \text{ ns}$ ,  $t_r = 60 \text{ ns}$ ,  $t_{d(\text{off})} = 70 \text{ ns}$ ,  $t_f = 25 \text{ ns}$ , y  $f_s = 20 \text{ kHz}$ . La corriente de fuga de drenaje a fuente es  $I_{DSS} = 250 \text{ }\mu\text{A}$ . El ciclo de trabajo es  $k = 60\%$ . Determine la pérdida de potencia debido a la corriente de drenaje (a) durante el encendido  $t_{\text{on}} = t_{d(\text{on})} + t_r$ ; (b) durante el periodo de conducción  $t_n$ ; (c) durante el apagado  $t_{\text{off}} = t_{d(\text{off})} + t_f$ ; (d) durante el tiempo inactivo  $t_o$ , y (e) las pérdidas de potencia promedio totales  $P_T$ .
- 4.14 La temperatura máxima en la unión del MOSFET del problema 4.13 es  $T_j = 150^\circ\text{C}$  y la temperatura ambiente es  $T_A = 32^\circ\text{C}$ . Si las resistencias térmicas son  $R_{JC} = 1 \text{ K/W}$  y  $R_{CS} = 1 \text{ K/W}$ , calcule la resistencia térmica del disipador  $R_{SA}$ . (Nota:  $K = ^\circ\text{C} + 273$ .)

- 4.15** Dos BJT se conectan en paralelo como en la figura 4.50. La corriente total de la carga es  $I_T = 150$  A. El voltaje de colector a emisor del transistor  $Q_1$  es  $V_{CE1} = 1.5$  V y el del transistor  $Q_2$  es  $V_{CE2} = 1.1$ . Determine la corriente de colector de cada transistor y la diferencia en el reparto de la corriente si las resistencias en serie que comparten la corriente son **(a)**  $R_{e1} = 10$  m $\Omega$  y  $R_{e2} = 20$  m $\Omega$ , y **(b)**  $R_{e1} = R_{e2} = 20$  m $\Omega$ .
- 4.16** Un transistor funciona como interruptor troceador a una frecuencia de  $f_s = 20$  kHz. La configuración del circuito se muestra en la figura 4.47a. El voltaje de entrada de cd del troceador es  $V_s = 400$  V y la corriente de la carga es  $I_L = 120$  A. Los tiempos de conmutación son  $t_r = 1$   $\mu$ s y  $t_f = 3$   $\mu$ s. Determine los valores de **(a)**  $L_s$ ; **(b)**  $C_s$ ; **(c)**  $R_s$  en condición de amortiguamiento crítico; **(d)**  $R_s$  si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; **(e)**  $R_s$  si la corriente de descarga pico se limita a 5% de la corriente de la carga, y **(f)** la pérdida de potencia debido al amortiguador  $RC$   $P_s$ , ignorando el efecto del inductor  $L_s$  en el voltaje del capacitor amortiguador  $C_s$ . Suponga que  $V_{CE(sat)} = 0$ .
- 4.17** Un MOSFET funciona como interruptor troceador a una frecuencia de  $f_s = 50$  kHz. La configuración del circuito se muestra en la figura 4.47a. El voltaje de entrada de cd del troceador es  $V_s = 30$  V y la corriente de la carga es  $I_L = 45$  A. Los tiempos de conmutación son  $t_r = 60$  ns y  $t_f = 25$  ns. Determine los valores de **(a)**  $L_s$ ; **(b)**  $C_s$ ; **(c)**  $R_s$  en condición críticamente amortiguada; **(d)**  $R_s$  si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; **(e)**  $R_s$  si la corriente de descarga pico se limita a 5% de la corriente de la carga, y **(f)** la pérdida de potencia por el amortiguador  $RC$   $P_s$ , ignorando el efecto del inductor  $L_s$  en el voltaje del capacitor amortiguador  $C_s$ . Suponga que  $V_{CE(sat)} = 0$ .
- 4.18** El voltaje de excitación de la base del circuito, como se muestra en la figura 4.62, es una onda cuadrada de 10 V. La corriente base pico es  $I_{BO} \cong 1.5$  mA y la corriente de base estable es  $I_{BS} \cong 1$  mA. Calcule **(a)** los valores de  $C_1$ ,  $R_1$  y  $R_2$ , y **(b)** la frecuencia de conmutación máxima permitida  $f_{m\acute{a}x}$ .
- 4.19** El circuito de excitación de base de la figura 4.65 tiene  $V_{CC} = 400$  V,  $R_C = 3.5$   $\Omega$ ,  $V_{d1} = 3.6$  V,  $V_{d2} = 0.9$  V,  $V_{BE(sat)} = 0.7$  V,  $V_B = 15$  V,  $R_B = 1.1$   $\Omega$ , y  $\beta = 12$ . Calcule **(a)** la corriente de colector sin fijación; **(b)** el voltaje de fijación de colector  $V_{CE}$ , y **(c)** la corriente de colector con fijación.

## C A P Í T U L O 5

# Convertidores CD-CD

*Al concluir este capítulo, los estudiantes deben ser capaces de hacer lo siguiente:*

- Enumerar las características de un transistor interruptor ideal.
- Describir la técnica de conmutación para conversión cd-cd.
- Enumerar los tipos de convertidores cd-cd.
- Describir el principio de operación de convertidores cd-cd.
- Enumerar los parámetros de desempeño de convertidores cd.
- Analizar el diseño de convertidores cd
- Simular convertidores cd con SPICE.
- Describir los efectos de la inductancia de carga en la corriente de carga y las condiciones para corriente continua.

### *Símbolos y sus significados*

Símbolos	Significado
$v; i$	Voltaje y corriente instantáneos, respectivamente
$f; T; k$	Frecuencia de conmutación, periodo y ciclo de trabajo, respectivamente
$i(t); i_1(t); i_2(t)$	Corriente instantánea, corriente en el modo 1, y corriente en el modo 2, respectivamente
$I_1; I_2; I_3$	Corrientes estables al inicio del modo 1, modo 2 y modo 3, respectivamente
$I_o; V_o$	Corriente rms de carga de salida y voltaje de carga, respectivamente
$I_L; i_L; v_L; v_C$	Corriente de carga pico, corriente de carga instantánea, voltaje de carga y voltaje de capacitor, respectivamente
$\Delta I; \Delta I_{\text{máx}}$	Contenido de rizo pico a pico y máximo de la corriente de carga, respectivamente
$P_o; P_i; R_i$	Potencia de salida, potencia de entrada y resistencia de entrada efectiva, respectivamente
$t_1; t_2$	Duración del modo 1 y modo 2, respectivamente
$v_r; v_{cr}$	Señales de referencia y portadora, respectivamente
$V_a; I_a$	Voltaje y corriente de salida promedio, respectivamente
$V_s; V_o; v_o$	Voltaje de cd de entrada, voltaje rms de salida y voltaje de salida instantáneo, respectivamente

## 5.1 INTRODUCCIÓN

En muchas aplicaciones industriales se requiere convertir una fuente de cd de voltaje fijo en una fuente de cd de voltaje variable. Un convertidor cd-cd convierte directamente de cd a cd y se conoce simplemente como convertidor de cd. Un convertidor de cd se puede considerar como equivalente de cd a un transformador de ca con una relación de vueltas continuamente variable. Al igual que un transformador, se puede utilizar para reducir o elevar una fuente de voltaje de cd.

Los convertidores de cd se usan ampliamente para controlar motores de tracción en automóviles eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y camiones de transporte de minerales. Proporcionan un control de aceleración uniforme, alta eficiencia y rápida respuesta dinámica. Los convertidores cd se pueden utilizar en el frenado regenerativo de motores de cd para devolver la energía a la fuente, y esta característica permite ahorrar energía en sistemas de transporte con paradas continuas. Los convertidores cd se utilizan en reguladores de voltaje de cd y también se utilizan junto con un inductor para generar corriente de cd, sobre todo para el inversor de fuente de corriente. Los convertidores cd-cd son partes integrales de la conversión de energía en el área en evolución de tecnología de energía renovable.

## 5.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO DE CONVERTIDORES CD-CD

Tanto los voltajes de entrada como los de salida de un convertidor cd-cd son de cd. Este tipo de convertidor puede producir un voltaje de cd de salida fijo o variable a partir de un voltaje de cd fijo o variable como se muestra en la figura 5.1a. Idealmente, el voltaje de salida y la corriente de entrada deben ser de cd pura, no obstante, el voltaje de salida y la corriente de entrada de un convertidor cd-cd práctico contienen armónicos o rizados como se muestra en las figuras 5.1b y c. El convertidor hala corriente de la fuente de cd sólo cuando el convertidor conecta la carga con la fuente de suministro y la corriente de entrada es discontinua.

La potencia de salida de cd es

$$P_{cd} = I_a V_a \quad (5.1)$$

donde  $V_a$  e  $I_a$  son el voltaje de carga y corriente de carga promedio

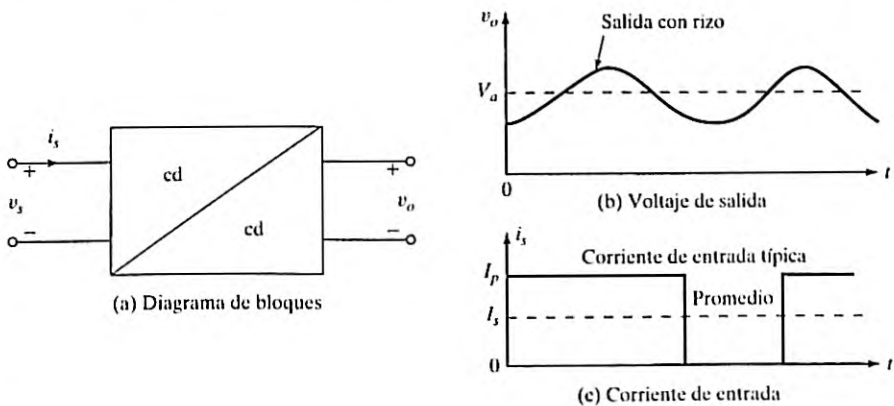


FIGURA 5.1

Relación de entrada y salida de un convertidor cd-cd.

La potencia de salida de ca es

$$P_{ca} = I_o V_o \quad (5.2)$$

donde  $V_o$  e  $I_o$  son el voltaje rms de carga y la corriente de carga.

La eficiencia del convertidor (no la eficiencia de potencia) es

$$\eta_c = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \quad (5.3)$$

El contenido de rizo rms del voltaje de salida es

$$V_r = \sqrt{V_o^2 - V_a^2} \quad (5.4)$$

El contenido de rizo rms de la corriente de entrada es

$$I_r = \sqrt{I_i^2 - I_s^2} \quad (5.5)$$

donde  $I_i$  e  $I_s$  son los valores rms y promedio de la corriente de suministro de cd.

El factor de rizo del voltaje de salida es

$$RF_o = \frac{V_r}{V_a} \quad (5.6)$$

El factor de rizo de la corriente de entrada es

$$RF_s = \frac{I_r}{I_s} \quad (5.7)$$

La eficiencia de potencia, la cual es la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada, dependerá de las pérdidas por conmutación, las cuales a su vez dependen de la frecuencia de conmutación del convertidor. La frecuencia de conmutación  $f$  debe ser alta para reducir los valores y tamaños de capacitancias e inductancias. El diseñador tiene que transigir sobre estos requerimientos conflictivos. Por lo general  $f_s$  es más alta que la audio frecuencia de 18 kHz.

### 5.3 PRINCIPIO DE LA OPERACIÓN DE REDUCCIÓN

El principio de operación se puede explicar con la figura 5.2a. Cuando el interruptor SW, conocido como el troceador, se cierra durante un tiempo  $t_1$ , el voltaje de entrada  $V_s$  aparece a través de la carga. Si el interruptor permanece apagado durante un tiempo  $t_2$ , el voltaje a través de la carga es cero. En la figura 5.2b también se muestran las formas de onda del voltaje de salida y de la corriente de carga. El interruptor convertidor se puede implementar utilizando (1) un transistor de potencia de unión bipolar (BJT); (2) un transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico (MOSFET); (3) un tiristor de apagado por compuerta (GTO), o (4) un transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT). Los dispositivos prácticos tienen una caída de voltaje finita que va de 0.5 a 2 V, y por simplicidad omitiríamos las caídas de voltaje de estos dispositivos semiconductores de potencia.

El voltaje de salida promedio está dado por

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (5.8)$$

y la corriente de carga promedio es  $I_a = V_a/R = k V_s/R$ ,

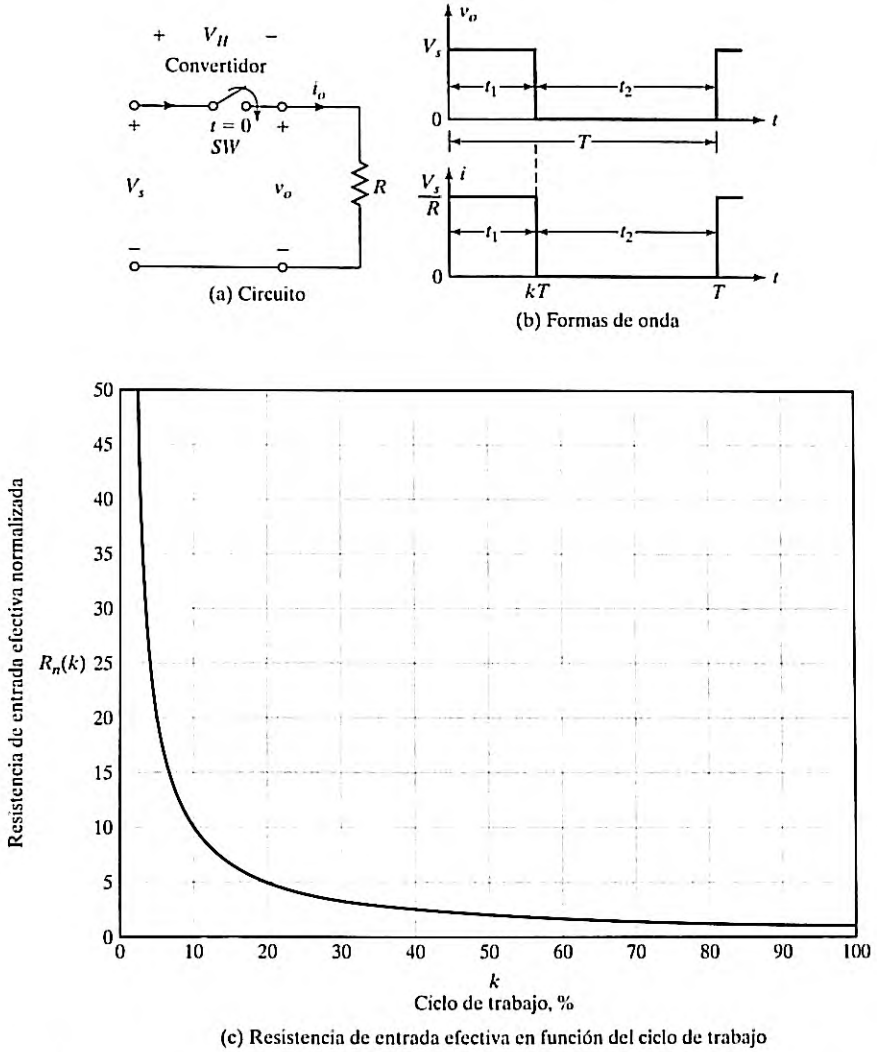


FIGURA 5.2  
Convertidor reductor con carga resistiva.

donde  $T$  es el periodo de troceado;  
 $k = t_1/T$  es el ciclo de trabajo del troceador;  
 $f$  es la frecuencia de troceado

El valor rms del voltaje de salida se determina con

$$V_o = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \tag{5.9}$$

Suponiendo un convertidor sin pérdidas, la potencia de entrada al convertidor es igual a la potencia de salida y está dada por

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_{oi} dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (5.10)$$

La resistencia de entrada efectiva vista por la fuente es

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \quad (5.11)$$

la cual indica que el convertidor transforma la resistencia de entrada  $R_i$  en una resistencia variable  $R/k$ . En la figura 5.2c se muestra la variación de la resistencia de entrada normalizada en función del ciclo de trabajo. Observe que el interruptor de la figura 5.2 se podría implementar con un BJT, un MOSFET, un IGBT, o un GTO.

El ciclo de trabajo  $K$  se puede variar de 0 a 1 al modificar  $t_1$ ,  $T$ , o  $f$ . Por consiguiente, el voltaje de salida  $V_o$  se puede variar de 0 a  $V_s$  al controlar  $k$ , y así se puede controlar el flujo de potencia.

1. *Operación a frecuencia constante*: la frecuencia del convertidor, o de conmutación  $f$  (o período de troceado  $T$ ) se mantiene constante y se varía el tiempo de encendido  $t_1$ . El ancho del pulso se varía y este tipo de control se conoce como control de *modulación por ancho de pulso* (PWM).
2. *Operación a frecuencia variable*: la frecuencia de troceado o de conmutación  $f$  se hace variar. El tiempo de encendido  $t_1$  o el tiempo de apagado  $t_2$  se mantiene constante. A esto se le llama *modulación por frecuencia*. Se tiene que hacer que la frecuencia varíe dentro de un amplio rango para obtener el rango de voltaje de salida completo. Este tipo de control generaría armónicos a frecuencias impredecibles y se dificultaría el diseño del filtro.

### Ejemplo 5.1 Cómo determinar el desempeño de un convertidor cd-cd

El convertidor cd de la figura 5.2a tiene una carga resistiva  $R = 10 \Omega$  y el voltaje de entrada es  $V_s = 220 \text{ V}$ . Cuando el interruptor convertidor permanece encendido, su caída de voltaje es  $v_{ch} = 2 \text{ V}$  y la frecuencia de troceado es  $f = 1 \text{ kHz}$ . Si el ciclo de trabajo es de 50%, determine (a) el voltaje de salida promedio  $V_o$ ; (b) el voltaje rms de salida,  $V_o$ ; (c) la eficiencia del convertidor; (d) la resistencia de entrada efectiva  $R_i$  del convertidor; (e) el factor de rizo del voltaje de salida  $RF_o$ , y (f) el valor rms del componente fundamental del voltaje armónico de salida.

#### Solución

$V_s = 220 \text{ V}$ ,  $k = 0.5$ ,  $R = 10 \Omega$ , y  $v_{ch} = 2 \text{ V}$ .

- a. Con la ecuación (5.8),  $V_o = 0.5 \times (220 - 2) = 109 \text{ V}$
- b. Con la ecuación (5.9),  $V_o = \sqrt{0.5} \times (220 - 2) = 154.15 \text{ V}$ .
- c. El voltaje de salida se calcula como sigue

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{(V_s - v_{ch})^2}{R} dt = k \frac{(V_s - v_{ch})^2}{R} \\ &= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376.2 \text{ W} \end{aligned} \quad (5.12)$$

La potencia de entrada al convertidor se calcula como sigue

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} V_s i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{V_s (V_s - v_{ch})}{R} dt = k \frac{V_s (V_s - v_{ch})}{R} \quad (5.13)$$

$$= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398 \text{ W}$$

La eficiencia del convertidor es

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{2376.2}{2398} = 99.09\%$$

d. Con la ecuación (5.11),

$$R_i = V_s / I_a = V_s (V_a / R) = 220 \times (109/10) = 20.18 \Omega$$

e. Sustituyendo  $V_a$  de la ecuación (5.8) y  $V_o$  de la ecuación (5.9) en la ecuación (5.6) se obtiene el factor de rizo como

$$\text{RF}_o = \frac{V_r}{V_a} = \sqrt{\frac{1}{k} - 1} \quad (5.14)$$

$$= \sqrt{1/0.5 - 1} = 100\%$$

f. El voltaje de salida como se muestra en la figura 5.2b se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o(t) = kV_s + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_s}{n\pi} \sin 2n\pi k \cos 2n\pi ft \quad (5.15)$$

$$+ \frac{V_s}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \sin 2n\pi ft$$

El componente fundamental (para  $n = 1$ ) del armónico del voltaje de salida se calcula con la ecuación (5.15) como

$$v_1(t) = \frac{(V_s - v_{ch})}{\pi} [\sin 2\pi k \cos 2\pi ft + (1 - \cos 2\pi k) \sin 2\pi ft] \quad (5.16)$$

$$= \frac{(220 - 2) \times 2}{\pi} \sin(2\pi \times 1000t) = 138.78 \sin(6283.2t)$$

y su valor de la raíz cuadrada de la media de los cuadrados (rms) es  $V_1 = 138.78/\sqrt{2} = 98.13 \text{ V}$ .

*Nota:* el cálculo de eficiencia, el cual incluye la pérdida por conducción del convertidor, no toma en cuenta la pérdida por conmutación debido al encendido y apagado de los convertidores prácticos. La eficiencia de un convertidor práctico varía entre 92 y 99%.

### Puntos clave de la sección 5.3

- Un troceador reductor, o convertidor de cd, que actúa como una carga de resistencia variable, puede producir un voltaje de salida de 0 a  $V_s$ .
- Aunque un convertidor de cd puede funcionar a una frecuencia fija o a una frecuencia variable, lo común es que funcione a una frecuencia fija con un ciclo de trabajo variable.
- El voltaje de salida contiene armónicos y se requiere un filtro de cd para suavizar o alisar los rizados.

### 5.3.1 Generación del ciclo de trabajo

El ciclo de trabajo  $k$  se puede generar comparando una señal de referencia de cd  $v_r$  con una señal portadora en forma de diente de sierra  $v_{cr}$ . Esto se muestra en la figura 5.5, donde  $V_r$  es el valor pico de  $v_r$  y  $V_{cr}$  es el valor pico de  $v_{cr}$ . La señal de referencia  $v_r$  está dada por

$$v_r = \frac{V_r}{T}t \quad (5.17)$$

la cual debe ser igual a la señal portadora  $v_{cr} = V_{cr}$  en  $kT$ . Es decir,

$$V_{cr} = \frac{V_r}{T}kT$$

la cual da el ciclo de trabajo  $k$  como

$$k = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \quad (5.18)$$

donde  $M$  se conoce como *índice de modulación*. Al variar la señal portadora  $v_{cr}$  de 0 a  $V_{cr}$ , el ciclo de trabajo  $k$  se puede variar de 0 a 1.

El algoritmo para generar la señal excitación de compuerta es como sigue:

1. Genere una forma de onda triangular de periodo  $T$  como señal de referencia  $v_r$  y una señal portadora de cd  $v_{cr}$ .
2. Compare estas señales con un comparador para generar la diferencia  $v_r - v_{cr}$  y luego un limitador duro para obtener un pulso de compuerta de onda cuadrada de ancho  $kT$ , la cual se debe aplicar al dispositivo de conmutación mediante un circuito aislador.
3. Cualquier variación de  $v_{cr}$  varía linealmente con el ciclo de trabajo  $k$ .

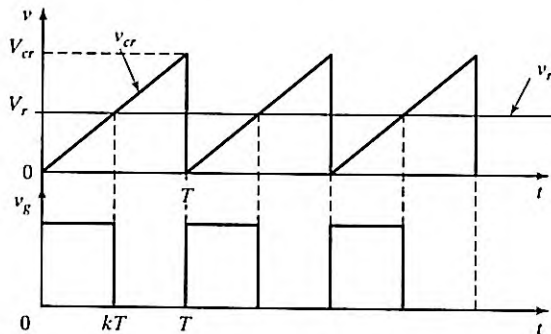


FIGURA 5.3

Comparación de una señal de referencia con una señal portadora.

## 5.4 CONVERTIDOR REDUCTOR CON CARGA $RL$

En la figura 5.4 se muestra un convertidor [1] con una carga  $RL$ . Su operación se divide en dos modos. Durante el modo 1 el convertidor se enciende y la corriente fluye de la fuente a la carga. Durante el modo 2 el convertidor se apaga y la corriente de carga continúa fluyendo a través de un diodo de conducción libre  $D_m$ . En la figura 5.5a se muestran los circuitos equivalentes de estos modos, y en la figura 5.5b se muestran la corriente de carga y las formas de onda del voltaje de salida, con la suposición de que la corriente de carga sube linealmente. Sin embargo, la corriente que fluye a través de una carga  $RL$  sube o cae exponencialmente con una constante de tiempo. La constante de tiempo de la carga ( $\tau = L/R$ ) generalmente es mucho más alta que el periodo de conmutación  $T$ . Por consiguiente, la aproximación lineal es válida para muchas condiciones del circuito y se pueden derivar expresiones simplificadas con precisiones razonables.

La corriente de carga para el modo 1 se calcula como sigue

$$V_s = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + E$$

la cual con la corriente inicial  $i_1(t=0) = I_1$  da la corriente de carga como

$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L} + \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-tR/L}) \quad (5.19)$$

Este modo es válido dentro del rango  $0 \leq t \leq t_1 (= kT)$ , y al final de este modo la corriente de carga es

$$i_1(t = t_1 = kT) = I_2 \quad (5.20)$$

La corriente de carga para el modo 2 se puede obtener de

$$0 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + E$$

Con la corriente inicial  $i_2(t=0) = I_2$  y redefiniendo el origen del tiempo (es decir,  $t=0$ ) al principio del modo 2, tenemos

$$i_2(t) = I_2 e^{-tR/L} - \frac{E}{R} (1 - e^{-tR/L}) \quad (5.21)$$

Este modo es válido dentro del rango  $0 \leq t \leq t_2 [= (1-k)T]$ . Al final de este modo la corriente de carga es

$$i_2(t = t_2) = I_3 \quad (5.22)$$

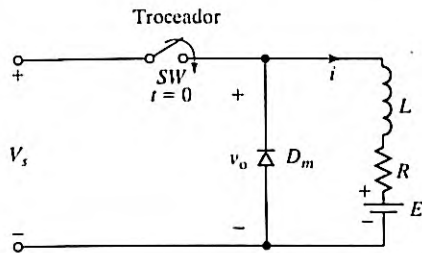


FIGURA 5.4  
Convertidor cd con cargas  $RL$ .

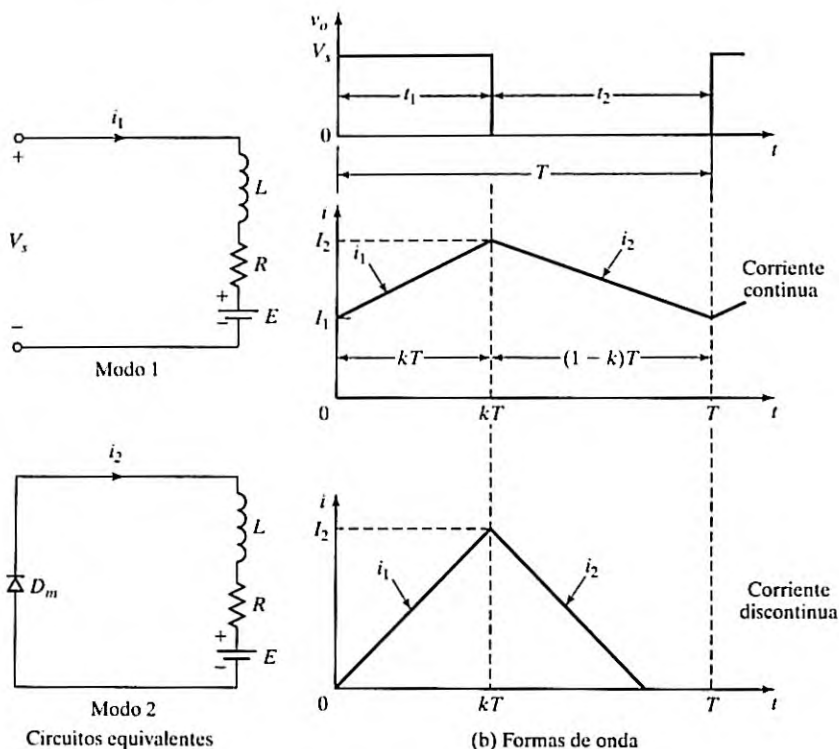


FIGURA 5.5  
Circuitos equivalentes y formas de onda de las cargas  $RL$ .

Al final de modo 2 el convertidor se enciende una vez más en el siguiente ciclo después del tiempo  $T = 1/f = t_1 + t_2$ .

En condiciones estables o estacionarias,  $I_1 = I_3$ . La corriente rizada de carga pico a pico se determina de las ecuaciones (5.19) a (5.22). Con las ecuaciones (5.19) y (5.20),  $I_2$  está dada por

$$I_2 = I_1 e^{-kTR/L} + \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-kTR/L}) \quad (5.23)$$

Con las ecuaciones (5.21) y (5.22),  $I_3$  está dada por

$$I_3 = I_1 = I_2 e^{-(1-k)TR/L} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(1-k)TR/L}) \quad (5.24)$$

Despejando  $I_1$  e  $I_2$  obtenemos

$$I_1 = \frac{V_s}{R} \left( \frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} \right) - \frac{E}{R} \quad (5.25)$$

donde  $z = \frac{TR}{L}$  es la relación del periodo de troceado o conmutación para la constante de tiempo de la carga.

$$I_2 = \frac{V_s}{R} \left( \frac{e^{-kz} - 1}{e^{-z} - 1} \right) - \frac{E}{R} \quad (5.26)$$

La corriente rizada pico a pico es

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

la cual después de las simplificaciones es

$$\Delta I = \frac{V_s}{R} \frac{1 - e^{-kz} + e^{-z} - e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-z}} \quad (5.27)$$

La condición para rizado máximo,

$$\frac{d(\Delta I)}{dk} = 0 \quad (5.28)$$

da  $e^{-kz} - e^{-(1-k)z} = 0$  o  $-k = -(1-k)$  o  $k = 0.5$ . La corriente rizada pico a pico máxima (en  $k = 0.5$ ) es

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{R} \tanh \frac{R}{4fL} \quad (5.29)$$

Para  $4fL \gg R$ ,  $\tanh \theta \approx \theta$  y la corriente rizada máxima se puede aproximar como

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{4fL} \quad (5.30)$$

*Nota:* las ecuaciones (5.19) a (5.30) son válidas sólo para flujo de corriente continua. Para un tiempo inactivo particularmente largo a baja frecuencia y bajo voltaje de salida, la corriente puede ser discontinua. La corriente de carga sería continua si  $L/R \gg T$  o  $Lf \gg R$ . En el caso de corriente de carga discontinua,  $I_1 = 0$  y la ecuación (5.19) se vuelve

$$i_1(t) = \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-t/RL})$$

y la ecuación (5.21) es válida dentro del rango  $0 \leq t \leq t_2$  de modo que  $(t = t_2) = I_3 = I_1 = 0$ , la cual da

$$t_2 = \frac{L}{R} \ln \left( 1 + \frac{RI_2}{E} \right)$$

Puesto que  $t = kT$ , obtenemos

$$i_1(t) = I_2 = \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-kz})$$

la cual después de sustituir  $I_2$  se vuelve

$$t_2 = \frac{L}{R} \ln \left[ 1 + \left( \frac{V_s - E}{E} \right) (1 - e^{-kz}) \right]$$

Condición para corriente continua: para  $I_1 \geq 0$ , la ecuación (5.25) da

$$\left( \frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} - \frac{E}{V_s} \right) \geq 0$$

la cual da el valor de la relación de la fuerza electromotriz (emf)  $x = E/V_s$  como

$$x = \frac{E}{V_s} \leq \frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} \quad (5.31)$$

### Ejemplo 5.2 Cómo determinar las corrientes de un convertidor cd con una carga $RL$

Un convertidor alimenta una carga  $RL$  como se muestra en la figura 5.4 con  $V_s = 220$  V,  $R = 5$   $\Omega$ ,  $L = 7.5$  mH,  $f = 1$  kHz,  $k = 0.5$ , y  $E = 0$  V. Calcule (a) la corriente de carga instantánea mínima  $I_1$ ; (b) la corriente de carga instantánea pico  $I_2$ ; (c) La corriente rizada de carga pico a pico máxima; (d) el valor promedio de la corriente de carga  $I_a$ ; (e) la corriente rms de carga  $I_o$ ; (f) la resistencia de entrada efectiva  $R_i$  vista por la fuente; (g) la corriente rms troceadora  $I_R$ , y (h) el valor crítico de la inductancia de carga para corriente de carga continua. Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente de carga, la corriente de suministro y la corriente a través del diodo de conducción libre.

#### Solución

$V_s = 220$  V,  $R = 5$   $\Omega$ ,  $L = 7.5$  mH,  $E = 0$  V,  $k = 0.5$ , y  $f = 1000$  Hz. Según la ecuación (5.23),  $I_2 = 0.7165I_1 + 12.473$  y según la ecuación (5.24),  $I_1 = 0.716I_2 + 0$ .

- Al despejar estas dos ecuaciones el resultado es  $I_1 = 18.37$  A.
- $I_2 = 25.63$  A.
- $\Delta I = I_2 - I_1 = 25.63 - 18.37 = 7.26$  A. Con la ecuación (5.29),  $\Delta I_{\text{máx}} = 7.26$  A y la ecuación (5.30) da el valor aproximado,  $\Delta I_{\text{máx}} = 7.33$  A.
- La corriente de carga promedio es, aproximadamente,

$$I_a = \frac{I_2 + I_1}{2} = \frac{25.63 + 18.37}{2} = 22$$
 A

- Suponiendo que la corriente de carga sube linealmente de  $I_1$  a  $I_2$ , la corriente de carga instantánea se puede expresar como

$$i_1 = I_1 + \frac{\Delta I t}{kT} \quad \text{para } 0 < t < kT$$

El valor rms de la corriente de carga se determina a partir de

$$I_o = \left( \frac{1}{kT} \int_0^{kT} i_1^2 dt \right)^{1/2} = \left[ I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1) \right]^{1/2} \quad (5.32)$$

$$= 22.1$$
 A

- La corriente de fuente promedio es

$$I_s = kI_a = 0.5 \times 22 = 11$$
 A

y la resistencia de entrada efectiva  $R_i = V_s/I_s = 220/11 = 20$   $\Omega$ .

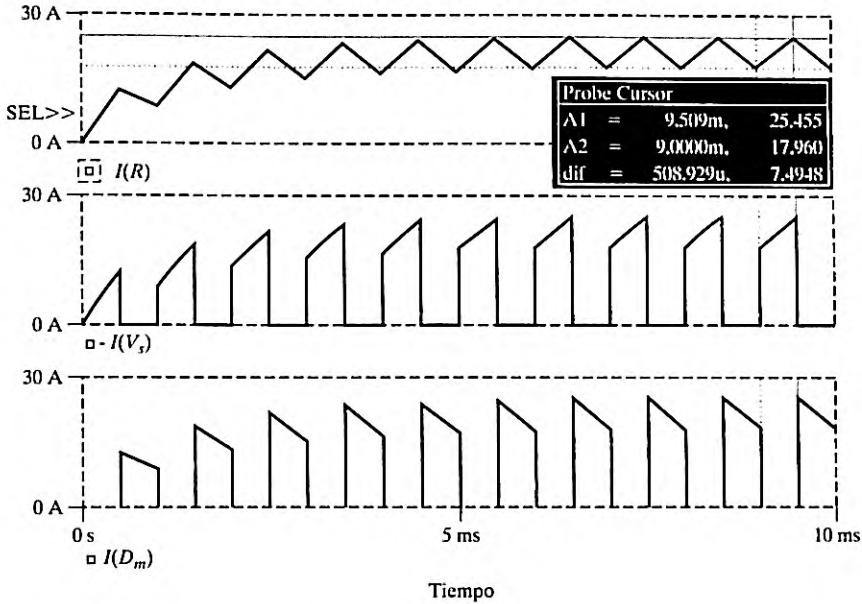


FIGURA 5.6

Gráficas SPICE de las corrientes de carga, de entrada y de diodo del ejemplo 5.2.

- g. La corriente rms del convertidor se calcula a partir de

$$I_R = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} i_1^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} \left[ I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1) \right]^{1/2} \quad (5.33)$$

$$= \sqrt{k} I_o = \sqrt{0.5} \times 22.1 = 15.63 \text{ A}$$

- h. Podemos reescribir la ecuación (5.31) como

$$V_S \left( \frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} \right) = E$$

la cual después de la iteración da  $z = TR/L = 52.5$  y  $L = 5/52.5 = 0.096 \text{ mH}$ . Los resultados de la simulación con SPICE [32] se muestran en la figura 5.6, la cual muestra la corriente de carga  $I(R)$ , la corriente de alimentación  $-I(V_S)$ , y la corriente del diodo  $I(D_m)$ . Obtenemos  $I_1 = 17.96 \text{ A}$  e  $I_2 = 25.46 \text{ A}$ .

### Ejemplo 5.3 Cómo determinar la inductancia de carga para limitar la corriente de rizo de la carga

El convertidor de la figura 5.4 tiene una resistencia de carga  $R = 0.25 \Omega$ , un voltaje de entrada  $V_S = 550 \text{ V}$  y un voltaje de batería  $E = 0 \text{ V}$ . La corriente de carga promedio es  $I_o = 200 \text{ A}$  y la frecuencia de troceado es  $f = 250 \text{ Hz}$ . Use el voltaje de salida promedio para calcular la inductancia de carga  $L$ , que limitaría la corriente de rizo máxima de carga a 10% de  $I_o$ .

**Solución**

$V_s = 550 \text{ V}$ ,  $R = 0.25 \Omega$ ,  $E = 0 \text{ V}$ ,  $f = 250 \text{ Hz}$ ,  $T = 1/f = 0.004 \text{ s}$  y  $\Delta i = 200 \times 0.1 = 20 \text{ A}$ . El voltaje de salida promedio  $V_a = kV_s = RI_a$ . El voltaje a través del inductor está dado por

$$L \frac{di}{dt} = V_s - RI_a = V_s - kV_s = V_s(1 - k)$$

Si se supone que la corriente de carga sube linealmente,  $dt = t_1 = kT$  y  $di = \Delta i$ :

$$\Delta i = \frac{V_s(1 - k)}{L} kT$$

Para las condiciones de rizo en el peor de los casos,

$$\frac{d(\Delta i)}{dk} = 0$$

Ésta da  $k = 0.5$  y

$$\Delta i L = 20 \times L = 550(1 - 0.5) \times 0.5 \times 0.004$$

y el valor requerido de la inductancia es  $L = 27.5 \text{ mH}$ .

*Nota:* con  $\Delta I = 20 \text{ A}$ , la ecuación (5.27) da  $z = 0.036$  y  $L = 27.194 \text{ mH}$ .

**Puntos clave de la sección 5.4**

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de carga sea continua. Sin embargo, el valor crítico de la inductancia, el cual se requiere para corriente continua, está influenciado por la relación emf de la carga. El rizo de la corriente de carga pico a pico llega al máximo en  $k = 0.5$ .

**5.5 PRINCIPIO DE LA OPERACIÓN DE ELEVACIÓN**

Se puede utilizar un convertidor para elevar un voltaje de cd y en la figura 5.7a se muestra un arreglo para la operación de elevación. Cuando el interruptor SW se cierra durante el tiempo  $t_1$ , la corriente en el inductor se eleva y la energía se almacena en el inductor  $L$ . Si el interruptor se abre durante el tiempo  $t_2$ , la energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga a través del diodo  $D_1$  y la corriente del inductor cae. Si se supone un flujo de corriente continuo, la forma de onda de la corriente en el inductor se muestra en la figura 5.7b.

Cuando el convertidor se enciende, el voltaje a través del inductor es

$$v_L = L \frac{di}{dt}$$

y éste da la corriente de rizo pico a pico en el inductor como

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} t_1 \quad (5.34)$$

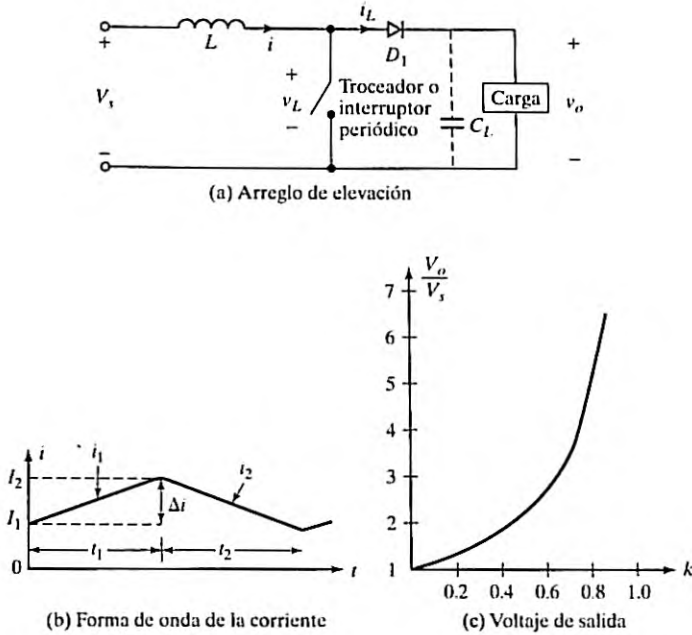


FIGURA 5.7  
Arreglo para la operación de elevación.

El voltaje de salida promedio es

$$v_o = V_s + L \frac{\Delta I}{t_2} = V_s \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \right) = V_s \frac{1}{1 - k} \tag{5.35}$$

Si se conecta un capacitor grande  $C_L$  a través de la carga como se muestra con las líneas de rayas en la figura 5.7a, el voltaje de salida es continuo y  $v_o$  se convierte en el valor promedio  $V_o$ . Por la ecuación (5.35) podemos notar que el voltaje a través de la carga se puede elevar variando el ciclo de trabajo  $k$  y el voltaje de salida mínimo es  $V_s$  cuando  $k = 0$ . Sin embargo, el convertidor no se puede encender de manera continua de modo que  $k = 1$ . Para valores de  $k$  que tienden a la unidad, el voltaje de salida llega a ser muy grande y es muy sensible a los cambios de  $k$ , como se muestra en la figura 5.7c.

Este principio se puede aplicar a la transferencia de energía de una fuente de voltaje a otra como se muestra en la figura 5.8a. Los circuitos equivalentes de los modos de operación aparecen en la figura 5.8b y las formas de onda de la corriente en la figura 5.8c. La corriente del inductor en el modo 1 está dada por

$$V_s = L \frac{di_1}{dt}$$

y se expresa como

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L} t + I_1 \tag{5.36}$$

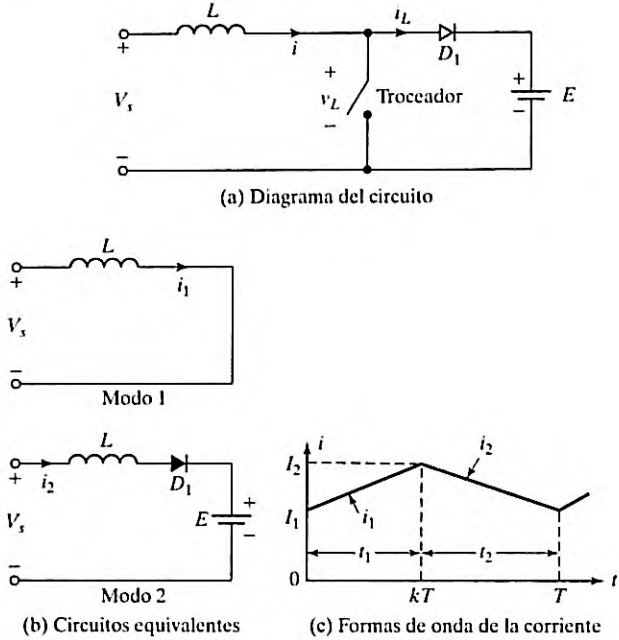


FIGURA 5.8 Arreglo para transferencia de energía.

donde  $I_1$  es la corriente inicial para el modo 1. Durante el modo 1, la corriente debe subir y la condición necesaria es,

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \quad \text{o} \quad V_s > 0$$

La corriente para el modo 2 está dada por

$$V_s = L \frac{di_2}{dt} + E$$

y se despeja como

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L} t + I_2 \tag{5.37}$$

donde  $I_2$  es la corriente inicial para el modo 2. Para un sistema estable, la corriente debe caer y la condición es

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \quad \text{o} \quad V_s < E$$

Si esta condición no se satisface, la corriente en el inductor continúa subiendo y se presenta una situación inestable. Por consiguiente, las condiciones para la transferencia de potencia controlable son

$$0 < V_s < E \quad (5.38)$$

La ecuación (5.38) indica que el voltaje de fuente  $V_s$  debe ser menor que el voltaje  $E$  para permitir la transferencia de potencia de una fuente fija (o variable) a un voltaje fijo de cd. En el frenado eléctrico de motores de cd, cuando éstos funcionan como generadores de cd, el voltaje terminal cae a medida que la velocidad de la máquina se reduce. El convertidor permite transferir potencia a una fuente de cd fija o reóstato.

Cuando el convertidor se enciende, la energía se transfiere de la fuente  $V_s$  al inductor  $L$ . Si luego se apaga el convertidor, una parte de la energía almacenada en el inductor se transfiere a la batería  $E$ .

*Nota:* sin la acción de interrupción periódica,  $v_s$  debe ser mayor que  $E$  para transferir potencia de  $V_s$  a  $E$ .

### Puntos clave de la sección 5.5

- Un convertidor elevador de cd puede producir un voltaje de salida más alto que el de entrada. La corriente de entrada se puede transferir a una fuente de voltaje más alto que el voltaje de entrada.

## 5.6 CONVERTIDOR ELEVADOR CON UNA CARGA RESISTIVA

En la figura 5.9a se muestra un convertidor elevador con una carga resistiva. Cuando el interruptor  $S_1$  se cierra, la corriente se eleva a través de  $L$  y del interruptor. El circuito equivalente durante el modo 1 se muestra en la figura 5.9b y la corriente se describe por

$$V_s = L \frac{d}{dt} i_1$$

la cual con la corriente inicial  $I_1$  da

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L}t + I_1 \quad (5.39)$$

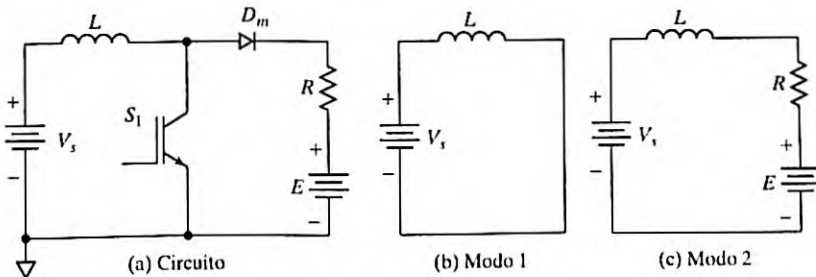


FIGURA 5.9

Convertidor elevador con una carga resistiva.

la cual es válida para  $0 \leq t \leq kT$ . Al final del modo 1 en  $t = kT$ .

$$I_2 = i_1(t = kT) = \frac{V_s}{L}kT + I_1 \quad (5.40)$$

Cuando el interruptor  $S_1$  se abre, la corriente del inductor fluye a través de la carga  $RL$ .

El circuito equivalente se muestra en la figura 5.9c y la corriente durante el modo 2 la describe

$$V_s = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + E$$

la cual para una corriente inicial  $I_2$  da

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{L}}\right) + I_2 e^{-\frac{t}{L}} \quad (5.41)$$

que es válida para  $0 \leq t \leq (1 - k)T$ . Al final del modo 2 en  $t = (1 - k)T$ ,

$$I_1 = i_2[t = (1 - k)T] = \frac{V_s - E}{R} \left[1 - e^{-(1-k)z}\right] + I_2 e^{-(1-k)z} \quad (5.42)$$

donde  $z = TR/L$ . Si despejamos las ecuaciones (5.40) y (5.42) para  $I_1$  e  $I_2$ , obtenemos

$$I_1 = \frac{V_s k z}{R} \frac{e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-(1-k)z}} + \frac{V_s - E}{R} \quad (5.43)$$

$$I_2 = \frac{V_s k z}{R} \frac{1}{1 - e^{-(1-k)z}} + \frac{V_s - E}{R} \quad (5.44)$$

La corriente de rizo está dada por

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_s}{R} k T \quad (5.45)$$

Estas ecuaciones son válidas para  $E \leq V_s$ . Si  $E \geq V_s$  y el interruptor  $S_1$  del convertidor se abre, el inductor transfiere su energía almacenada a través de  $R$  a la fuente y la corriente del inductor es discontinua.

### Ejemplo 5.4 Cómo determinar las corrientes de un convertidor de cd elevador

El convertidor elevador de la figura 5.9a tiene  $V_s = 10$  V,  $f = 1$  kHz,  $R = 5$   $\Omega$ ,  $L = 6.5$  mH,  $E = 0$  V, y  $k = 0.5$ . Determine  $I_1$ ,  $I_2$  y  $\Delta I$ . Use SPICE para calcular estos valores y trace la gráfica de la corriente de la carga, el diodo y el interruptor.

#### Solución

Las ecuaciones (5.43) y (5.44) dan  $I_1 = 3.64$  A (3.36 A de SPICE) e  $I_2 = 4.4$  A (4.15 A de SPICE). Las gráficas de la corriente de carga  $I(L)$ , la corriente del diodo  $I(D_m)$ , y la corriente del interruptor  $I_C(Q_1)$  se muestran en la figura 5.10.

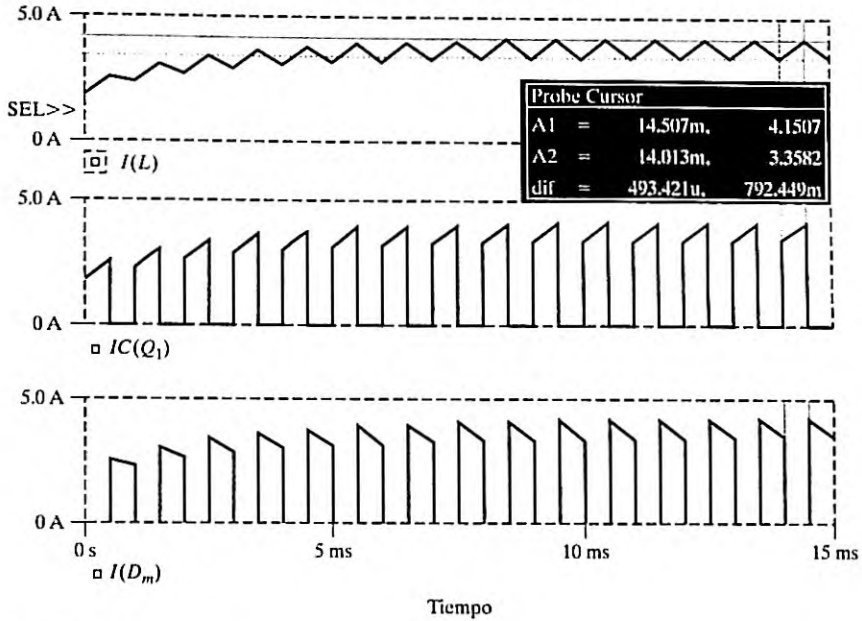


FIGURA 5.10

Gráficas obtenidas con SPICE de la corriente de carga, de entrada y de diodo del ejemplo 5.4.

### Puntos clave de la sección 5.6

- Con una carga resistiva la corriente y el voltaje de carga son pulsantes. Se necesita un filtro en la salida para atenuar el voltaje de salida.

## 5.7 PARÁMETROS QUE LIMITAN LA FRECUENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia requieren un tiempo mínimo para encenderse y apagarse. Por consiguiente, el ciclo de trabajo  $k$  se puede controlar sólo entre un valor mínimo  $k_{\min}$  y un valor máximo  $k_{\max}$ , limitando así el valor mínimo y máximo del voltaje de salida. También se limita la frecuencia de conmutación del convertidor. Según la ecuación (5.30) la corriente de rizo de la carga depende inversamente de la frecuencia de troceado  $f$ . La frecuencia debe ser lo más alta posible para reducir la corriente de rizo de la carga y para minimizar el tamaño de cualquier inductor adicional en el circuito de carga.

Los parámetros que limitan la frecuencia de los convertidores reductores y elevadores son los siguientes:

La corriente de rizo del inductor,  $\Delta I_L$ .

La frecuencia de conmutación máxima,  $f_{\max}$ .

La condición para corriente continua o discontinua del inductor.

El valor mínimo del inductor para mantener la corriente continua a través de él.

El contenido de rizo del voltaje y corriente de salida, también conocido como contenido armónico total (THD).

El contenido de rizo de la corriente de entrada, THD.

## 5.8 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES

El convertidor reductor de la figura 5.2a sólo permite el flujo de potencia de la base a la carga, y se le conoce como convertidor de primer cuadrante. Al conectar un diodo en antiparalelo a través de un interruptor transistor se permite que fluya una corriente bidireccional que funciona en dos cuadrantes. Al invertir la polaridad del voltaje a través de la carga se da un voltaje bidireccional. Según las direcciones de los flujos de corriente y voltaje, los convertidores de cd se clasifican en los cinco tipos siguientes:

1. Convertidor de primer cuadrante
2. Convertidor de segundo cuadrante
3. Convertidor de primero y segundo cuadrantes
4. Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes
5. Convertidor de cuarto cuadrante

**Convertidor de primer cuadrante.** La corriente de la carga fluye hacia la carga. Tanto el voltaje de carga como la corriente de carga son positivos, como se muestra en la figura 5.1a.

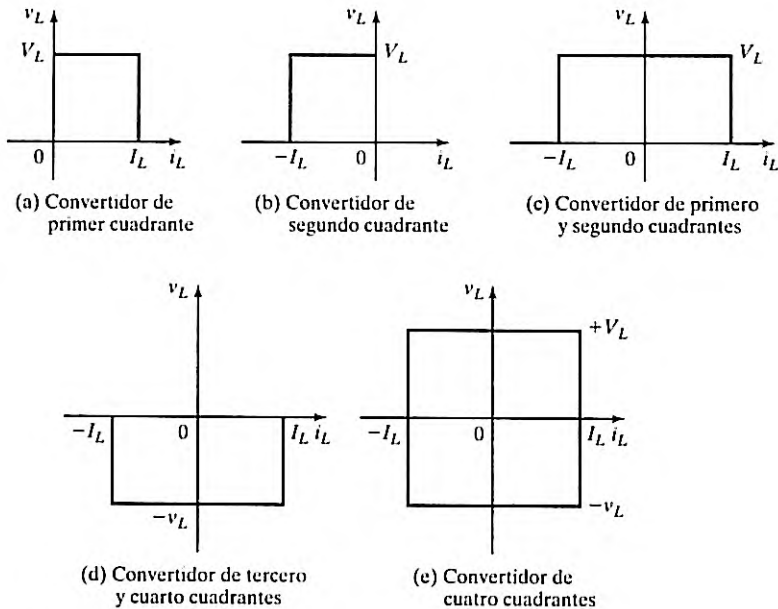


FIGURA 5.11

Clasificación de los convertidores de cd.

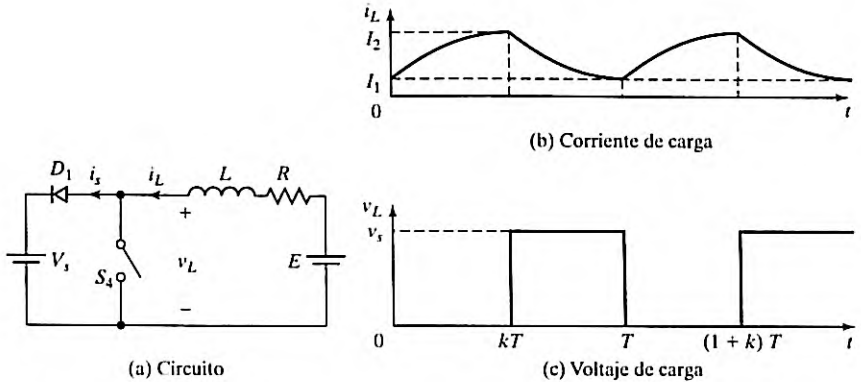


FIGURA 5.12  
Convertidor de segundo cuadrante.

Éste es un convertidor de un solo cuadrante y se dice que funciona como rectificador. Para evaluar el desempeño de un convertidor de primer cuadrante se pueden aplicar las ecuaciones de las secciones 5.3 y 5.4.

**Convertidor de segundo cuadrante.** La corriente de carga fluye hacia fuera de la carga. El voltaje de carga es positivo pero la corriente de carga es negativa, como se muestra en la figura 5.11b. Éste también es un convertidor de un solo cuadrante, pero funciona en el segundo cuadrante y se dice que funciona como inversor. En la figura 5.12a se muestra un convertidor de segundo cuadrante, donde la batería  $E$  forma parte de la carga y puede ser la fuerza contraelectromotriz de un motor de cd.

Cuando el interruptor  $S_4$  se activa, el voltaje  $E$  impulsa la corriente a través del inductor  $L$  y el voltaje de carga  $v_L$  se vuelve cero. El voltaje instantáneo de carga  $v_L$  y la corriente de carga  $i_L$  se muestran en la figura 5.12b y 5.12c, respectivamente. La corriente  $i_L$ , que sube, se describe como

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L - E$$

la cual, con la condición inicial  $i_L(t = 0) = I_1$ , da

$$i_L = I_1 e^{-(R/L)t} + \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{para } 0 \leq t \leq kT \tag{5.46}$$

Con  $t = t_1$

$$i_L(t = t_1 = kT) = I_2 \tag{5.47}$$

Cuando el interruptor  $S_4$  se desactiva, una parte de la energía almacenada en el inductor  $L$  regresa a la fuente  $V_s$  vía el diodo  $D_1$ . La corriente de carga  $i_L$  cae. Si se redefine el origen del tiempo  $t = 0$ , la siguiente ecuación describe la corriente de carga  $i_L$

$$-V_s = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L - E$$

la cual, con la condición inicial  $i(t = t_2) = I_2$ , da

$$i_L = I_2 e^{-(R/L)t} + \frac{-V_s + E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{para } 0 \leq t \leq t_2 \quad (5.48)$$

donde  $t_2 = (1 - k)T$ . Con  $t = t_2$ ,

$$\begin{aligned} i_L(t = t_2) &= I_L \text{ para corriente continua estable} \\ &= 0 \text{ para corriente discontinua estable} \end{aligned} \quad (5.49)$$

Si utilizamos las condiciones limitantes en las ecuaciones (5.47) y (5.49), podemos despejar  $I_1$  e  $I_2$  como

$$I_1 = \frac{-V_s}{R} \left[ \frac{1 - e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-z}} \right] + \frac{E}{R} \quad (5.50)$$

$$I_2 = \frac{-V_s}{R} \left( \frac{e^{-kz} - e^{-z}}{1 - e^{-z}} \right) + \frac{E}{R} \quad (5.51)$$

donde  $z = TR/L$ .

**Convertidor de primero y segundo cuadrantes.** La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11c. El voltaje de carga siempre es positivo. Esto se conoce como *convertidor de dos cuadrantes*. Los convertidores de primero y segundo cuadrantes se pueden combinar para formarlo, como se muestra en la figura 5.13.  $S_1$  y  $D_4$  funcionan como un convertidor de primer cuadrante.  $S_4$  y  $D_1$  funcionan como un convertidor de segundo cuadrante. Es muy importante asegurarse de que los dos interruptores no se disparen al mismo tiempo; de lo contrario, la fuente  $V_s$  se pone en cortocircuito. Este tipo de convertidor puede funcionar como rectificador o como inversor.

**Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes.** En la figura 5.14 se muestra este circuito. El voltaje de carga siempre es negativo. La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11d.  $S_3$  y  $D_2$  funcionan para producir tanto un voltaje negativo como una corriente de carga. Cuando  $S_3$  se cierra, a través de la carga fluye una corriente negativa. Cuando  $S_3$  se abre, la corriente de carga circula libremente a través del diodo  $D_2$ .  $S_2$  y  $D_3$  funcionan para producir un voltaje negativo y una corriente de carga positiva. Cuando  $S_2$  se cierra, fluye una corriente de carga positiva. Cuando  $S_2$  se abre, la corriente de carga circula libremente a través del diodo  $D_3$ . Es importante señalar que la polaridad de  $E$  debe invertirse para que este circuito produzca un voltaje negativo y una corriente positiva. Éste es un convertidor negativo de dos cuadrantes, el cual también puede funcionar como rectificador o como inversor.

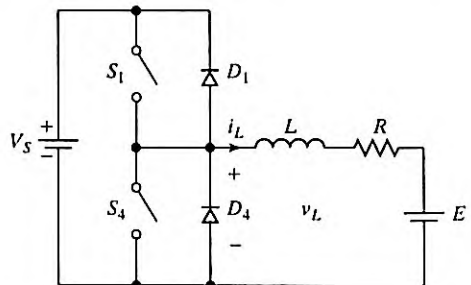


FIGURA 5.13  
Convertidor de primero y segundo cuadrantes.

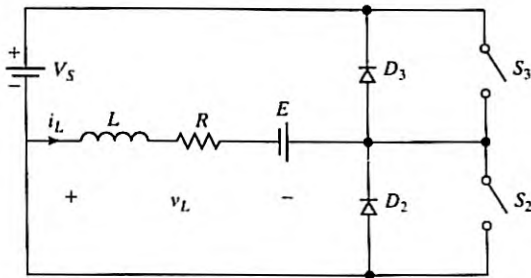


FIGURA 5.14  
Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes.

**Convertidor de cuatro cuadrantes [2].** La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11e. El voltaje de carga también es positivo o negativo. Un convertidor de primero y segundo cuadrantes y un convertidor de tercero y cuarto cuadrantes se pueden combinar para formar el convertidor de cuatro cuadrantes, como se muestra en la figura 5.15a. En la figura 5.15b se muestran las polaridades del voltaje de carga y de las corrientes de carga. La figura 5.15c muestra los dispositivos que funcionan en diferentes cuadrantes. Para funcionar en el cuarto cuadrante se debe invertir la dirección de la batería  $E$ . Este convertidor forma la base para el inversor monofásico en configuración de puente completo de la sección 6.4.

Para una carga inductiva con una fuerza electromotriz ( $E$ ) como la de un motor de cd, el convertidor de cuatro cuadrantes puede controlar el flujo de potencia y la velocidad del motor

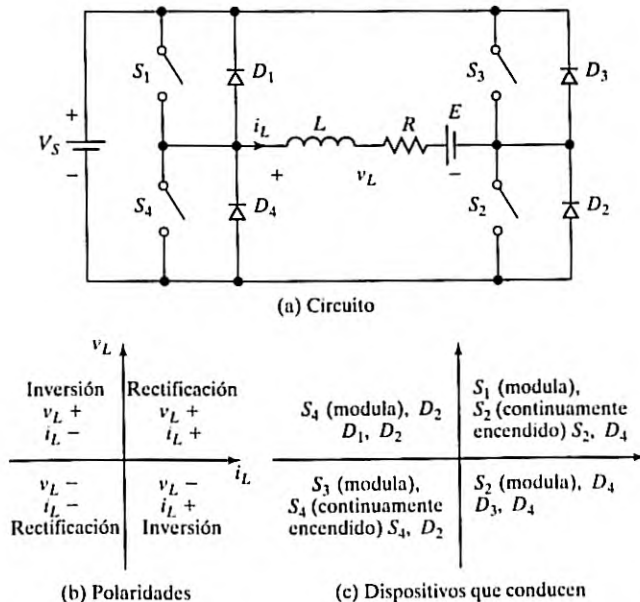


FIGURA 5.15  
Convertidor de cuatro cuadrantes.



en la dirección directa ( $v_L$  positivo e  $i_L$  positiva), frenado regenerativo en sentido directo ( $v_L$  positivo e  $i_L$  negativa), dirección inversa ( $v_L$  negativo e  $i_L$  negativa), y frenado regenerativo en sentido inverso ( $v_L$  negativo e  $i_L$  positiva).

### Puntos clave de la sección 5.8

- Con un control de conmutación apropiado, el convertidor de cuatro cuadrantes puede funcionar y controlar el flujo en cualquiera de los cuatro cuadrantes. Para funcionar en el tercero y cuarto cuadrantes, la dirección de la fuerza electromotriz  $E$  de la carga debe invertirse internamente.

## 5.9 REGULADORES EN MODO DE CONMUTACIÓN

Los convertidores de cd se pueden utilizar como reguladores en modo de conmutación para convertir un voltaje de cd, normalmente no regulado, en un voltaje de cd de salida regulado. Normalmente la regulación se logra por la PWM (modulación por ancho de pulso) a una frecuencia fija, y el dispositivo conmutador suele ser un BJT, un MOSFET o un IGBT. En la figura 5.16 se muestran los elementos de reguladores en modo de conmutación. Observemos en la figura 5.2b que la salida de convertidores de cd con carga resistiva es discontinua y contiene armónicos. El contenido de rizo normalmente se reduce con un filtro  $LC$ .

Los reguladores de conmutación se pueden comprar como circuitos integrados. El diseñador puede seleccionar la frecuencia de conmutación eligiendo los valores de  $R$  y  $C$  del oscilador de frecuencia. Como norma general, para maximizar la eficiencia, el periodo mínimo del oscilador debe ser aproximadamente 100 veces más largo que el tiempo de conmutación del transistor; por ejemplo, si el tiempo de conmutación de un transistor fuera de  $0.5 \mu\text{s}$ , el periodo del oscilador sería de  $50 \mu\text{s}$ , el cual produce la frecuencia máxima del oscilador de 20 kHz. Esta limitación se debe a una pérdida por conmutación en el transistor. La pérdida por conmutación en el transistor se incrementa con la frecuencia de conmutación, y como resultado la eficiencia se reduce. Además, la pérdida en el núcleo de los inductores limita el funcionamiento a alta frecuencia. El voltaje de control  $v_c$  se obtiene comparando el voltaje de salida con su valor deseado. El  $v_{cr}$  se puede comparar con un voltaje en diente de sierra  $v_r$  para generar la señal de control de PWM para el convertidor de cd. Hay cuatro topologías básicas de los reguladores de conmutación [33, 34]:

1. Reguladores reductores (buck)
2. Reguladores elevadores (boost)
3. Reguladores reductores-elevadores (buck-boost)
4. Reguladores Cúk

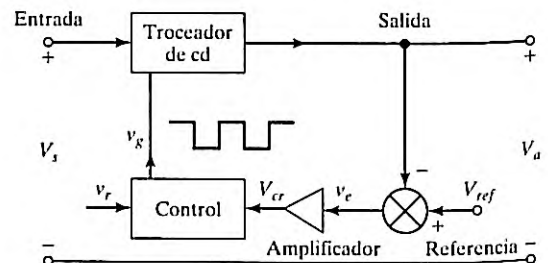


FIGURA 5.16

Elementos de reguladores en modo de conmutación.

### 5.9.1 Reguladores reductores

En un regulador reductor el voltaje de salida promedio  $V_a$  es menor que el voltaje de entrada  $V_s$ , de ahí el nombre de “reductor”, un regulador muy aceptado [6, 7]. En la figura 5.17a se muestra el diagrama del circuito de un regulador reductor que utiliza un BJT de potencia y se parece a un convertidor reductor. El transistor  $Q_1$  actúa como interruptor controlado y el diodo  $D_m$  es un interruptor no controlado. Funcionan como dos conmutadores unipolares de una vía (SPST) bidireccionales. A veces el circuito de la figura 5.17a se representa por dos interruptores como se muestra en la figura 5.17b. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 se inicia cuando el interruptor  $Q_1$  se activa en el instante  $t = 0$ . La corriente de entrada, la cual sube, fluye a través del inductor filtro  $L$ , el capacitor filtro  $C$  y el resistor de carga  $R$ . El modo 2 empieza cuando el transistor  $Q_1$  se desactiva en el instante  $t = t_1$ . El diodo de conducción libre  $D_m$  conduce debido a la energía almacenada en el inductor, y la corriente a través de éste continúa fluyendo a través de  $L$ ,  $C$ , la carga, y el diodo  $D_m$ . La corriente del inductor cae hasta que el transistor  $Q_1$  se enciende otra vez en el siguiente ciclo. Los circuitos equivalentes de los modos de operación se muestran en la figura 5.17c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes se muestran en la figura 5.17d para un flujo de corriente continuo en el inductor  $L$ . Se supone que la corriente sube y cae linealmente. En circuitos prácticos, el interruptor tiene una resistencia finita no lineal. Su efecto suele ser insignificante en la mayoría de las aplicaciones. Dependiendo de la frecuencia de conmutación, la inductancia y capacitancia del filtro, la corriente del inductor podría ser discontinua.

El voltaje a través del inductor  $L$  es, por lo general,

$$e_L = L \frac{di}{dt}$$

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de  $I_1$  a  $I_2$  en el tiempo  $t_1$ ,

$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.52)$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad (5.53)$$

y la corriente del inductor cae linealmente de  $I_2$  a  $I_1$  en el tiempo  $t_2$ ,

$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.54)$$

o

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a} \quad (5.55)$$

donde  $\Delta I = I_2 - I_1$  es la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L$ . Si igualamos el valor de  $\Delta I$  en las ecuaciones (5.52) y (5.54) nos da

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$

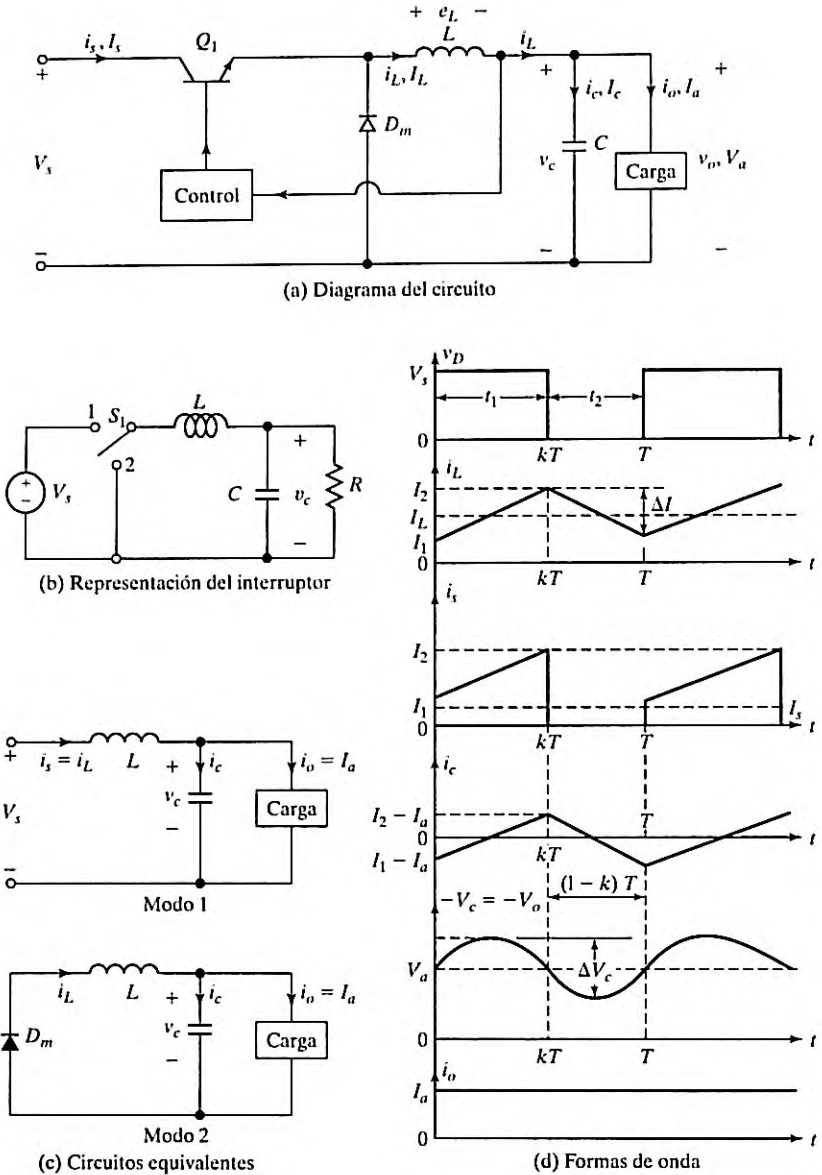


FIGURA 5.17  
Regulador reductor con  $i_L$  continua.

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1 - k)T$  se obtiene el voltaje de salida promedio como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \tag{5.56}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas,  $V_s I_s = V_a I_a = k V_s I_a$  y la corriente de entrada promedio

$$I_s = k I_a \quad (5.57)$$

**Corriente de rizo pico a pico del inductor.** El periodo de conmutación  $T$  se puede expresar como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (5.58)$$

la cual da la corriente de rizo pico a pico como

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s} \quad (5.59)$$

o

$$\Delta I = \frac{V_s k (1 - k)}{f L} \quad (5.60)$$

**Voltaje de rizo pico a pico del capacitor.** Aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff podemos escribir la corriente del inductor  $i_L$  como

$$i_L = i_c + i_o$$

Si suponemos que la corriente de rizo de la carga  $\Delta i_o$  es muy pequeña e insignificante,  $\Delta i_L = \Delta i_c$ . La corriente promedio del capacitor, que penetra durante  $t_1/2 + t_2/2 = T/2$  es

$$I_c = \frac{\Delta I}{4}$$

El voltaje del capacitor se expresa como

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t = 0)$$

y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (5.61)$$

Sustituyendo el valor de  $\Delta I$  de la ecuación (5.59) o (5.60) en la ecuación (5.61) se obtiene

$$\Delta V_c = \frac{V_a (V_s - V_a)}{8LCf^2 V_s} \quad (5.62)$$

o

$$\Delta V_c = \frac{V_s k (1 - k)}{8LCf^2} \quad (5.63)$$

**Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor.** Si  $I_L$  es la corriente promedio del inductor, su corriente de rizo es  $\Delta I = 2I_L$ .

Con las ecuaciones (5.56) y (5.60), obtenemos

$$\frac{V_s(1-k)k}{fL} = 2I_L = 2I_a = \frac{2kV_s}{R}$$

la cual da el valor crítico del inductor  $L_c$  como

$$L_c = L = \frac{(1-k)R}{2f} \quad (5.64)$$

Si  $V_c$  es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es  $\Delta V_c = 2V_a$ . Con las ecuaciones (5.56) y (5.63) obtenemos

$$\frac{V_s(1-k)k}{8LCf^2} = 2V_a = 2kV_s$$

la cual da el valor crítico del capacitor  $C_c$  como

$$C_c = C = \frac{1-k}{16Lf^2} \quad (5.65)$$

El regulador reductor requiere sólo un transistor, es simple y su eficiencia es alta, de más de 90%. El inductor  $L$  limita la  $di/dt$  de la corriente de carga. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y normalmente se requiere un filtro de entrada de suavización. Proporciona un voltaje de salida unipolar y una corriente de salida unidireccional. Requiere un circuito de protección en caso de un posible cortocircuito a través de la trayectoria del diodo.

### Ejemplo 5.5 Cómo determinar los valores del filtro LC para el regulador reductor

El regulador reductor de la figura 5.17a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 12$  V. El voltaje de salida promedio requerido es  $V_a = 5$  V con  $R = 500 \Omega$  y el voltaje de rizo de salida pico a pico es de 20 mV. La frecuencia de conmutación es de 25 kHz. Si la corriente de rizo pico a pico del inductor se limita a 0.8 A, determine (a) el ciclo de trabajo  $k$ ; (b) la inductancia del filtro  $L$ ; (c) el capacitor  $C$  del filtro, y (d) los valores críticos de  $L$  y  $C$ .

#### Solución

$V_s = 12$  V,  $\Delta V_c = 20$  mV,  $\Delta I = 0.8$  A,  $f = 25$  kHz, y  $V_a = 5$  V.

- Según la ecuación (5.56),  $V_a = kV_s$  y  $k = V_a/V_s = 5/12 = 0.4167 = 41.67\%$ .
- Con la ecuación (5.59),

$$L = \frac{5(12-5)}{0.8 \times 25,000 \times 12} = 145.83 \mu\text{H}$$

- Con la ecuación (5.61),

$$C = \frac{0.8}{8 \times 20 \times 10^{-3} \times 25,000} = 200 \mu\text{F}$$

d. Con la ecuación (5.64) obtenemos  $L_c = \frac{(1-k)R}{2f} = \frac{(1-0.4167) \times 500}{2 \times 25 \times 10^3} = 5.83 \text{ mH}$

e. Con la ecuación (5.65) obtenemos  $C_c = \frac{1-k}{16Lf^2} = \frac{1-0.4167}{16 \times 145.83 \times 10^{-6} \times (25 \times 10^3)^2} = 0.4 \mu\text{F}$

### 5.9.2 Reguladores elevadores

En un regulador elevador [8,9] el voltaje de salida es mayor que el de entrada; de ahí el nombre de “elevador”. En la figura 5.18a se muestra un regulador elevador que utiliza un MOSFET de potencia. El transistor  $M_1$  actúa como un interruptor controlado y el diodo  $D_m$  es un interruptor no controlado. A menudo el circuito de la figura 5.18a se representa mediante dos interruptores como se muestra en la figura 5.18b. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el transistor  $M_1$  se activa en el tiempo  $t = 0$ . La corriente de entrada, la cual sube, fluye a través del inductor  $L$  y el transistor  $Q_1$ . El modo 2 comienza cuando el transistor  $M_1$  se desactiva en el tiempo  $t = t_1$ . La corriente que fluía a través del transistor ahora fluiría a través de  $L$ ,  $C$ , la carga y el diodo  $D_m$ . La corriente del inductor cae hasta que el transistor  $M_1$  se activa otra vez en el siguiente ciclo. La energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga. Los circuitos equivalentes de los modos de funcionamiento se muestran en la figura 5.18c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes se muestran en la figura 5.18d para corriente continua de la carga, suponiendo que la corriente sube y cae linealmente.

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de  $I_1$  a  $I_2$  en el tiempo  $t_1$ ,

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.66)$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \quad (5.67)$$

y la corriente del inductor cae linealmente de  $I_2$  a  $I_1$  en el tiempo  $t_2$ ,

$$V_s - V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.68)$$

o bien

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} \quad (5.69)$$

donde  $\Delta I = I_2 - I_1$  es la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L$ . Según las ecuaciones (5.66) y (5.68),

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s) t_2}{L}$$

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1-k)T$  se obtiene el voltaje de salida promedio,

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1-k} \quad (5.70)$$

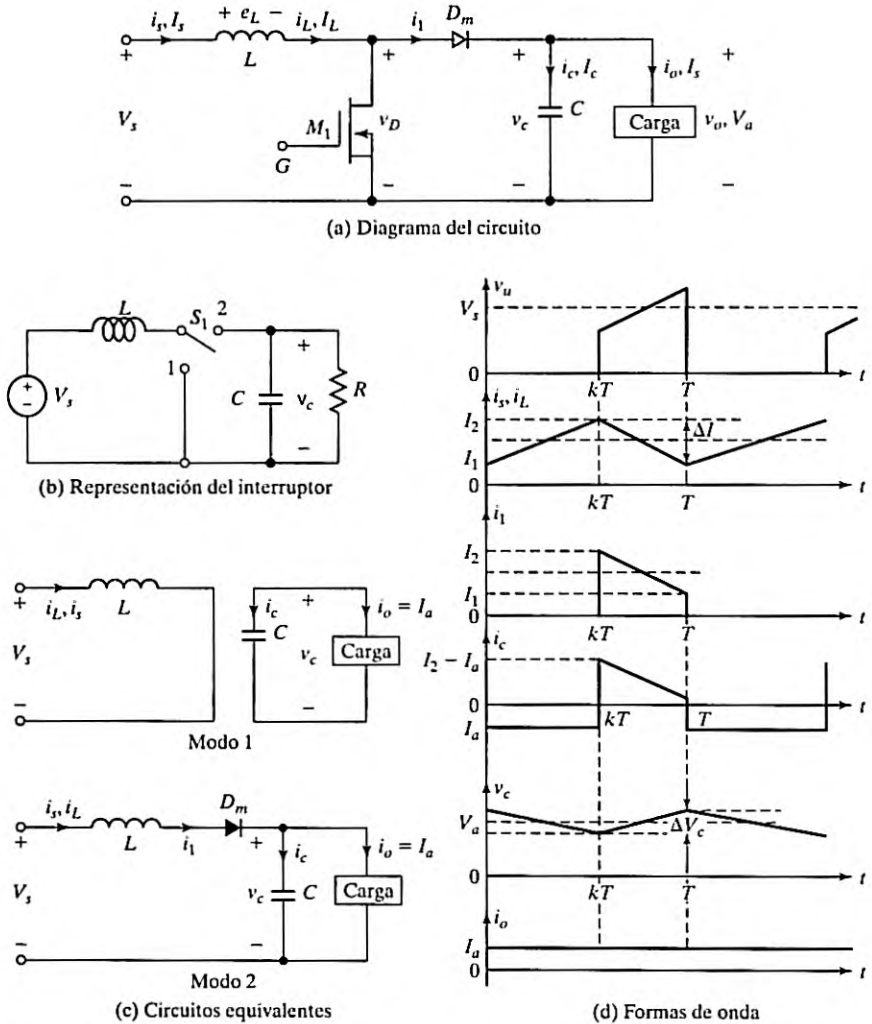


FIGURA 5.18  
Regulador elevador con  $i_L$  continua.

la cual da

$$(1 - k) = \frac{V_s}{V_a} \tag{5.71}$$

Sustituyendo  $k = t_1/T = t_1f$  en la ecuación (5.71) se obtiene

$$t_1 = \frac{V_a - V_s}{V_a f} \tag{5.72}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas,  $V_s I_s = V_a I_a = V_s I_a / (1 - k)$  y la corriente de entrada promedio es

$$I_s = \frac{I_a}{1 - k} \quad (5.73)$$

**Corriente de rizo pico a pico del inductor.** El periodo de conmutación  $T$  se determina con

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} + \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} = \frac{\Delta I L V_a}{V_s (V_a - V_s)} \quad (5.74)$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico:

$$\Delta I = \frac{V_s (V_a - V_s)}{f L V_a} \quad (5.75)$$

o

$$\Delta I = \frac{V_s k}{f L} \quad (5.76)$$

**Voltaje de rizo pico a pico del capacitor.** Cuando el transistor se enciende, el capacitor suministra la corriente de carga durante  $t = t_1$ . La corriente promedio del capacitor durante el tiempo  $t_1$  es  $I_c = I_a$  y el voltaje pico a pico de rizo del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad (5.77)$$

Sustituyendo  $t_1 = (V_a - V_s) / (V_a f)$  de la ecuación (5.72) da

$$\Delta V_c = \frac{I_a (V_a - V_s)}{V_a f C} \quad (5.78)$$

o

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \quad (5.79)$$

**Condición para la corriente continua del inductor y el voltaje continuo del capacitor.** Si  $I_L$  es la corriente promedio del inductor, en la condición crítica para conducción continua la corriente de rizo del inductor es  $\Delta I = 2I_L$ .

Con las ecuaciones (5.70) y (5.76) obtenemos

$$\frac{k V_s}{f L} = 2I_L = 2I_s = \frac{2V_s}{(1 - k)^2}$$

lo cual da el valor crítico del inductor  $L_c$  como

$$L_c = L = \frac{k(1 - k)R}{2f} \quad (5.80)$$

Si  $V_c$  es el voltaje promedio del capacitor, en la condición crítica para conducción continua el voltaje de rizo del capacitor es  $\Delta V_c = 2V_a$ . Con la ecuación (5.79) obtenemos

$$\frac{I_a k}{Cf} = 2V_a = 2I_a R$$

la cual da el valor crítico del capacitor  $C_c$  como

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \quad (5.81)$$

Un regulador elevador puede elevar el voltaje de salida sin un transformador. Debido a su transistor único tiene una alta eficiencia. La corriente de entrada es continua. Sin embargo, una alta corriente pico tiene que fluir a través del transistor de potencia. El voltaje de salida es muy sensible a los cambios del ciclo de trabajo  $k$  y podría ser difícil estabilizar el regulador. La corriente de salida promedio es menor que la corriente promedio del inductor por un factor de  $(1 - k)$ , y una corriente rms mucho más alta fluiría a través del capacitor del filtro, y por eso se tendría que utilizar un capacitor y un inductor más grandes que los del regulador reductor.

### Ejemplo 5.6 Cómo determinar las corrientes y voltajes en el regulador elevador

El regulador elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 5$  V. El voltaje de salida promedio es  $V_a = 15$  V y la corriente de carga promedio es  $I_a = 0.5$  A. La frecuencia de conmutación es de 25 kHz. Si  $L = 150$   $\mu$ H y  $C = 220$   $\mu$ F, determine (a) el ciclo de trabajo  $k$ ; (b) la corriente de rizo del inductor  $\Delta I$ ; (c) la corriente pico del inductor  $I_2$ ; (d) el voltaje de rizo del capacitor del filtro  $\Delta V_c$ , y (e) los valores críticos de  $L$  y  $C$ .

#### Solución

$V_s = 5$  V,  $V_a = 15$  V,  $f = 25$  kHz,  $L = 150$   $\mu$ H, y  $C = 220$   $\mu$ F.

- Con la ecuación (5.70),  $15 = 5/(1 - k)$  o  $k = 2/3 = 0.6667 = 66.67\%$ .
- Con la ecuación (5.75),

$$\Delta I = \frac{5 \times (15 - 5)}{25,000 \times 150 \times 10^{-6} \times 15} = 0.89 \text{ A}$$

- Con la ecuación (5.73),  $I_s = 0.5/(1 - 0.667) = 1.5$  A y la corriente pico del inductor es,

$$I_2 = I_s + \frac{\Delta I}{2} = 1.5 + \frac{0.89}{2} = 1.945 \text{ A}$$

- Con la ecuación (5.79),

$$\Delta V_c = \frac{0.5 \times 0.6667}{25,000 \times 220 \times 10^{-6}} = 60.61 \text{ mV}$$

$$e. R = \frac{V_a}{I_a} = \frac{15}{0.5} = 30 \Omega$$

$$f. \text{ Con la ecuación (5.80) obtenemos } L_c = \frac{(1-k)kR}{2f} = \frac{(1-0.6667) \times 0.6667 \times 30}{2 \times 25 \times 10^3} = 133 \mu\text{H}$$

$$g. \text{ Con la ecuación (5.81) obtenemos } C_c = \frac{k}{2fR} = \frac{0.6667}{2 \times 25 \times 10^3 \times 30} = 0.44 \mu\text{F}$$

### 5.9.3 Reguladores reductores-elevadores

Un regulador reductor-elevador proporciona un voltaje de salida que puede ser menor que o mayor que el voltaje de entrada; de ahí el nombre de “reductor-elevador”; la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Este regulador también se conoce como *regulador inversor*. En la figura 5.19a se muestra el circuito de un regulador reductor-elevador. El transistor  $Q_1$  actúa como interruptor controlado y el diodo  $D_m$  es un interruptor no controlado. Funcionan como dos interruptores bidireccionales de corriente unipolares de una sola vía. El circuito de la figura 5.19a se suele representar por medio de dos interruptores como se muestra en la figura 5.19b.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1 el transistor  $Q_1$  se enciende y el diodo  $D_m$  se polariza a la inversa. La corriente de entrada, que sube, fluye a través del inductor  $L$  y el transistor  $Q_1$ . Durante el modo 2 el transistor  $Q_1$  se apaga y la corriente, que fluía a través del inductor  $L$ , ahora fluye a través de  $L$ ,  $C$ ,  $D_m$  y la carga. La energía almacenada en el inductor  $L$  se transfiere a la carga y la corriente del inductor cae hasta que el transistor  $Q_1$  se enciende otra vez en el siguiente ciclo. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 5.19c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes permanentes del regulador reductor-elevador se muestran en la figura 5.19d para una corriente continua de carga.

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de  $I_1$  a  $I_2$  en el tiempo  $t_1$ ,

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.82)$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \quad (5.83)$$

y la corriente del inductor cae linealmente de  $I_2$  a  $I_1$  en el tiempo  $t_2$ ,

$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.84)$$

o

$$t_2 = \frac{-\Delta I L}{V_a} \quad (5.85)$$

donde  $\Delta I = I_2 - I_1$  es la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L$ . Con las ecuaciones (5.82) y (5.84),

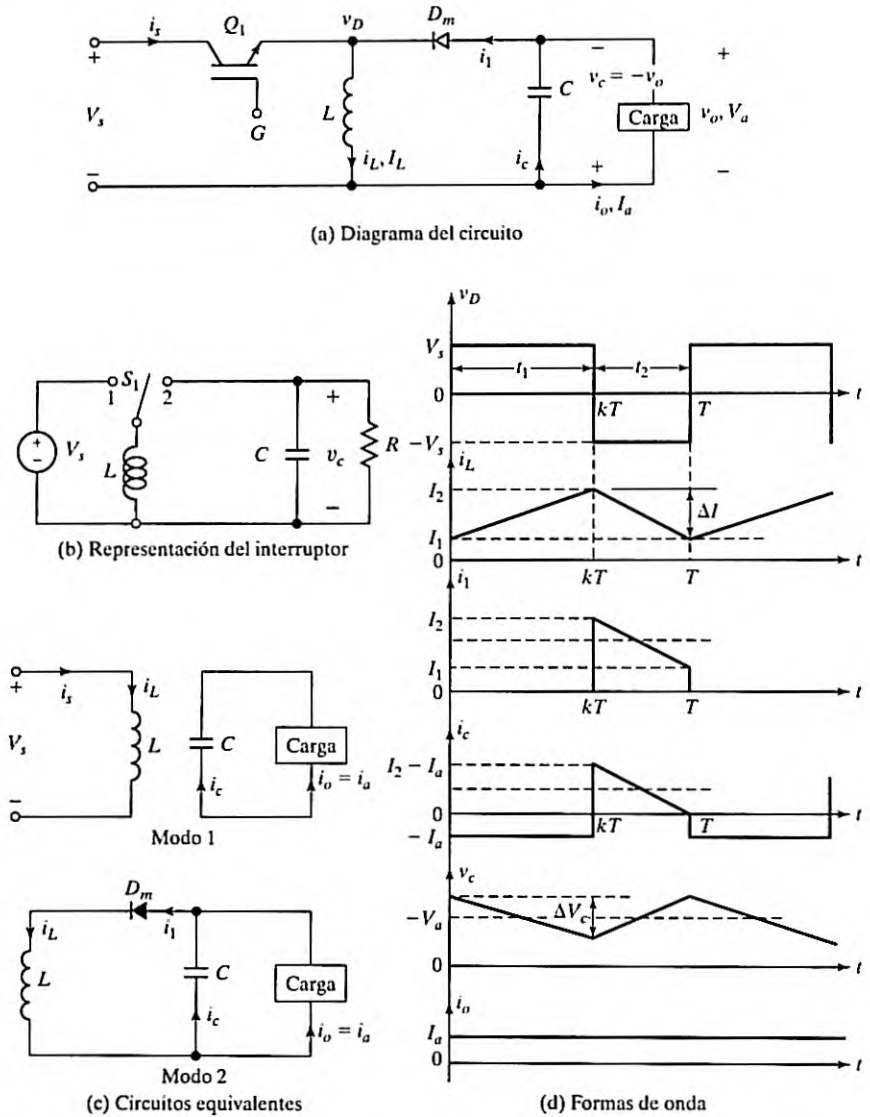


FIGURA 5.19  
Regulador reductor-elevador con  $i_L$  continua.

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L}$$

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1 - k)T$ , el voltaje de salida promedio es

$$V_a = -\frac{V_s k}{1 - k} \tag{5.86}$$

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1 - k)T$  en la ecuación (5.86) obtenemos

$$(1 - k) = \frac{-V_s}{V_a - V_s} \quad (5.87)$$

Sustituyendo  $t_2 = (1 - k)T$ , y  $(1 - k)$  de la ecuación (5.87) en la ecuación (5.86) obtenemos

$$t_1 = \frac{V_a}{(V_a - V_s)f} \quad (5.88)$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas,  $V_s I_s = -V_a I_a k(1 - k)$  y la corriente de entrada promedio  $I_s$  está relacionada con la corriente de salida promedio  $I_a$  por

$$I_s = \frac{I_a k}{1 - k} \quad (5.89)$$

**Corriente de rizo pico a pico del inductor.** El periodo de conmutación  $T$  se calcula como sigue

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} - \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L (V_a - V_s)}{V_s V_a} \quad (5.90)$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico,

$$\Delta I = \frac{V_s V_a}{f L (V_a - V_s)} \quad (5.91)$$

o

$$\Delta I = \frac{V_s k}{f L} \quad (5.92)$$

La corriente promedio del inductor está dada por

$$I_L = I_s + I_a = \frac{k I_a}{1 - k} + I_a = \frac{I_a}{1 - k} \quad (5.92a)$$

**Voltaje de rizo pico a pico del capacitor.** Cuando el transistor  $Q_1$  se enciende, el capacitor del filtro suministra la corriente de carga durante  $t = t_1$ . La corriente de descarga promedio del capacitor es  $I_c = -I_a$  y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} -I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad (5.93)$$

Sustituyendo  $t_1 = V_a / [(V_a - V_s)f]$  de la ecuación (5.88) se escribe como sigue

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s) f C} \quad (5.94)$$

o

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \quad (5.95)$$

**Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor.** Si  $i_L$  es la corriente promedio del inductor, en la condición crítica para conducción continua, la corriente de rizo del inductor es  $\Delta I = 2I_L$ . Utilizando las ecuaciones (5.86) y (5.92) obtenemos

$$\frac{kV_s}{fL} = 2I_L = 2I_a = \frac{2kV_s}{(1-k)R}$$

la cual da el valor crítico del inductor  $L_c$  como

$$L_c = L = \frac{(1-k)R}{2f} \quad (5.96)$$

Si  $V_c$  es el voltaje promedio del capacitor en la condición crítica para conducción continua, el voltaje de rizo del capacitor es  $\Delta V_c = -2V_a$ . Con la ecuación (5.95), obtenemos

$$-\frac{I_a k}{Cf} = -2V_a = -2I_a R$$

la cual da el valor crítico del capacitor  $C_c$  como

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \quad (5.97)$$

Un regulador reductor-elevador proporciona un voltaje de salida de polaridad inversa sin un transformador y es altamente eficiente. En condiciones de falla del transistor, la  $di/dt$  de la corriente de falla está limitada por el inductor  $L$  y será  $V_s/L$ . La protección contra cortocircuito a la salida sería fácil de implementar. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y una alta corriente pico fluye a través del transistor  $Q_1$ .

### Ejemplo 5.7 Cómo determinar las corrientes y el voltaje en el regulador reductor-elevador

El voltaje de entrada del regulador reductor-elevador de la figura 5.19a es  $V_s = 12$  V. El ciclo de trabajo es  $k = 0.25$  y la frecuencia de conmutación es de 25 kHz. La inductancia es  $L = 150$   $\mu$ H y la capacitancia del filtro es  $C = 220$   $\mu$ F. La corriente promedio de carga es  $I_a = 1.25$  A. Determine (a) el voltaje de salida promedio,  $V_a$ ; (b) el rizo del voltaje de salida pico a pico,  $\Delta V_c$ ; (c) la corriente de rizo pico a pico del inductor,  $\Delta I$ ; (d) la corriente pico del transistor,  $I_p$ , y (e) los valores críticos de  $L$  y  $C$ .

#### Solución

$V_s = 12$  V,  $k = 0.25$ ,  $I_a = 1.25$  A,  $f = 25$  kHz,  $L = 150$   $\mu$ H, y  $C = 220$   $\mu$ F.

- Con la ecuación (5.86),  $V_a = -12 \times 0.25 / (1 - 0.25) = -4$  V.
- Con la ecuación (5.95), el voltaje de rizo pico a pico de salida es

$$\Delta V_c = \frac{1.25 \times 0.25}{25,000 \times 220 \times 10^{-6}} = 56.8 \text{ mV}$$

- Con la ecuación (5.92), el rizo pico a pico del inductor es

$$\Delta I = \frac{12 \times 0.25}{25,000 \times 150 \times 10^{-6}} = 0.8 \text{ A}$$

- d. Con la ecuación (5.89),  $I_s = 1.25 \times 0.25 / (1 - 0.25) = 0.4167$  A. Como  $I_s$  es el promedio de la duración  $kT$ , la corriente pico a pico del transistor es

$$I_p = \frac{I_s}{k} + \frac{\Delta I}{2} = \frac{0.4167}{0.25} + \frac{0.8}{2} = 2.067 \text{ A}$$

e.  $R = \frac{-V_a}{I_a} = \frac{4}{1.25} = 3.2 \Omega$

f. Con la ecuación (5.96) obtenemos  $L_c = \frac{(1-k)R}{2f} = \frac{(1-0.25) \times 3.2}{2 \times 25 \times 10^3} = 450 \mu\text{H}$ .

g. Con la ecuación (5.97) obtenemos  $C_c = \frac{k}{2fR} = \frac{0.25}{2 \times 25 \times 10^3 \times 3.2} = 1.56 \mu\text{F}$ .

### 5.9.4 Reguladores Cúk

La configuración del circuito del regulador Cúk [10] que utiliza un transistor de potencia de unión bipolar se muestra en la figura 5.20a. Al igual que el regulador reductor-elevador, el regulador Cúk proporciona un voltaje de salida que es menor que o mayor que el voltaje de entrada, pero la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Lleva el nombre su inventor [1]. Cuando el voltaje de entrada se activa y el transistor  $Q_1$  se apaga, el diodo  $D_m$  se polariza en sentido directo y el capacitor  $C_1$  se carga por medio de  $L_1$ ,  $D_m$  y el suministro de entrada  $V_s$ . El transistor  $Q_1$  actúa como un interruptor controlado y el diodo  $D_m$  es un interruptor no controlado. Funcionan como dos interruptores bidireccionales de corriente unipolar de una sola vía. A menudo el circuito de la figura 5.20a se representa por dos interruptores como se muestra en la figura 5.20b.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el transistor  $Q_1$  se enciende en el tiempo  $t = 0$ . La corriente a través del inductor  $L_1$  sube. Al mismo tiempo, el voltaje del capacitor  $C_1$  polariza a la inversa al diodo  $D_m$  y lo apaga. El capacitor  $C_1$  descarga su energía en el circuito formado por  $C_1$ ,  $C_2$ , la carga y  $L_2$ . El modo 2 comienza cuando el transistor  $Q_1$  se apaga en el tiempo  $t = t_1$ . El capacitor  $C_1$  se carga con el suministro de entrada y la energía almacenada en el inductor  $L_2$  se transfiere a la carga. El diodo  $D_m$  y el transistor  $Q_1$  proporcionan una acción de conmutación sincrónica. El capacitor  $C_1$  es el medio de transferencia de energía de la fuente a la carga. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 5.20c y las formas de onda de los voltajes y corrientes permanentes se muestran en la figura 5.20d para una corriente continua de carga.

Suponiendo que la corriente del inductor  $L_1$  sube linealmente de  $I_{L11}$  a  $I_{L12}$  en el tiempo  $t_1$ ,

$$V_s = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \quad (5.98)$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \quad (5.99)$$

y por el capacitor cargado  $C_1$ , la corriente del inductor  $L_1$  cae linealmente de  $I_{L12}$  a  $I_{L11}$  en el tiempo  $t_2$ ,

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \quad (5.100)$$

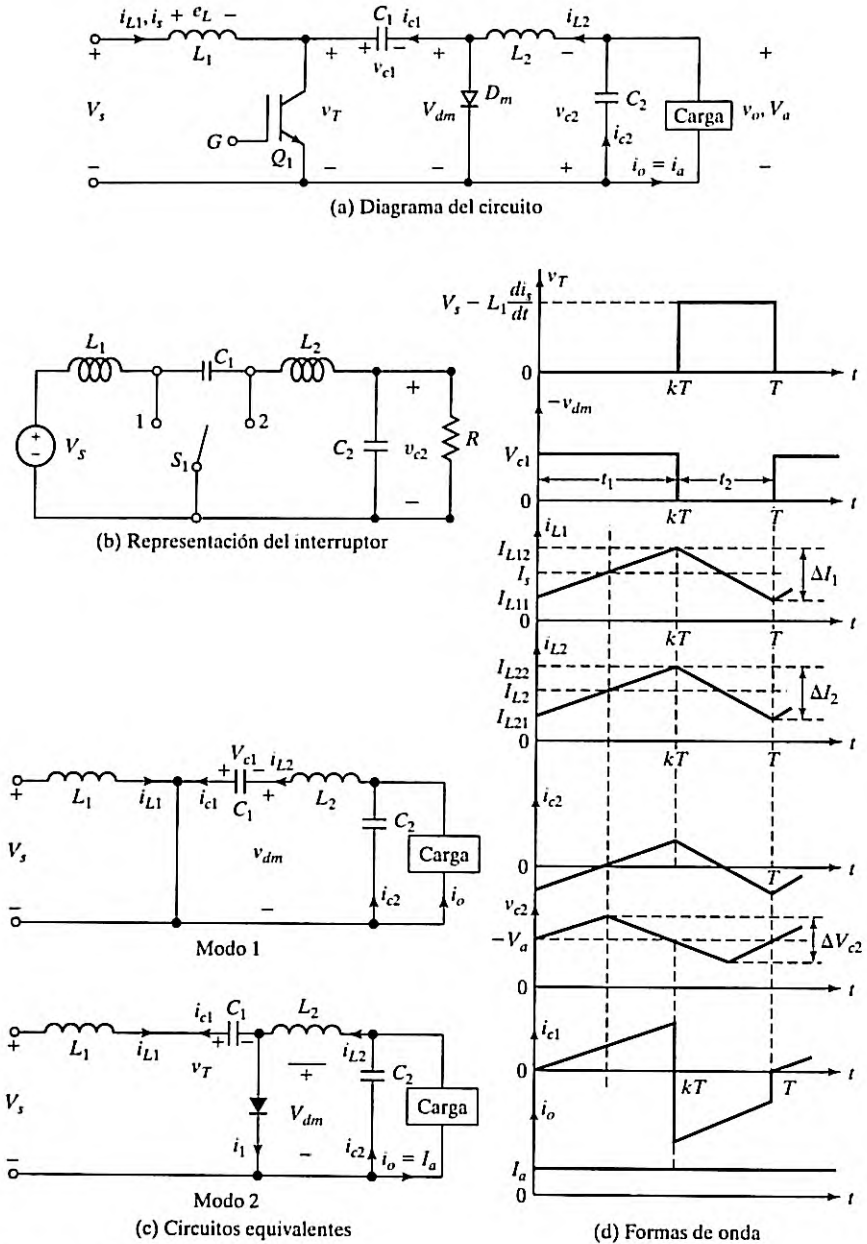


FIGURA 5.20  
Regulador Cúk.

o

$$t_2 = \frac{-\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} \quad (5.101)$$

donde  $V_{c1}$  es el voltaje promedio del capacitor  $C_1$ , y  $\Delta I_1 = I_{L12} - I_{L11}$ . Con las ecuaciones (5.98) y (5.100)

$$\Delta I_1 = \frac{V_s t_1}{L_1} = \frac{-(V_s - V_{c1}) t_2}{L_1}$$

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1 - k)T$ , el voltaje promedio del capacitor  $C_1$  es

$$V_{c1} = \frac{V_s}{1 - k} \quad (5.102)$$

Suponiendo que la corriente del inductor del filtro  $L_2$  sube linealmente de  $I_{L21}$  a  $I_{L22}$  en el tiempo  $t_1$ ,

$$V_{c1} + V_a = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \quad (5.103)$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} \quad (5.104)$$

y la corriente del inductor  $L_2$  cae linealmente de  $I_{L22}$  a  $I_{L21}$  en el tiempo  $t_2$ .

$$V_a = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \quad (5.105)$$

o

$$t_2 = -\frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} \quad (5.106)$$

donde  $\Delta I_2 = I_{L22} - I_{L21}$ . Con las ecuaciones (5.103) y (5.105),

$$\Delta I_2 = \frac{(V_{c1} + V_a) t_1}{L_2} = -\frac{V_a t_2}{L_2}$$

Sustituyendo  $t_1 = kT$  y  $t_2 = (1 - k)T$ , el voltaje promedio del capacitor  $C_1$  es

$$V_{c1} = -\frac{V_a}{k} \quad (5.107)$$

Si igualamos la ecuación (5.102) a la ecuación (5.107) podemos calcular el voltaje promedio de salida como

$$V_a = -\frac{kV_s}{1 - k} \quad (5.108)$$

la cual da

$$k = \frac{V_a}{V_a - V_s} \quad (5.109)$$

$$1 - k = \frac{V_s}{V_s - V_a} \quad (5.110)$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas,  $V_s I_s = -V_a I_a = V_s I_a k / (1 - k)$  y la corriente promedio de entrada es,

$$I_s = \frac{k I_a}{1 - k} \quad (5.111)$$

**Corrientes de rizo pico a pico de los inductores.** El periodo de conmutación  $T$  se calcula con las ecuaciones (5.99) y (5.101):

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_s (V_s - V_{c1})} \quad (5.112)$$

la cual da la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_1$  como

$$\Delta I_1 = \frac{-V_s (V_s - V_{c1})}{f L_1 V_{c1}} \quad (5.113)$$

o

$$\Delta I_1 = \frac{V_s k}{f L_1} \quad (5.114)$$

El periodo de conmutación  $T$  también se puede calcular con las ecuaciones (5.104) y (5.106):

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} - \frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} = \frac{-\Delta I_2 L_2 V_{c1}}{V_a (V_{c1} + V_a)} \quad (5.115)$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_2$  como

$$\Delta I_2 = \frac{-V_a (V_{c1} + V_a)}{f L_2 V_{c1}} \quad (5.116)$$

o

$$\Delta I_2 = -\frac{V_a (1 - k)}{f L_2} = \frac{k V_s}{f L_2} \quad (5.117)$$

**Voltajes de rizo pico a pico de los capacitores.** Cuando el transistor  $Q_1$  se apaga, el capacitor de transferencia de energía  $C_1$  se carga con la corriente de entrada durante el tiempo  $t = t_2$ . La corriente de carga promedio para  $C_1$  es  $I_{c1} = I_s$  y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_1$  es

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_{c1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_s dt = \frac{I_s t_2}{C_1} \quad (5.118)$$

La ecuación (5.110) da  $t_2 = V_s / [(V_s - V_a) f]$  y la ecuación (5.118) se escribe como

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s V_s}{(V_s - V_a) f C_1} \quad (5.119)$$

o

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s(1-k)}{fC_1} \quad (5.120)$$

Si suponemos que el rizo de la corriente de carga  $\Delta I_o$  es insignificante,  $\Delta I_{L2} = \Delta i_{c2}$ . La corriente de carga promedio de  $C_2$ , que fluye durante el tiempo  $T/2$ , es  $I_{c2} = \Delta I_2/4$  y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_2$  es

$$\Delta V_{c2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} I_{c2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} dt = \frac{\Delta I_2}{8fC_2} \quad (5.121)$$

o

$$\Delta V_{c2} = \frac{V_a(1-k)}{8C_2L_2f^2} = \frac{kV_s}{8C_2L_2f^2} \quad (5.122)$$

**Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor.** Si  $I_{L1}$  es la corriente promedio del inductor  $L_1$ , su corriente de rizo es  $\Delta I_1 = 2I_{L1}$ . Con las ecuaciones (5.111) y (5.114), obtenemos

$$\frac{kV_s}{fL_1} = 2I_{L1} = 2I_s = \frac{2kI_a}{1-k} = 2\left(\frac{k}{1-k}\right)^2 \frac{V_s}{R}$$

la cual da el valor crítico del inductor  $L_{c1}$  como

$$L_{c1} = L_1 = \frac{(1-k)^2 R}{2kf} \quad (5.123)$$

Si  $I_{L2}$  es la corriente promedio del inductor  $L_2$ , su corriente de rizo es  $\Delta I_2 = 2I_{L2}$ . Con las ecuaciones (5.108) y (5.117) obtenemos

$$\frac{kV_s}{fL_2} = 2I_{L2} = 2I_a = \frac{2V_a}{R} = \frac{2kV_s}{(1-k)R}$$

la cual da el valor crítico del inductor  $L_{c2}$  como

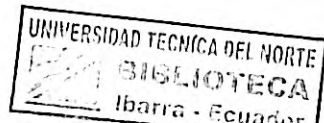
$$L_{c2} = L_2 = \frac{(1-k)R}{2f} \quad (5.124)$$

Si  $V_{c1}$  es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es  $\Delta V_{c1} = 2V_a$ . Utilizando  $\Delta V_{c1} = 2V_a$  en la ecuación (5.120), obtenemos

$$\frac{I_s(1-k)}{fC_1} = 2V_a = 2I_a R$$

la cual, después de sustituir  $I_s$ , da el valor crítico del capacitor  $C_{c1}$  como

$$C_{c1} = C_1 = \frac{k}{2fR} \quad (5.125)$$



Si  $V_{c2}$  es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es  $\Delta V_{c2} = 2V_a$ . Utilizando las ecuaciones (5.108) y (5.122), obtenemos

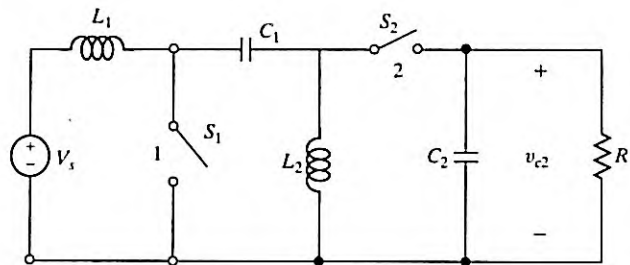
$$\frac{kV_s}{8C_2L_2f^2} = 2V_a = \frac{2kV_s}{1-k}$$

la cual, después de sustituir  $L_2$  de la ecuación (5.124) da el valor crítico del capacitor  $C_{c2}$  como

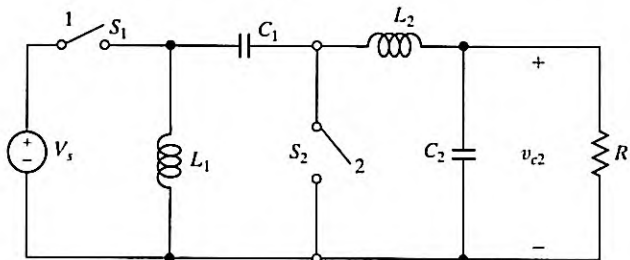
$$C_{c2} = C_2 = \frac{1}{8fR} \tag{5.126}$$

El regulador Cúk se basa en la transferencia de energía del capacitor. Como resultado, la corriente de entrada es continua. El circuito sufre pocas pérdidas por conmutación y es altamente eficiente. Cuando el transistor  $Q_1$  se enciende tiene que conducir las corrientes de los inductores  $L_1$  y  $L_2$ . Por consiguiente, a través del transistor  $Q_1$  fluye una alta corriente pico. Como el capacitor proporciona la transferencia de energía, la corriente de rizo del capacitor  $C_1$  también es alta. Este circuito también requiere un capacitor y un inductor adicionales.

El convertidor Cúk, el cual tiene una característica de reducción-elevación inversora, exhibe corrientes terminales de entrada y salida no pulsantes. El convertidor de inductancia primaria asimétrico (SEPIC), el cual es un convertidor Cúk no inversor, se puede formar intercambiando las localizaciones del diodo  $D_m$  y el inductor  $L_2$  en la figura 5.20a. El SEPIC [35] se muestra en la figura 5.21a. El Cúk y el SEPIC también presentan una característica deseable de tal modo que la terminal fuente del MOSFET de conmutación se conecta directamente a la tierra común. Esto simplifica la construcción del circuito de excitación de compuerta. El voltaje de salida tanto del SEPIC como de su inverso es  $V_a = V_s k/(1-k)$ . El inverso de un



(a) SEPIC



(b) Inverso del SEPIC

FIGURA 5.21  
Convertidor SEPIC.

SEPIC se forma intercambiando las ubicaciones de los interruptores y los inductores, como se muestra en la figura 5.21b.

### Ejemplo 5.8 Cómo determinar las corrientes y voltajes en el regulador Cúk

El voltaje de entrada del convertidor Cúk de la figura 5.20a es  $V_s = 12$  V. El ciclo de trabajo es  $k = 0.25$  y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia del filtro es  $L_2 = 150$   $\mu$ H y su capacitancia es  $C_2 = 220$   $\mu$ F. La capacitancia de transferencia de energía es  $C_1 = 200$   $\mu$ F y la inductancia es  $L_1 = 180$   $\mu$ H. La corriente promedio de carga es  $I_a = 1.25$  A. Determine (a) el voltaje de salida promedio,  $V_a$ ; (b) la corriente de entrada promedio  $I_s$ ; (c) la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_1$ ,  $\Delta I_1$ ; (d) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_1$ ,  $\Delta V_{c1}$ ; (e) la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_2$ ,  $\Delta I_2$ ; (f) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_2$ ,  $\Delta V_{c2}$ , y (g) la corriente pico del transistor  $I_p$ .

#### Solución

$V_s = 12$  V,  $k = 0.25$ ,  $I_a = 1.25$  A,  $f = 25$  kHz,  $L_1 = 180$   $\mu$ H,  $C_1 = 200$   $\mu$ F,  $L_2 = 150$   $\mu$ H, y  $C_2 = 220$   $\mu$ F.

- Con la ecuación (5.108),  $V_a = -0.25 \times 12 / (1 - 0.25) = -4$  V.
- Con la ecuación (5.111),  $I_s = 1.25 \times 0.25 / (1 - 0.25) = 0.42$  A.
- Con la ecuación (5.114),  $\Delta I_1 = 12 \times 0.25 / (25,000 \times 180 \times 10^{-6}) = 0.67$  A.
- Con la ecuación (5.120),  $\Delta V_{c1} = 0.42 \times (1 - 0.25) / (25,000 \times 200 \times 10^{-6}) = 63$  mV.
- Con la ecuación (5.117),  $\Delta I_2 = 0.25 \times 12 / (25,000 \times 150 \times 10^{-6}) = 0.8$  A.
- Con la ecuación (5.121),  $\Delta V_{c2} = 0.8 / (8 \times 25,000 \times 220 \times 10^{-6}) = 18.18$  mV.
- El voltaje promedio a través del diodo se calcula como sigue

$$V_{dm} = -kV_{c1} = -V_a k \frac{1}{-k} = V_a \quad (5.127)$$

Para un circuito sin pérdidas,  $I_{L2}V_{dm} = V_a I_a$  y el valor promedio de la corriente en el inductor  $L_2$  es

$$\begin{aligned} I_{L2} &= \frac{I_a V_a}{V_{dm}} = I_a \\ &= 1.25 \text{ A} \end{aligned} \quad (5.128)$$

Por consiguiente, la corriente pico del transistor es

$$I_p = I_s + \frac{\Delta I_1}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2} = 0.42 + \frac{0.67}{2} + 1.25 + \frac{0.8}{2} = 2.405 \text{ A}$$

### 5.9.5 Limitaciones de la conversión con una sola etapa

Los cuatro reguladores utilizan sólo un transistor, emplean sólo conversión de una etapa y requieren inductores o capacitores para transferir la energía. Debido a la limitación de manejo de corriente de un solo transistor, la potencia de salida de estos reguladores es pequeña, típicamente de decenas de watts. A mayor corriente, el tamaño de estos componentes se incrementa, con pérdidas incrementadas en los componentes y la eficiencia se reduce. Además, no hay aislamiento entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida, lo cual es muy conveniente en la mayoría de las aplicaciones. Para aplicaciones de alta potencia se utilizan

conversiones de múltiples etapas, donde un inversor convierte un voltaje de cd en voltaje de ca. Un transformador aísla la salida de ca y luego rectificadores la convierten en cd. Las conversiones de múltiples etapas se analizan en la sección 13-4

### Puntos clave de la sección 5.9

- Un regulador de cd puede producir un voltaje de salida de cd, mayor o menor que el voltaje de suministro de cd. Se utilizan filtros  $LC$  para reducir la corriente de rizo del voltaje de salida. Dependiendo del tipo de regulador, la polaridad del voltaje de salida puede ser opuesta a la del voltaje de entrada.

## 5.10 COMPARACIÓN DE LOS REGULADORES

Cuando una corriente fluye a través de un inductor, se establece un campo magnético. Cualquier cambio en esta corriente modifica este campo y se induce una fuerza electromotriz, la cual actúa en una dirección tal que mantenga el flujo a su densidad original. Este efecto se conoce como *autoinducción*. Un inductor limita la subida y caída de sus corrientes y trata de mantener baja la corriente de rizo.

El interruptor principal  $Q_1$  no cambia de posición en los reguladores reductores y reductores-elevadores. El interruptor  $Q_1$  se conecta a la línea de suministro de cd. Asimismo, la posición del interruptor principal  $Q_1$  no cambia en los reguladores elevadores y Cúk. El interruptor  $Q_1$  se conecta entre las dos líneas de suministro. Cuando el interruptor se cierra, el suministro se pone en cortocircuito a través de un inductor  $L$ , que limita el régimen de subida de la corriente de suministro.

En la sección 5.9 deducimos la ganancia de voltaje de los reguladores con la suposición de que no habría resistencias asociadas con los inductores y capacitores. Sin embargo, tales resistencias, aunque pequeñas, pueden reducir la ganancia de manera significativa [11, 12]. La tabla 5.1 resume las ganancias de voltaje de los reguladores. La figura 5.22 muestra las comparaciones de las ganancias de voltaje de diferentes convertidores. La salida del SEPIC es la inversa de la del convertidor Cúk y tiene las características del convertidor Cúk.

TABLA 5.1 Resúmenes de ganancias de regulador [Ref. 11]

Regulador	Ganancia de voltaje, $G(k) = V_d/V_S$ con valores insignificantes de $r_L$ y $r_C$	Ganancia de voltaje, $G(k) = V_d/V_S$ con valores finitos de $r_L$ y $r_C$
Reductor	$k$	$\frac{kR}{R + r_L}$
Elevador	$\frac{1}{1 - k}$	$\frac{1}{1 - k} \left[ \frac{(1 - k)^2 R}{(1 - k)^2 R + r_L + k(1 - k) \left( \frac{r_C R}{r_C + R} \right)} \right]$
Reductor-elevador	$\frac{-k}{1 - k}$	$\frac{-k}{1 - k} \left[ \frac{(1 - k)^2 R}{(1 - k)^2 R + r_L + k(1 - k) \left( \frac{r_C R}{r_C + R} \right)} \right]$

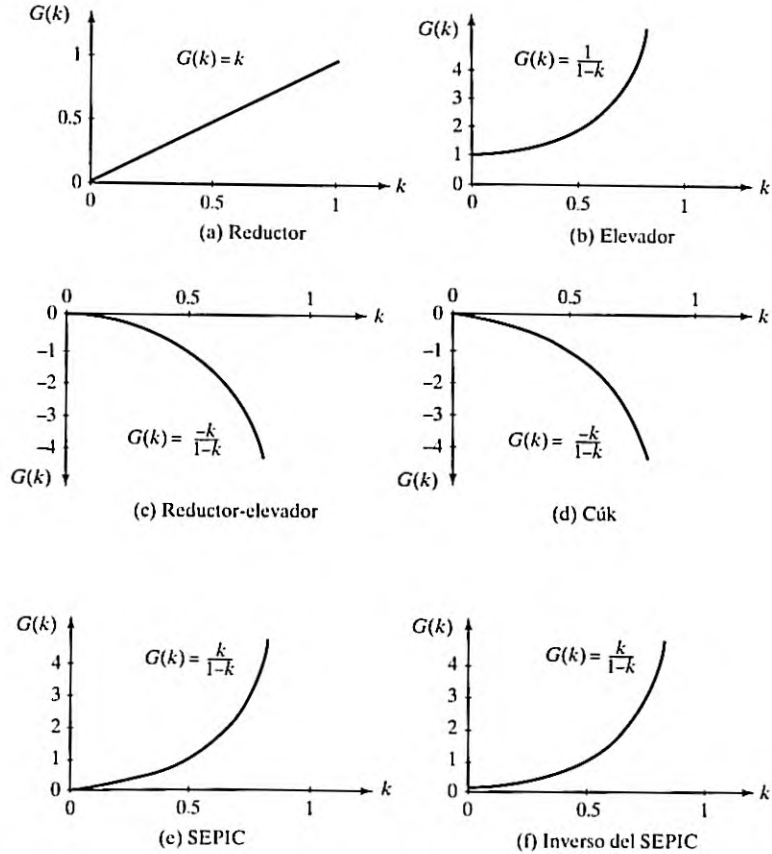


FIGURA 5.22

Comparación de ganancias de voltaje de convertidores.

Los inductores y capacitores actúan como elementos de almacenamiento de energía en reguladores de modo conmutado y filtros para suavizar los armónicos de la corriente. En las ecuaciones (B.17) y (B.18) en el Apéndice B observamos que la pérdida magnética se incrementa con el cuadrado de la frecuencia. Por otra parte, una mayor frecuencia reduce el tamaño de los inductores para el mismo valor de corriente de rizo y requerimiento de filtrado. El diseño de un convertidor cd-cd requiere un arreglo entre frecuencia de conmutación, tamaños de inductores, tamaños de capacitores y pérdidas de conmutación.

## 5.11 CONVERTIDOR ELEVADOR DE MÚLTIPLES SALIDAS

El cómputo de alta velocidad de un procesador de señales digitales requiere un alto voltaje de alimentación  $V_s$  para una rápida conmutación. Debido a que el consumo de potencia es proporcional al cuadrado de  $V_s$ , es aconsejable reducir el  $V_s$  cuando se necesita una menor velocidad de cómputo de potencia [8,9]. Se puede utilizar un convertidor elevador para

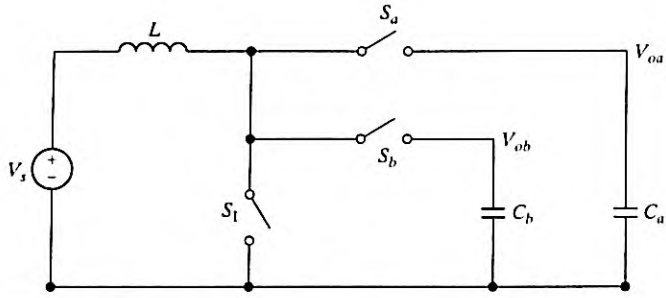


FIGURA 5.23  
Convertidor elevador con un inductor y salida dual. [Ref. 12, D. Ma].

accionar los núcleos de procesadores de alta velocidad con un muy bajo voltaje de alimentación. En la figura 5.23 se muestra la topología de un convertidor elevador con un inductor y salida dual (SIDO).

Las dos salidas  $V_{oa}$  y  $V_{ob}$  comparten el inductor  $L$  y el interruptor  $S_1$ . La figura 5.24 muestra los tiempos del convertidor. Funciona con dos fases complementarias  $\phi_a$  y  $\phi_b$ . Durante  $\phi_a = 1$ ,  $S_b$  se abre y no fluye corriente hacia  $V_{ob}$ , mientras que  $S_1$  se cierra primero.

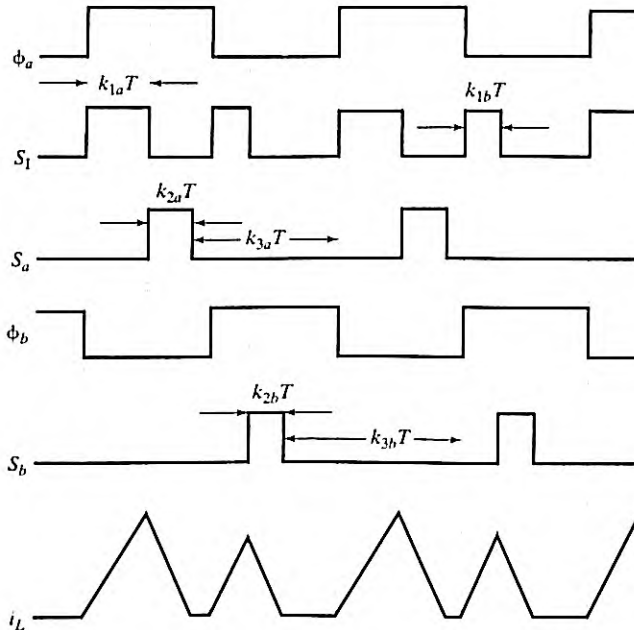


FIGURA 5.24  
Diagrama de tiempos del convertidor elevador de salida dual.

La corriente del inductor  $I_L$  se incrementa hasta que el tiempo  $k_{1a}T$  expira (determinado por la salida de un amplificador de error), donde  $T$  es el periodo de conmutación del convertidor. Durante el tiempo  $k_{2a}T$ ,  $S_1$  se abre y  $S_a$  se cierra para desviar la corriente del inductor hacia la salida  $V_{oa}$ . Un detector de corriente cero percibe la corriente del inductor, y cuando se vuelve cero, el convertidor entra el tiempo  $k_{3a}T$ , y  $S_a$  se abre otra vez. La corriente del inductor permanece en cero hasta que  $\phi_b = 1$ . Por consiguiente  $k_{1a}$ ,  $k_{2a}$  y  $k_{3a}$  deben cumplir con los siguientes requerimientos

$$k_{1a} + k_{2a} \leq 0.5 \quad (5.129)$$

$$k_{1a} + k_{2a} + k_{3a} = 1 \quad (5.130)$$

Durante  $\phi_a = 1$ , el controlador multiplexa la corriente del inductor en la salida  $V_{oa}$  durante  $\phi_a = 1$ . Asimismo, el controlador multiplexa la corriente del inductor en la salida  $V_{ob}$  durante  $\phi_b = 1$ . El controlador regula de manera alterna las dos salidas. En presencia de  $k_{3a}T$  y  $k_{3b}T$ , el convertidor funciona en el modo de conducción discontinua (DCM), y esencialmente aísla el control de las dos salidas de manera que la variación de la carga en una salida no afecta a la otra. Por tanto, el problema de regulación cruzada se aligera. Otra ventaja del control DCM es la compensación simple del sistema porque sólo hay un polo izquierdo en la función de transferencia de la ganancia de lazo de cada salida [13].

Con un control similar de multiplexión del tiempo, el convertidor de salida dual es fácil de ampliar para que tenga  $N$  salidas como se muestra en la figura 5.25, si se asignan  $N$  fases no traslapadas a las salidas correspondientes. Si se emplea un control de multiplexión del tiempo (TM), todas las salidas comparten un solo controlador. Se emplea rectificación sincrónica porque el transistor al reemplazar al diodo se apaga cuando la corriente del inductor tiende a ser negativa, y de este modo se eliminan las caídas en el diodo y se mejora la eficiencia. Todos los interruptores de potencia y el controlador se pueden fabricar en un microcircuito [14,15] y con un solo inductor para todas las salidas se minimizan los componentes externos.

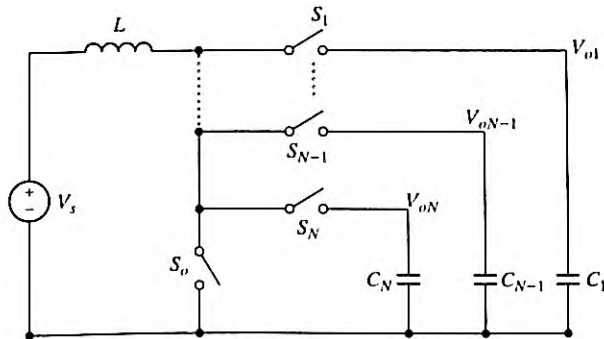


FIGURA 5.25

Topología de un convertidor elevador con  $N$  salidas.

### Puntos clave de la sección 5.11

- El convertidor elevador se puede ampliar para generar múltiples salidas con un solo inductor. Con el control de multiplexión de tiempo todas las salidas comparten un solo controlador. Todos los interruptores de potencia y el controlador se pueden fabricar en un microcircuito y con un solo inductor se minimizan los componentes externos. Este convertidor podría hallar aplicaciones como una fuente de potencia para procesadores de señales digitales de alta velocidad.

## 5.12 CONVERTIDOR ELEVADOR ALIMENTADO POR DIODO RECTIFICADOR

Los diodos rectificadores son los circuitos más comúnmente utilizados en aplicaciones donde la entrada es la fuente de ca (por ejemplo, en computadoras, telecomunicaciones, lámparas fluorescentes y aire acondicionado). El factor de potencia de los diodos rectificadores con una carga resistiva puede ser tan alto como 0.9 y con una carga reactiva es más bajo. Con la ayuda de una técnica de control moderna, la corriente de entrada de los rectificadores puede hacerse senoidal y en fase con el voltaje de entrada, y de este modo se tiene un factor de potencia de entrada de aproximadamente la unidad. Un circuito con factor de potencia unitario que combina un puente rectificador completo y un convertidor elevador se muestra en la figura 5.26a. La corriente de entrada del convertidor se controla para que siga la forma de onda totalmente rectificadas del voltaje de entrada senoidal mediante control PWM [16-23]. Las señales de control de PWM pueden generarse con una técnica de histéresis de todo o nada (BBH). Esta técnica, la cual se muestra en la figura 5.26b, tiene la ventaja de producir un control instantáneo de la corriente, y el resultado es una rápida respuesta. Sin embargo, la frecuencia de conmutación no es constante y varía a lo largo de un amplio rango durante cada medio ciclo del voltaje de entrada de ca. La frecuencia también es sensible a los valores de los componentes del circuito.

La frecuencia de conmutación se puede mantener constante utilizando la corriente de referencia  $I_{ref}$  y la corriente de retroalimentación  $I_{fb}$ , promediada por cada periodo de conmutación. Esto se muestra en la figura 5.26c. La  $I_{ref}$  se compara con la  $I_{fb}$ . Si  $I_{ref} > I_{fb}$ , el ciclo de trabajo es mayor que 50%. Con  $I_{ref} = I_{fb}$ , el ciclo de trabajo es 50%. Con  $I_{ref} < I_{fb}$ , el ciclo de trabajo es menor que 50%. Se hace que el error permanezca entre el máximo y el mínimo de la forma de onda triangular y la corriente del inductor sigue la onda seno de referencia, la cual se sobrepone con una forma de onda triangular. El voltaje de error  $V_e = (V_{ref} - V_o)$  y el voltaje de entrada  $V_{in}$  al convertidor elevador generan la corriente de referencia  $I_{ref}$ .

El convertidor elevador también se puede utilizar para corregir el factor de potencia (PF) de diodos rectificadores trifásicos con filtros de salida capacitivos [19,29] como se muestra en la figura 5.27. El convertidor elevador se opera en modo de conducción discontinua del modo de corriente del inductor para lograr una forma de corriente de entrada senoidal. Este circuito utiliza sólo un interruptor activo, sin control activo de la corriente. Las desventajas del convertidor simple son un voltaje de salida excesivo y la presencia de un quinto armónico en la corriente de línea. Esta clase de convertidor se suele utilizar en aplicaciones industriales y comerciales que requieren un alto factor de potencia de entrada porque la forma de onda de su corriente de entrada sigue automáticamente la forma de onda del voltaje de entrada. Además, el circuito es altamente eficiente.

Sin embargo, si el circuito se implementa con la frecuencia constante convencional, un bajo ancho de banda, un control de retroalimentación del voltaje de salida, el cual mantiene el ciclo de trabajo del interruptor constante durante un periodo de línea rectificado, la corriente de entrada al rectificador exhibe un armónico de quinto orden relativamente

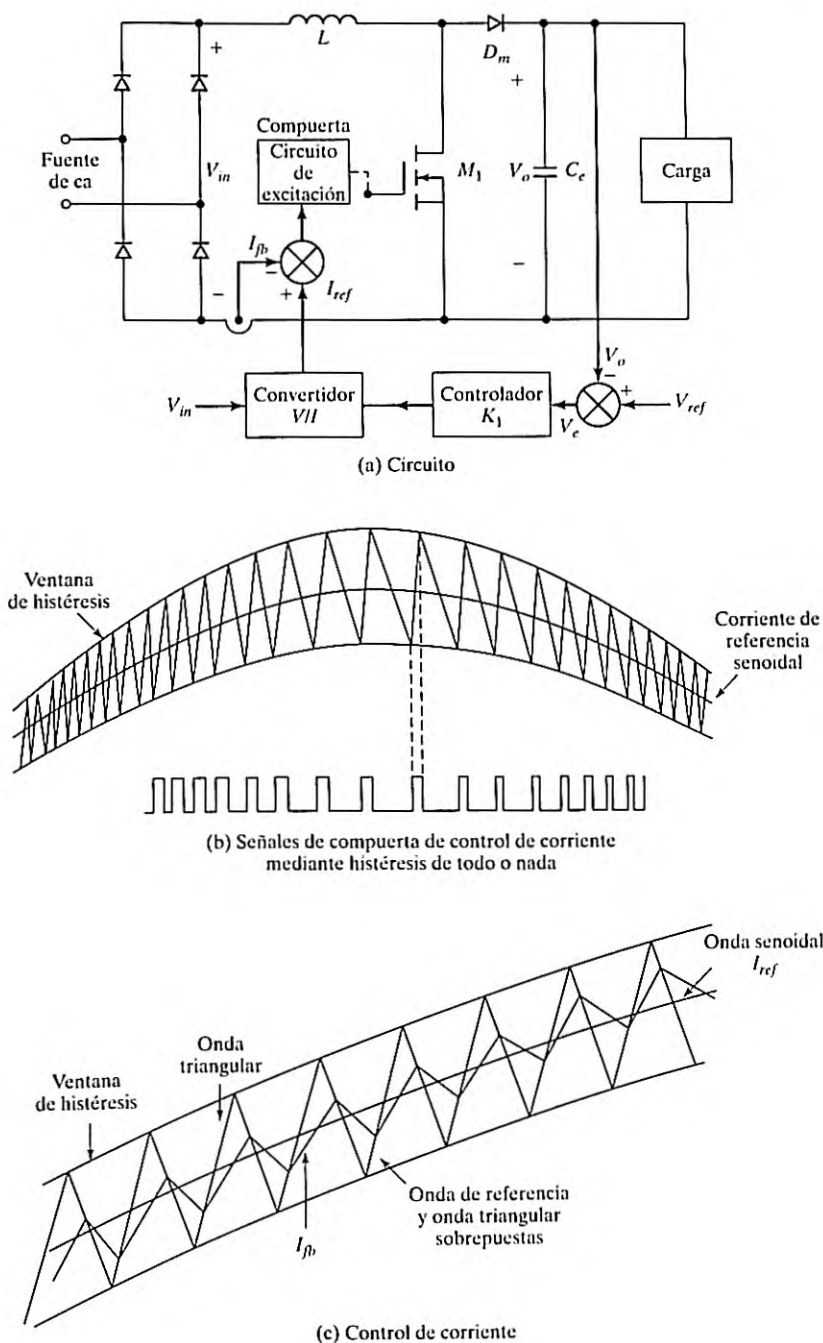


FIGURA 5.26

Acondicionamiento del factor de potencia de diodos rectificadores.

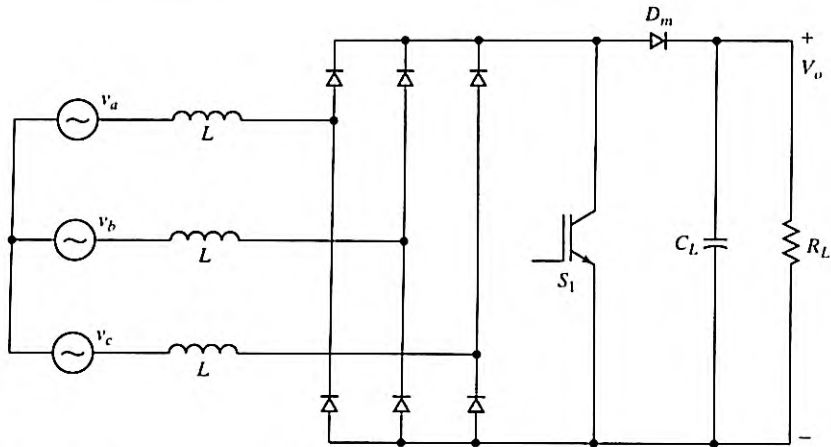


FIGURA 5.27

Convertidor elevador alimentado por un rectificador trifásico. [ Ref. 29, C.A. Mufioz].

grande. Como resultado, a niveles de potencia de más de 5 kW, el armónico de quinto orden impone severas compensaciones de diseño, desempeño y costo para satisfacer los niveles de corriente armónica máximos admisibles, definidos por el documento IEC555-2 [30]. Métodos de control avanzados como el de inyección de armónicos [31] pueden reducir el armónico de quinto orden de la corriente de entrada de modo que se amplíe el nivel de potencia en el cual el contenido armónico de la corriente de entrada sigue cumpliendo con la norma IEC555-2.

La figura 5.28 muestra el diagrama de bloques de la técnica de inyección armónica robusta la cual se aborda en las referencias [3-5]. Se inyecta una señal de voltaje que sea proporcional al componente de ca invertido de los voltajes de entrada de línea a línea, trifásicos, rectificadas en el lazo de retroalimentación del voltaje de salida. La señal inyectada hace que varíe el ciclo de trabajo del rectificador dentro de un ciclo de línea para reducir el armónico de quinto orden y así mejorar el THD de las corrientes de entrada al rectificador.

### Puntos clave de la sección 5.12

- El rectificador completo se puede combinar con un convertidor elevador para formar un circuito de factor de potencia unitario. Al controlar la corriente del inductor elevador con la ayuda de una técnica de control de retroalimentación, la corriente de entrada del rectificador se puede hacer senoidal y en fase con el voltaje de entrada, de modo que se tenga un factor de potencia de entrada aproximadamente unitario.

## 5.13 MODELOS PROMEDIADOS DE CONVERTIDORES

Las ecuaciones obtenidas en la sección 5.9 para los voltajes de salida promedio dan la salida de estado estable en un ciclo de trabajo  $k$  específico. Los convertidores normalmente se ponen a funcionar en condiciones de lazo cerrado como se muestra en la figura 5.26a para mantener el voltaje de salida en un valor específico, y el ciclo de trabajo se hace variar de forma continua para mantener el nivel de salida deseado. Un pequeño cambio del ciclo de trabajo provoca un

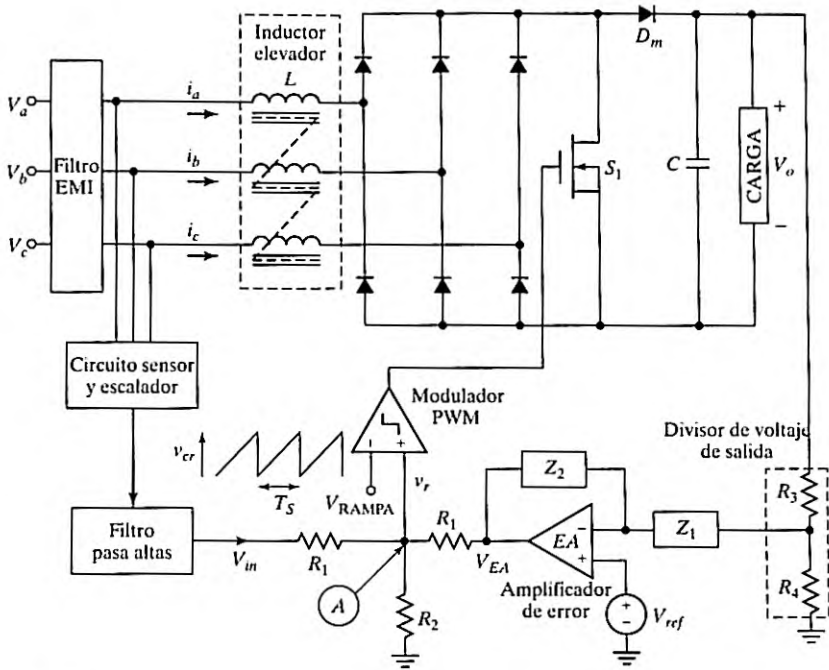


FIGURA 5.28 Rectificador elevador trifásico en modo de conducción discontinua con un método de inyección de armónicos [Ref. 31, Y. Jang].

pequeño cambio del voltaje de salida. Para analizar y diseñar el circuito de retroalimentación se requiere un modelo de señal pequeña de los convertidores.

El voltaje de salida, la corriente de salida, y la corriente de entrada de un convertidor varían con el tiempo. Sus formas de onda dependen del modo de operación. Un modelo promedio considera la red que consiste en un interruptor y un diodo como una red de conmutación de dos puertos, como se muestra en la figura 5.29a, y utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de señal pequeña de la red de conmutación. Como resultado, las variables

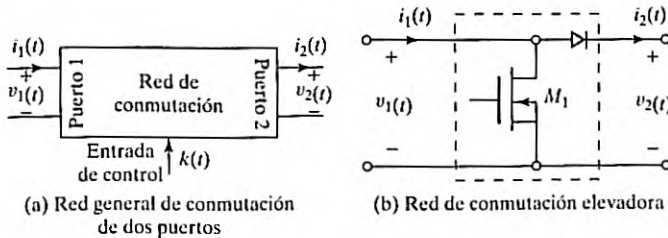


FIGURA 5.29 Red de conmutación elevadora de dos puertos.

de conmutación y el modelo se vuelven invariables con el tiempo y el procedimiento se llama *modelo de conmutación promediado*.

El método de promediado de circuitos es sencillo y se puede utilizar para obtener el modelo de circuito de señal pequeña (también conocido como de ca) de un convertidor. Describiremos los pasos para derivar el modelo de ca del convertidor elevador, el cual se utiliza cada vez más en aplicaciones de corrección del factor de potencia de entrada y aplicaciones de energía renovable para elevar el voltaje. Los modelos promedio se pueden aplicar a otros tipos de convertidores como rectificadores, inversores, convertidores resonantes, y rectificadores controlados por fase.

**Paso 1.** Identifique las terminales de la red de conmutación de dos puertos como se muestra en la figura 5.29b [36-38].

**Paso 2.** Seleccione las variables independientes y dependientes. Cuando se enciende el interruptor,  $v_2$  e  $i_1$  no varían y las definiremos como variables independientes.  $i_1(t)$  fluye a través del interruptor y luego hacia la terminal 3 del puerto 2.  $v_2(t)$  e  $i_1(t)$  dependen de las condiciones del circuito. Las variables dependientes  $v_1$  e  $i_2$  se vuelven

$$v_1 = f_1(i_1, v_2) \quad (5.131)$$

$$i_2 = f_2(i_1, v_2) \quad (5.132)$$

Reemplazando la red de conmutación con estas fuentes dependientes se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la figura 5.30a.

**Paso 3:** Trace las formas de onda de las variables dependientes en función de las variables independientes. Cuando el interruptor se abre durante  $t_1 = kT_s$ , tanto  $v_1(t)$  e  $i_2(t)$  se vuelven cero como se muestra en la figura 5.30b. Cuando el interruptor se cierra durante  $t_2 = (1 - k)T_s$ ,  $v_1(t)$  es igual a  $v_2(t)$  e  $i_2(t)$  es igual a  $i_1(t)$  como se muestra en la figura 5.30b. Durante el tiempo inactivo,  $v_2(t)$  sube e  $i_1(t)$  cae a un régimen que depende de la impedancia de la carga (R, L).

**Paso 4:** Saque los valores promedio de las variables dependientes a lo largo del periodo de conmutación. En vez de promediar las complejas formas de onda que varían con el tiempo, simplemente podemos determinar el valor promedio de una variable suponiendo que las constantes de tiempo del circuito del convertidor son mucho más grandes que el periodo de conmutación  $T_s$ . El contenido de rizo de las formas de onda  $v_2(t)$  e  $i_1(t)$  puede ser insignificante. Es decir, la constante de tiempo  $RC \gg T_s$  y la constante de tiempo  $L/R \gg T_s$ . Con en estas suposiciones, los valores promediados están dados por

$$\langle v_1(t) \rangle T_s = (1 - k) \langle v_1(t) \rangle T_s = k' \langle v_1(t) \rangle T_s \quad (5.133)$$

$$\langle i_2(t) \rangle T_s = (1 - k) \langle i_1(t) \rangle T_s = k' \langle i_1(t) \rangle T_s \quad (5.134)$$

donde  $k' = 1 - k$ . Sustituyendo estos valores promedio de gran señal por las variables dependientes se obtiene el modelo de conmutación promedio como se muestra en la figura 5.30c.

**Paso 5.** Considere una pequeña cantidad de perturbación alrededor de los valores promedio de gran señal. El ciclo de trabajo  $k$  es la variable de control. Supongamos que  $k(t)$  cambia en una pequeña cantidad  $\delta(t)$  alrededor de la gran señal  $k$  y que el voltaje de suministro de entrada  $V_s$  también puede cambiar en una pequeña cantidad  $\tilde{v}_s(t)$ . Esto hará que las variables dependientes sufran pequeños cambios alrededor de sus valores de gran señal y obtendremos las siguientes ecuaciones.

$$v_s(t) = V_s + \tilde{v}_s(t)$$

$$k(t) = k + \delta(t)$$

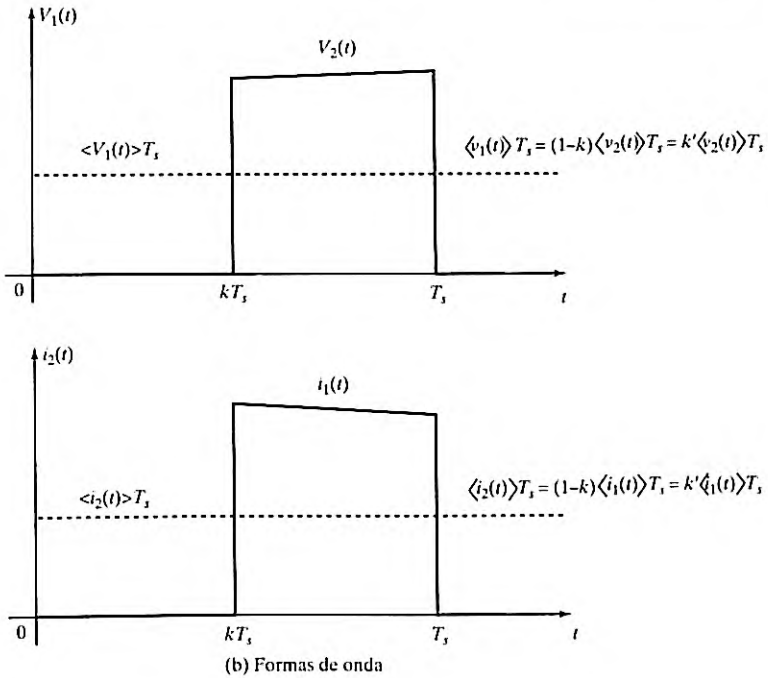
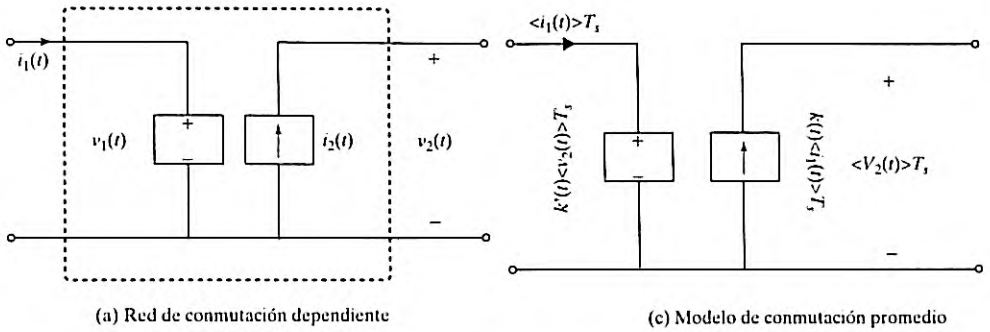


FIGURA 5.30 Formas de onda de las fuentes de voltaje y corriente dependientes.

$$\begin{aligned}
 k'(t) &= k' - \delta'(t) \\
 \langle i(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I + \tilde{i}(t) \\
 \langle v(t) \rangle_{T_s} &= \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V + \tilde{v}(t) \\
 \langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= V_1 + \tilde{v}_1(t) \\
 \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= I_2 + \tilde{i}_2(t)
 \end{aligned}$$

Al incluir los pequeños cambios de las fuentes dependientes que aparecen en la figura 5.30b, se dará el modelo completo del circuito del convertidor elevador como se muestra en la figura 5.31.

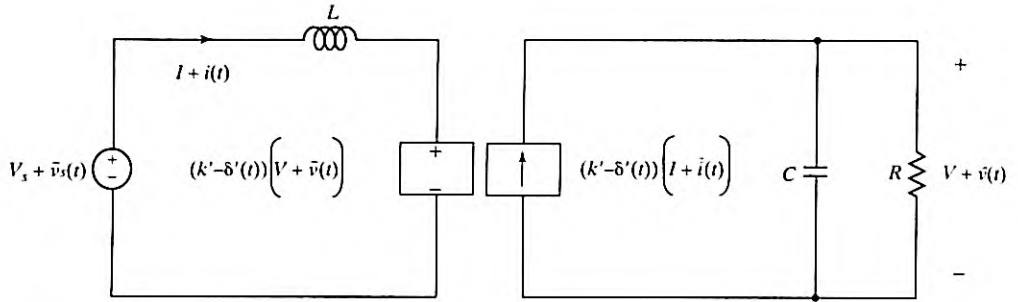


FIGURA 5.31

Modelo del circuito del convertidor elevador con una pequeña perturbación alrededor de una gran señal.

**Paso 6:** Determine un modelo lineal de señal pequeña. Las fuentes dependientes de gran señal de la figura 5.31 tienen términos no lineales que surgen del producto de dos cantidades variables con el tiempo. Podemos simplificarlas expandiendo el punto de operación y eliminando los términos de segundo grado que contienen el producto de pequeñas cantidades. La fuente de voltaje dependiente del lado de entrada se puede expandir a

$$(k' - \delta'(t))(V + \tilde{v}(t)) = k'(V + \tilde{v}(t)) - V\delta'(t) - \tilde{v}(t)\delta'(t) \quad (5.135)$$

que se puede aproximar a

$$(k' - \delta'(t))(V + \tilde{v}(t)) \approx k'(V + \tilde{v}(t)) - V\delta'(t) \quad (5.136)$$

Del mismo modo, la fuente de corriente dependiente del lado de la salida se puede expandir a

$$(k' - \delta'(t))(I + \tilde{i}(t)) = k'(I + \tilde{i}(t)) - I\delta'(t) - \tilde{i}(t)\delta'(t) \quad (5.137)$$

lo cual se puede aproximar a

$$(k' - \delta'(t))(I + \tilde{i}(t)) \approx k'(I + \tilde{i}(t)) - I\delta'(t) \quad (5.138)$$

El primer término en la ecuación (5.136) se debe a la transformación del voltaje de salida en el lado de entrada como se describe con la ecuación (5.70). El primer término en la ecuación (5.138) se debe a la transformación de la corriente de entrada al lado de la salida como se describe con la ecuación (5.73). Es decir, los primeros términos se deben al efecto de transformación de un transformador con una relación de vueltas de  $k':1$ . Al combinar las ecuaciones (5.136) y (5.137) se obtiene el modelo promediado del circuito de ca de pequeña señal y final de cd del convertidor elevador como se muestra en la figura 5.32.

Siguiendo los seis pasos descritos, podríamos obtener los modelos promedio del convertidor reductor [37,39] y del convertidor reductor-elevador [35,38] como se muestra en la figura 5.33. La red de conmutación para el SEPIC se muestra en la figura 5.34a y el modelo promedio en la 5.34b. Podríamos hacer las siguientes observaciones con base en las derivaciones del modelo promedio de convertidores.

- La transformación de voltaje y corriente de pequeña señal de ca y cd entre los lados de entrada y salida ocurre de acuerdo con una relación de conversión.
- La variación del ciclo de trabajo debida a la señal de compuerta de control del interruptor introduce variaciones de voltaje y corriente de ca de pequeña señal.

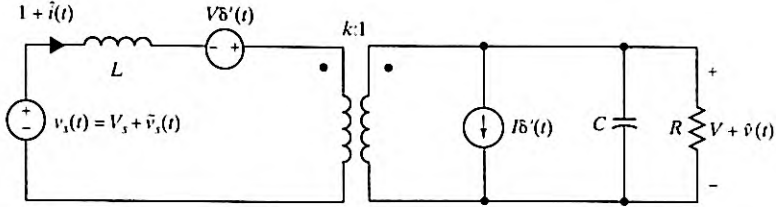


FIGURA 5.32

Modelo promediado del circuito de ca de pequeña señal y de cd del convertidor elevador.

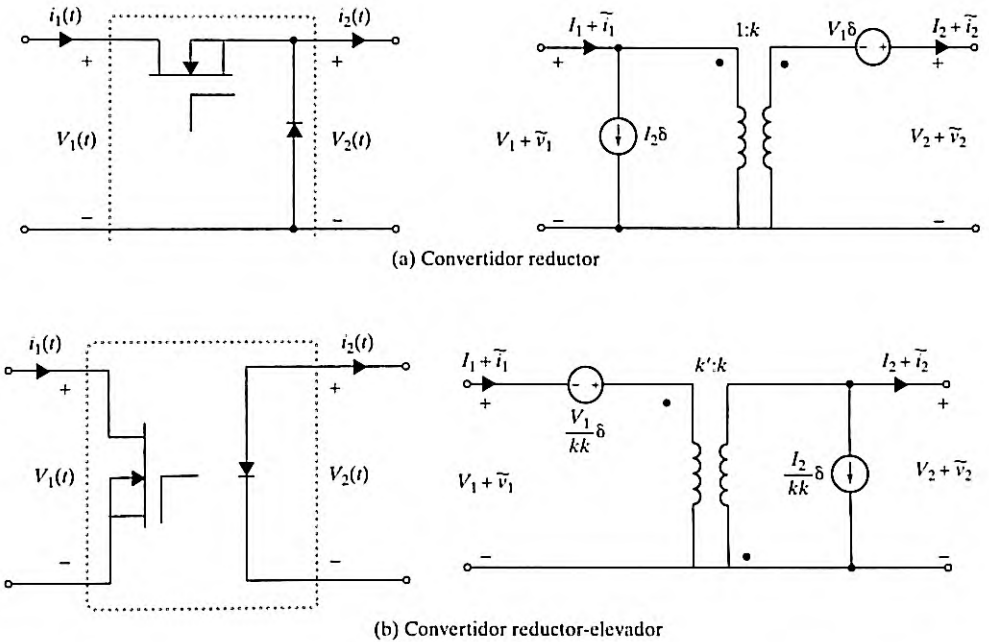


FIGURA 5.33

Modelo promediado del circuito de ca de señal pequeña y de cd de convertidores reductor y reductor-elevador.

- El interruptor del diodo permite el flujo de corriente mientras el interruptor del transistor suele estar apagado. Es decir, o el transistor o el diodo conduce al mismo tiempo.
- Si se conecta un interruptor a través de las terminales del puerto 1 o del puerto 2, se conecta una fuente de voltaje dependiente a través de las terminales. Por ejemplo, transistores en los convertidores elevador y reductor-elevador, y diodos en los convertidores reductor y reductor-elevador.
- Si se conecta un interruptor entre las terminales del puerto 1 y el puerto 2, una fuente de corriente dependiente se conecta a través de las terminales. Por ejemplo, el transistor en el convertidor reductor y los diodos en el convertidor reductor-elevador [35].

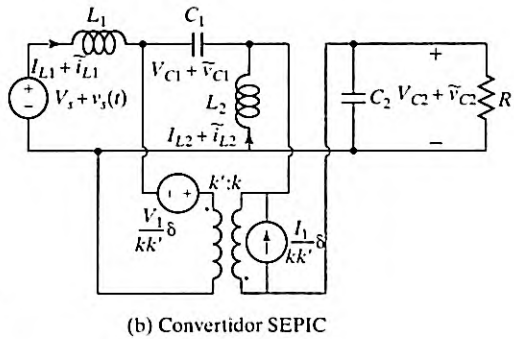
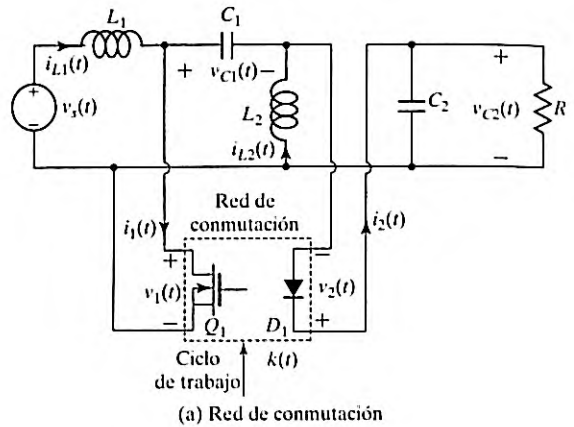


FIGURA 5.34  
Modelo promediado del circuito de ca de señal pequeña y de cd del SEPIC.

**Puntos clave de la sección 5.13**

- Un pequeño cambio en el ciclo de trabajo provoca un pequeño cambio en el voltaje de salida. Se necesita un modelo de señal pequeña de los convertidores para analizar y diseñar el circuito de retroalimentación. El voltaje de salida, la corriente de salida y la corriente de entrada de un convertidor varían con el tiempo. Sus formas de onda dependen del modo de operación. Un método promedio utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de señal pequeña de la red de conmutación. En consecuencia, las variables de conmutación y el modelo se vuelven invariables con el tiempo y el procedimiento se denomina modelo de conmutación promediado. El método de promediado de circuitos es sencillo y se puede utilizar para obtener el modelo de circuito de señal pequeña (también conocido como de ca) de un convertidor.

**5.14 ANÁLISIS DE ESPACIO DE ESTADOS DE REGULADORES**

Cualquier ecuación diferencial no lineal o lineal de  $n$ -ésimo orden en una variable dependiente del tiempo se puede escribir [26] como  $n$  ecuaciones diferenciales de primer orden en  $n$  variables dependientes del tiempo  $x_1$  a través de  $x_n$ . Consideremos, por ejemplo, la siguiente ecuación de tercer orden:

$$y''' + a_2y'' + a_1y' + a_0 = 0 \tag{5.139}$$

donde  $y'$  es la primera derivada de  $y$ ,  $y' = (d/dt)y$ . Sea  $y = x_1$ . Entonces la ecuación (5.139) se puede representar por tres ecuaciones

$$x_1' = x_2 \quad (5.140)$$

$$x_2'' = x_3 \quad (5.141)$$

$$x_3'' = -a_0x_1 - a_1x_2 - a_3x_3 \quad (5.142)$$

En cada caso se deben conocer las  $n$  condiciones iniciales antes de que se pueda determinar una solución exacta. Para cualquier sistema de  $n$ -ésimo orden, un conjunto de  $n$  variables independientes es necesario y suficiente para describir ese sistema por completo. Estas variables  $x_1, x_2, \dots, x_n$  se llaman *variables de estado* del sistema. Si las condiciones iniciales de un sistema lineal se conocen en el tiempo  $t_0$  entonces podemos determinar los estados de los sistemas en todos los tiempos  $t > t_0$  y para un conjunto dado de fuentes de entrada.

Todas las variables de estado son  $x$  con subíndice y todas las fuentes son  $u$  con subíndice. Consideremos el convertidor reductor básico de la figura 5.17a, el cual se redibujó en la figura 5.35a. La fuente  $V_s$  de cd se reemplaza con la fuente  $u_1$  más general.

**Modo 1.** El interruptor  $S_1$  está abierto y el interruptor  $S_2$  está cerrado. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.35b. Aplicando la ley del voltaje de Kirchoff (KVL), obtenemos

$$u_1 = Lx_1' + x_2$$

$$Cx_2' = x_1 - \frac{1}{R}x_2$$

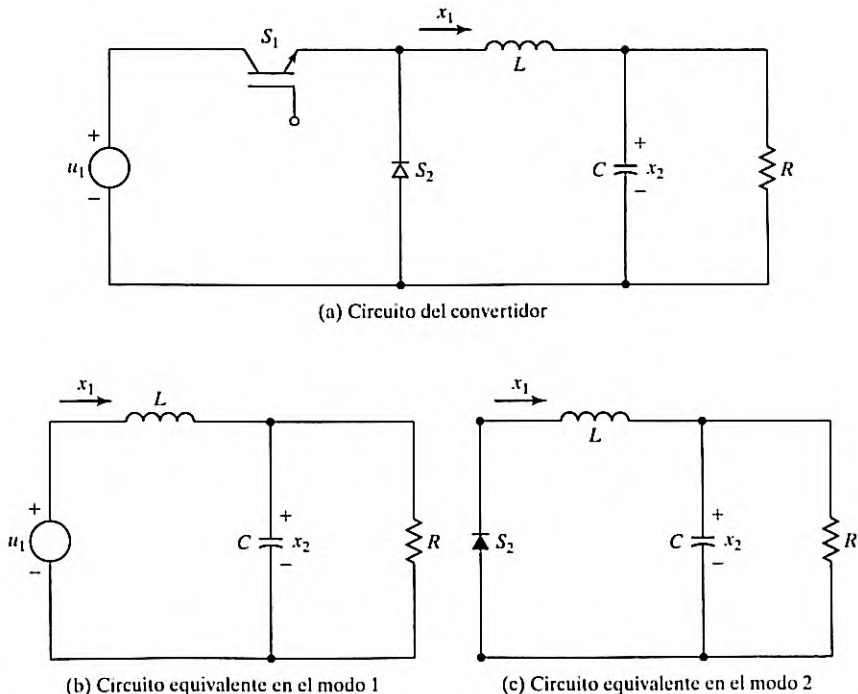


FIGURA 5.35

Convertidor reductor con variables de estado

que se pueden reordenar como sigue

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 + \frac{1}{L}u_1 \quad (5.143)$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \quad (5.144)$$

Estas ecuaciones se pueden escribir en el formato universal:

$$x' = A_1x + B_1u_1 \quad (5.142)$$

donde  $x = \text{vector de estado} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$

$$A_1 = \text{matriz de coeficientes de estado} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{pmatrix}$$

$u_1 = \text{vector de fuente}$

$$B_1 = \text{matriz de coeficientes de fuente} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

**Modo 2.** El interruptor  $S_1$  está cerrado y el interruptor  $S_2$  está abierto. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.35c. Aplicando la ley del voltaje de Kirchoff, tenemos

$$0 = Lx_1' + x_2$$

$$Cx_2' = x_1 - \frac{1}{R}x_2$$

que se pueden reordenar como sigue

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 \quad (5.146)$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \quad (5.147)$$

Estas ecuaciones se pueden escribir en el formato universal:

$$x' = A_2x + B_2u_1 \quad (5.148)$$

donde  $x = \text{vector de estado} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$

$$A_2 = \text{matriz de coeficientes de estado} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{pmatrix}$$

$u_1 = \text{vector de fuente} = 0$

$B_2 = \text{matriz de coeficientes de fuente} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$

En sistemas de retroalimentación el ciclo de trabajo es una función de  $x$  y también puede ser una función de  $u$ . Por consiguiente, la solución total se obtiene promediando el espacio de estados, es decir, sumando los términos de cada análisis en el modo lineal conmutado. Utilizando el formato universal obtenemos

$$A = A_1k + A_2(1 - k) \quad (5.149)$$

$$B = B_1k + B_2(1 - k) \quad (5.150)$$

Sustituyendo  $A_1, A_2, B_1$  y  $B_2$  podemos determinar

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (5.151)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{k}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.152)$$

que a su vez conduce a las siguientes ecuaciones de estado:

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 + \frac{k}{L}u_1 \quad (5.153)$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_1 \quad (5.154)$$

En la figura 5.36 se muestra un circuito continuo pero no lineal descrito por las ecuaciones (5.153) y (5.154). Es un circuito no lineal ya que por lo general  $k$  puede ser una función de  $x_1, x_2$  y  $u_1$ .

El promediado de espacio de estados es una técnica de aproximación que, para frecuencias de conmutación suficientemente altas, permite un análisis de frecuencia de señal en tiempo continuo aparte del análisis de frecuencia de conmutación. Aunque el sistema original es lineal en cualquier condición de conmutación dada, el sistema resultante (por ejemplo, el de la figura 5.36) no suele ser lineal. Por tanto, se tienen que emplear aproximaciones para obtener

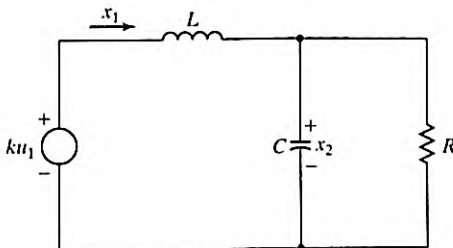


FIGURA 5.36

Circuito equivalente continuo del convertidor reductor con variables de estado.

el comportamiento de señal pequeña linealizado antes de que se puedan aplicar otras técnicas [27,28], como las transformadas de Laplace y gráficas de Bode.

**Puntos clave de la sección 5.14**

- El promediado de espacio de estados es una técnica aproximada que se puede aplicar para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor de conmutación que tiene diferentes modos de funcionamiento de conmutación. Aunque el sistema original es lineal para cualquier condición de conmutación dada, el sistema resultante por lo general es no lineal. En consecuencia, se tienen que emplear aproximaciones de señal pequeña para obtener el comportamiento de señal pequeña linealizado antes de que se puedan aplicar otras técnicas.

**5.15 CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA FILTRO DE ENTRADA Y CONVERTIDORES**

En la ecuación (5.14) observamos que el voltaje de salida contiene armónicos. Se puede conectar un filtro tipo *C*, *LC* o *L* a la salida para reducir los armónicos de salida [24,25]. Las técnicas para diseñar el filtro son similares a las de los ejemplos 3.13 y 3.14.

En la figura 5.37a se muestra un convertidor con una carga altamente inductiva. El rizo de la corriente de la carga es insignificante ( $\Delta I = 0$ ). Si la corriente promedio de la carga es  $I_a$ , su corriente pico es  $I_m = I_a + \Delta I = I_a$ . La corriente de entrada, la cual es de forma pulsante como se muestra en la figura 5.37b, contiene armónicos y se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_{ih}(t) = kI_a + \frac{I_a}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sen } 2n\pi k \cos 2n\pi ft + \frac{I_a}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \text{sen } 2n\pi ft \tag{5.155}$$

El componente fundamental ( $n = 1$ ) de la corriente armónica generada por el convertidor en el lado de entrada está dado por

$$i_{1h}(t) = \frac{I_a}{\pi} \text{sen } 2\pi k \cos 2\pi ft + \frac{I_a}{\pi} (1 - \cos 2\pi k) \text{sen } 2\pi ft \tag{5.156}$$

En la práctica, por lo común se conecta un filtro de entrada como el de la figura 5.28 para filtrar los armónicos generados por el convertidor de la línea de suministro. El circuito equivalente para las corrientes armónicas generadas por el convertidor se muestra en la figura 5.39, y el valor rms del *n*-ésimo componente armónico en el suministro se puede calcular con

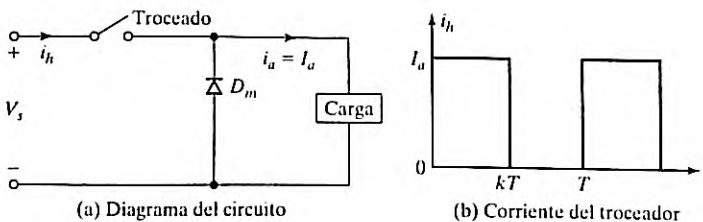


FIGURA 5.37

Forma de onda de la corriente de entrada del convertidor.

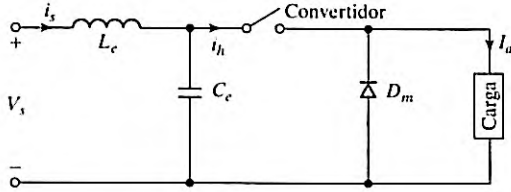


FIGURA 5.38  
Convertidor con filtro de entrada

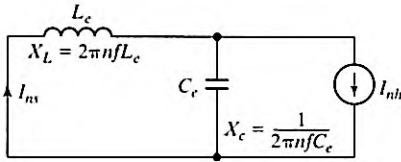


FIGURA 5.39  
Circuito equivalente para corrientes armónicas.

$$I_{ns} = \frac{1}{1 + (2n\pi f)^2 L_c C_c} I_{nh} = \frac{1}{1 + (nff_0)^2} I_{nh} \quad (5.157)$$

donde  $f$  es la frecuencia de troceado y  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_c C_c})$  es la frecuencia resonante del filtro. Si  $(ff_0) \gg 1$ , el cual suele ser el caso, la corriente del  $n$ -ésimo armónico en el suministro se hace

$$I_{ns} = I_{nh} \left( \frac{f_0}{nf} \right)^2 \quad (5.158)$$

Una alta frecuencia de troceado reduce los tamaños de los elementos del filtro de entrada, aunque las frecuencias de los armónicos generados por el convertidor en la línea de suministro también se incrementan; esto puede causar problemas de interferencia con señales de control y de comunicación.

Si la fuente tiene algunas inductancias,  $L_s$ , y el interruptor del convertidor como el de la figura 5.2a se abre, se puede almacenar una cantidad de energía en la inductancia de la fuente. Si se intenta abrir el interruptor del convertidor, los dispositivos semiconductores podrían dañarse debido a un voltaje inducido a consecuencia de esta energía almacenada. El filtro  $LC$  de entrada proporciona una fuente de baja impedancia para la acción del convertidor.

### Ejemplo 5.9 Cómo determinar la corriente armónica de entrada de un convertidor de cd

Un convertidor como el de la figura 5.37a abastece a una carga altamente inductiva. La corriente promedio de la carga es  $I_a = 100$  A y su corriente de rizo se puede considerar insignificante ( $\Delta I = 0$ ). Se utiliza un filtro sencillo  $LC$  de entrada con  $L_c = 0.3$  mH y  $C_c = 4500$   $\mu$ F. Si el convertidor funciona a una frecuencia de 350 Hz y un ciclo de trabajo de 0.5, determine el valor rms máximo del componente fundamental de la corriente armónica generada por el convertidor en la línea de suministro.

#### Solución

Con  $I_a = 100$  A,  $f = 350$  Hz,  $k = 0.50$ ,  $C_c = 4500$   $\mu$ F, y  $L_c = 0.3$  mH,  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_c L_c}) = 136.98$  Hz. La ecuación (5.156) se puede escribir como

$$I_{nh}(t) = A_1 \cos 2\pi ft + B_1 \sin 2\pi ft$$

donde  $A_1 = (I_a/\pi)$  sen  $2\pi k$  y  $B_1 = (I_a/\pi) (1 - \cos 2\pi k)$ . La magnitud pico de esta corriente se calcula con

$$I_{ph} = (A_1^2 + B_1^2)^{1/2} = \frac{\sqrt{2}I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k)^{1/2} \tag{5.159}$$

El valor rms de esta corriente es

$$I_{1h} = \frac{I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k)^{1/2} = 45.02 \text{ A}$$

y ésta alcanza su valor máximo en  $k = 0.5$ . El componente fundamental de la corriente armónica generada por el convertidor en la línea de suministro se calcula con la ecuación (5.157) y está dada por

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + (ff_0)^2} I_{1h} = \frac{45.02}{1 + (350/136.98)^2} = 5.98 \text{ A}$$

Si  $ff_0 \gg 1$ , la corriente armónica en el suministro es aproximadamente

$$I_{1s} = I_{1h} \left( \frac{f_0}{f} \right)^2$$

**Ejemplo 5.10**

En la figura 5.40 se muestra un convertidor reductor. El voltaje de entrada es  $V_s = 110 \text{ V}$ , el voltaje promedio de la carga es  $V_a = 60 \text{ V}$ , y la corriente promedio de la carga es  $I_a = 20 \text{ A}$ . La frecuencia de troceado es  $f = 20 \text{ kHz}$ . Los rizados pico a pico son 2.5% del voltaje de la carga, 5% de la corriente de la carga, y 10% de la corriente del filtro  $L_c$ . (a) Determine los valores de  $L_c$ ,  $L$ , y  $C_c$ . Use PSpice (b) para verificar los resultados graficando el voltaje  $v_c$  instantáneo del capacitor y la corriente instantánea  $i_L$  de la carga, y (c) para calcular los coeficientes de Fourier y la corriente de entrada  $i_s$ . Los parámetros del modelo SPICE del transistor son IS = 6.734f, BF = 416.4, BR = 0.7371, CJC = 3.638P, CJE = 4.493P, TR = 239.5N, TF = 301.2P, y los del diodo son IS = 2.2E - 15, BV = 1800 V, TT = 0.

**Solución**

$$\begin{aligned} V_s &= 110 \text{ V}, V_a = 60 \text{ V}, I_a = 20 \text{ A} \\ \Delta V_c &= 0.025 \times V_a = 0.025 \times 60 = 1.5 \text{ V} \\ R &= \frac{V_a}{I_a} = \frac{60}{20} = 3 \Omega \end{aligned}$$

Con la ecuación (5.56),

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{60}{110} = 0.5455$$

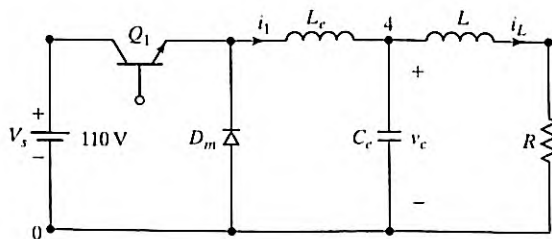


FIGURA 5.40 Convertidor reductor.

Con la ecuación (5.57),

$$\begin{aligned} I_s &= kI_a = 0.5455 \times 20 = 10.91 \text{ A} \\ \Delta I_L &= 0.05 \times I_a = 0.05 \times 20 = 1 \text{ A} \\ \Delta I &= 0.1 \times I_a = 0.1 \times 20 = 2 \text{ A} \end{aligned}$$

a. Con la ecuación (5.59) obtenemos el valor de  $L_c$ :

$$L_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} = \frac{60 \times (110 - 60)}{2 \times 20 \text{ kHz} \times 110} = 681.82 \mu\text{H}$$

Con la ecuación (5.61), obtenemos el valor de  $C_c$ :

$$C_c = \frac{\Delta I}{\Delta V_c \times 8f} = \frac{2}{1.5 \times 8 \times 20 \text{ kHz}} = 8.33 \mu\text{F}$$

Suponiendo una subida lineal de la corriente  $i_L$  de la carga durante el tiempo de  $t = 0$  a  $t_1 = kT$ , podemos escribir aproximadamente

$$L \frac{\Delta I_L}{t_1} = L \frac{\Delta I_L}{kT} = \Delta V_c$$

que da el valor aproximado de  $L$ :

$$\begin{aligned} L &= \frac{kT \Delta V_c}{\Delta I_L} = \frac{k \Delta V_c}{\Delta I_L f} \\ &= \frac{0.5454 \times 1.5}{1 \times 20 \text{ kHz}} = 40.91 \mu\text{H} \end{aligned} \quad (5.160)$$

b.  $k = 0.5455$ ,  $f = 20 \text{ kHz}$ ,  $T = 1/f = 50 \mu\text{s}$ , y  $t_{\text{on}} = k \times T = 27.28 \mu\text{s}$ . El trocador reductor para simulación con PSpice se muestra en la figura 5.41a. El voltaje de control  $V_g$  se muestra en la figura 5.41b. La lista del archivo del circuito es la siguiente:

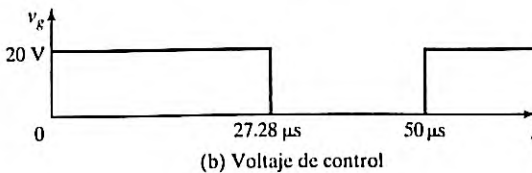
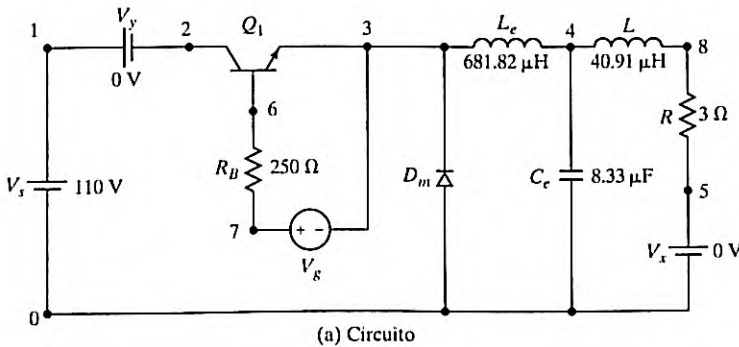


FIGURA 5.41

Trocador reductor para simulación con PSpice.

```

Ejemplo 5.10 Convertidor reductor
VS 1 0 DC 110V
VY 1 2 DC 0V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
Vg 7 3 PULSE (0V 20V 0 0.1NS 0.1NS 27.28US 50US)
RB 7 6 250 ; Resistencia de base del transistor
LE 3 4 681.82UH
CE 4 0 8.33UF IC=60V ; voltaje inicial
L 4 8 40.91UH
R 8 5 3
VX 5 0 DC 0V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de la carga
DM 0 3 DMOD ; Diodo de conducción libre
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0) ; Parámetros del modelo de diodo
Q1 2 6 3 QMOD ; Interruptor BJT
.MODEL QMOD NPN (IS=6.734F BF=416.4 BR=.7371 CJC=3.638P
+ CJE=4.493P TR=239.5N TF=301.2P) ; Parámetros del modelo de BJT
.TRAN 1US 1.6MS 1.5MS 1US UIC ; Análisis de transitorios
.PROBE ; Postprocesador gráfico
.options abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1 ITL5=50000 ; convergencia
.FOUR 20KHZ I(VY) ; Análisis de Fourier
.END
    
```

Las gráficas obtenidas con PSpice se muestran en la figura 5.42, donde  $I(VX)$  = corriente de la carga,  $I(L_c)$  = corriente  $L_c$  del inductor, y  $V(4)$  = voltaje del capacitor. Con el cursor PSpice que aparece en la figura 5.42 se obtiene  $V_a = V_c = 59.462V$ ,  $\Delta V_c = 1.782V$ ,  $\Delta I = 2.029A$ ,  $\Delta I_L = 0.3278A$ , e  $I_a = 19.8249A$ . Esto comprueba el diseño; sin embargo,  $\Delta I_L$  resulta mejor de lo que se esperaba.

c. Los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada son

---

COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA I (VY)

COMPONENTE DE CD = 1.079535E+01

ARMÓNICO NÚM.	FRECUENCIA (HZ)	COMPONENTE DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADO	PHASE (DEG)	FASE NORMALIZADA (DEG)
1	2.000E+04	1.251E+01	1.000E+00	-1.195E+01	0.000E+00
2	4.000E+04	1.769E+00	1.415E-01	7.969E+01	9.163E+01
3	6.000E+04	3.848E+00	3.076E-01	-3.131E+01	-1.937E+01
4	8.000E+04	1.686E+00	1.348E-01	5.500E+01	6.695E+01
5	1.000E+05	1.939E+00	1.551E-01	-5.187E+01	-3.992E+01
6	1.200E+05	1.577E+00	1.261E-01	3.347E+01	4.542E+01
7	1.400E+05	1.014E+00	8.107E-02	-7.328E+01	-6.133E+01
8	1.600E+05	1.435E+00	1.147E-01	1.271E+01	2.466E+01
9	1.800E+05	4.385E-01	3.506E-02	-9.751E+01	-8.556E+01

DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL = 4.401661E+01 POR CIENTO

---

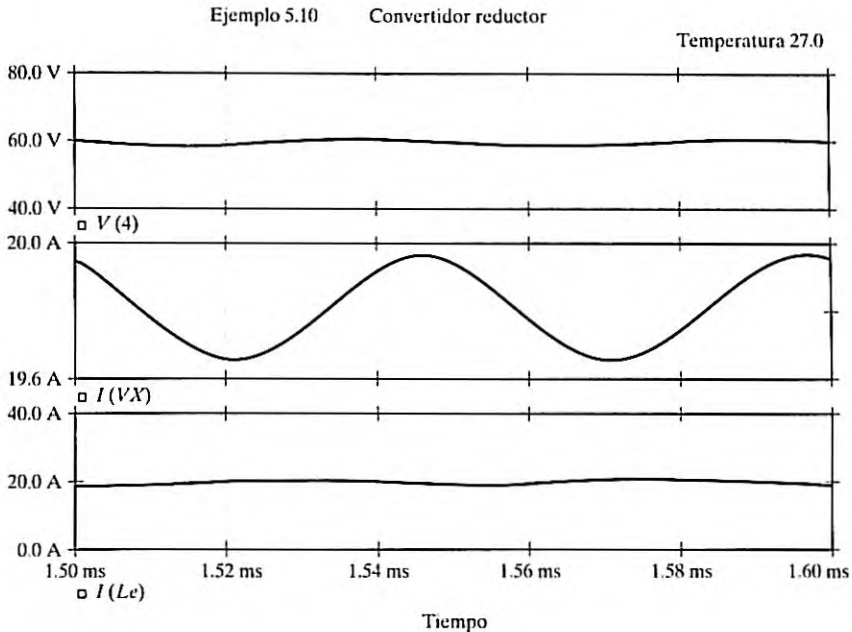


FIGURA 5.42

Gráficas obtenidas con PSpice para el ejemplo 5.10.

### Puntos clave de la sección 5.15

- El diseño de un circuito convertidor cd-cd requiere (1) determinar la topología del convertidor; (2) determinar el voltaje y corrientes de los dispositivos de conmutación; (3) determinar los valores y capacidades de los elementos pasivos como capacitores e inductores, y (4) elegir la estrategia de control y el algoritmo de control de compuerta para obtener la salida deseada.

## 5.16 CIRCUITO INTEGRADO EXCITADOR PARA CONVERTIDORES

Existen numerosos circuitos integrados excitadores de compuerta comercialmente disponibles para convertidores de potencia de control de compuerta, los cuales incluyen control de modulación por ancho de pulso (PWM) [41], control de corrección de factor de potencia (PFC) [40], control combinado de PWM y PFC, control de modo de corriente [42], puente excitador, servo excitador, excitadores de medio puente, excitador de motor de pasos, y excitador de compuerta de tiristor. Estos circuitos integrados se pueden utilizar en aplicaciones como convertidores reductores para cargadores de baterías, convertidor dual en directo para excitadores de motor de reluctancia conmutado, inversor de puente completo con control de modo de corriente, inversor trifásico para excitadores de motores sin escobillas y de inducción, puente convertidor equilibrado para fuentes de potencia, y control PWM sincrónico de fuentes de potencia de modo conmutado (SMPs). En la figura 5.43 se muestra el diagrama de bloques de un excitador MOS de compuerta VH flotante (MGD) de uso general [40].

Los canales lógicos de entrada se controlan con entradas compatibles con TTL/CMOS. Los umbrales de transición son diferentes de un dispositivo a otro. Algunos excitadores MOS de

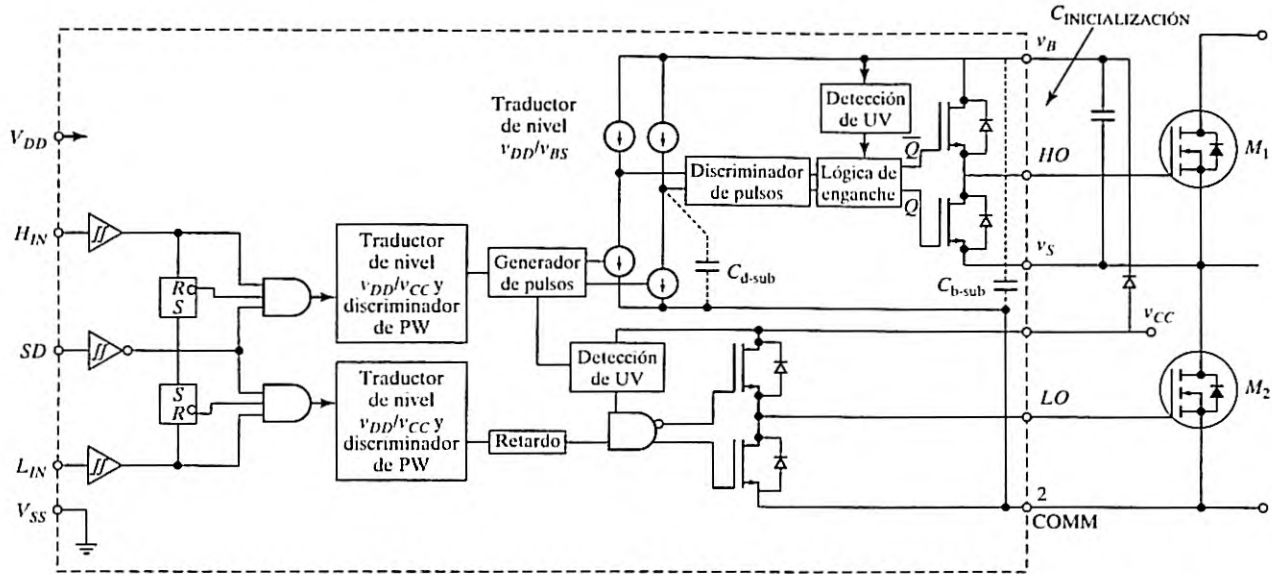


FIGURA 5.43

Diagrama de bloques de un excitador de compuerta MOS, Ref. 40. (Cortesía de International Rectifier, Inc.).

compuerta tienen el umbral de transición proporcional a la fuente lógica  $V_{DD}$  (3 a 20 V) y acopladores de disparo Schmitt con histéresis igual al 10% de  $V_{DD}$  para aceptar entradas con un largo tiempo de subida mientras que otros excitadores MOS de compuerta tienen una transición fija de 0 lógico a 1 lógico de entre 1.5 y 2 V. Algunos excitadores MOS de compuerta pueden excitar sólo un dispositivo en el lado de alta potencia, en tanto que otros pueden excitar un dispositivo en el lado de alta potencia y otro en el lado de baja potencia. Otros más pueden excitar un puente trifásico completo. Cualquier excitador del lado de alta potencia también puede excitar un dispositivo en el lado de baja potencia. Los excitadores MOS de compuerta con dos canales de excitación pueden tener comandos de entrada duales, y por consiguiente independientes, o un comando de entrada único con excitación complementaria y tiempo ocioso predeterminado.

La etapa de salida del lado de baja potencia se implementa ya sea con dos MOSFETs de canal  $N$  en configuración de poste de tótem o con una etapa de inversor CMOS de canal  $N$  y una de canal  $P$ . El seguidor de la fuente actúa como una fuente de corriente y como fuente común para disipar corriente. La fuente del excitador de baja se conecta de forma independiente a la terminal 2 de modo que se pueda hacer una conexión directa con la fuente del dispositivo de potencia para el regreso de la corriente de excitación de compuerta. Esto puede evitar que algún canal funcione en una situación de bloqueo de voltaje si  $V_{CC}$  tiene un valor menor que el especificado (típicamente 8.2 V).

El canal del lado de alta potencia se integra a una "tina de aislamiento" capaz de flotar con respecto a una tierra común (COM). La tina "flota" al potencial de  $V_s$ , el cual se ha establecido por el voltaje aplicado a  $V_{CC}$  (de 15 V) y oscila entre los dos canales o rieles. La carga de compuerta para el lado de alta potencia del MOSFET la proporciona el capacitor  $C_B$  de inicialización, el cual se carga con la fuente de  $V_{CC}$  a través del diodo de inicialización durante el tiempo en que el dispositivo está apagado. Dado que el capacitor se carga desde una fuente de bajo voltaje, la potencia consumida para excitar la compuerta es pequeña. Por consiguiente los transistores controlados por compuerta MOS exhiben una característica de entrada capacitiva, es decir, el suministro de carga a la compuerta, en vez de ser una corriente continua, puede encender el dispositivo.

En la figura 5.44 se muestra una aplicación típica de un controlador PWM en modo de corriente. Sus características incluyen una baja potencia de reserva, inicialización suave, detección de corriente pico, bloqueo por bajo voltaje de entrada, desconexión térmica y protección contra sobrevoltaje, así como una frecuencia de 100 kHz de alta conmutación.

## RESUMEN

Se puede utilizar un convertidor de cd como transformador de cd para elevar o reducir un voltaje fijo de cd. El convertidor también se puede utilizar para reguladores de voltaje en modo de conmutación y para transferir energía entre dos fuentes de cd. Sin embargo, se generan armónicos a la entrada y en el lado de la carga del convertidor, los cuales se pueden reducir con filtros de entrada y salida. Un convertidor puede funcionar a una frecuencia fija o variable. Un convertidor de frecuencia variable genera armónicos de frecuencias variables y el diseño de un filtro se dificulta; por lo común se utiliza un convertidor de frecuencia fija. Para reducir los tamaños de los filtros y la corriente de rizo de la carga, la frecuencia de troceado debe ser alta. Un método promedio utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de pequeña señal de la red de conmutación. Por consiguiente, las variables de conmutación y el modelo se vuelven invariables en el tiempo y el procedimiento se llama *modelo de conmutación promediado*. Se puede aplicar la técnica de promedio de espacio de estados para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor de conmutación, que tiene diferentes modos de operación de conmutación.

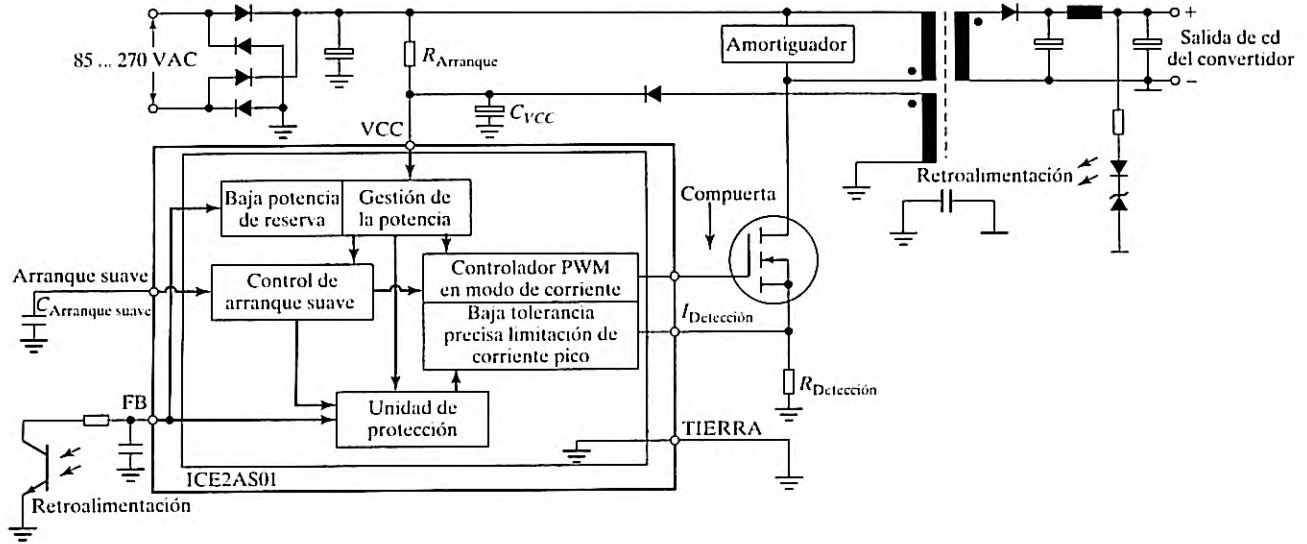


FIGURA 5.44

Aplicación típica de un circuito integrado de control de modelo de corriente para fuente de potencia en modo conmutado, Ref. 42. (Cortesía de Siemens Group, Alemania).

## REFERENCIAS

- [1] Bleijs, J.A.M., y J. A. Gow. (2001). "Fast maximum power point control of current-fed DC-DC converter for photovoltaic arrays". *Electronics Letters*. Vol. 37, núm. 1, enero. (5-6).
- [2] Forsyth, A.J., y S. V. Mollov. (1998). "Modeling and control of DC-DC converters". *Power Engineering Journal*. Vol. 12, núm. 5. (229-236).
- [3] Baranovski, A.L., A. Mogel, W. Schwarz, y O. Woywode. (2000). "Chaotic control of a DC-DC Converter". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Ginebra, Suiza. Vol. 2. (II-108-II-111).
- [4] Matsuo, H, F. Kurokawa, H. Etou, Y. Ishizuka, y C. Chen, Changfeng. (2000). "Design oriented analysis of the digitally controlled de-dc converter". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Galway, R.U. (401-407).
- [5] Rodríguez Marrero, J.L., R. Santos Bueno, y G. C. Verghese. (1999). "Analysis and control of chaotic DC-DC switching power converters". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Orlando, FL. Vol. 5. (V-287-V-292).
- [6] Ioannidis, G., A. Kandianis, y S. N. Manias. (1998). "Novel control design for the buck converter". *IEE Proceedings: Electric Power Applications*. Vol. 145, núm. 1, enero. (39-47).
- [7] Oruganti, R., y M. Palaniappan. (2000). «Inductor voltage control of buck-type single-phase ac-dc converter». *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, núm. 2. (411-417).
- [8] Thottuvelil, V.J., y G. C. Verghese. (1998). "Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 13, núm. 4. (635-644).
- [9] Berkovich, Y., y A. Ioinovici. (1999). "Dynamic model of PWM zero-voltage-transition DC-DC boost converter". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Orlando, FL. Vol. 5. (V-254-V-25).
- [10] Cúk, S., y R. D. Middlebrook. (1983). "Advances in switched mode power conversion". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE30, núm. 1. (10-29).
- [11] Kit Sum, K. (1984). *Switch Mode Power Conversion—Basic Theory and Design*. Nueva York. Marcel Dekker. Capítulo 1.
- [12] Ma, D., W. H. Ki, C. Y. Tsui, y P. K. T. Mok. (2001). "A 1.8-V single-inductor dual-output switching converter for power reduction techniques". *Symposium on VLSI Circuits*. (137-140).
- [13] Middlebrook, R.D., y S. Cúk. (1997). "A general unified approach to modeling dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*. (36-57).
- [14] Chung, H.S.H. (1999). "Design and analysis of a switched-capacitor-based step-up DC/ DC converter with continuous input current". *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. Vol. 46, núm. 6. (722-730).
- [15] Chung, H.S.H., S. Y. R. Hui, y S. C. Tang. (1999). "Development of low-profile DC/DC converter using switched-capacitor circuits and coreless PCB gate drive". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Charleston, SC. Vol. 1. (48-53).
- [16] Kazerani, M., P. D. Ziogas, y G. Ios. (1991), "A novel active current wave shaping technique for solid-state input power factor conditioners". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE38, núm. 1. (72-78).
- [17] Takahashi, B.I. (1990). "Power factor improvements of a diode rectifier circuit by dither signals". *Conference Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*. Seattle, WA. Octubre. (1279-1294).
- [18] Prasad, A.R., y P. D. Ziogas. (1991). "An active power factor correction technique for three phase diode rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6, núm. 1. (83-92).

- [19] Prasad, A.R., P. D. Ziogas, y S. Manias. (1991). "A passive current wave shaping method for three phase diode rectifiers". *Proc. IEEE APEC-91 Conference Record*. (319-330).
- [20] Dawande, M.S., y G. K. Dubey. (1996). "Programmable input power factor correction method for switch-mode rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 4. (585-591).
- [21] Dawande, M.S., V. R. Kanetkar, y G. K. Dubey. (1996). "Three-phase switch mode rectifier with hysteresis current control". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 3. (466-471).
- [22] Mehl, E.L.M., e I. Barbi. (1997). "An improved high-power factor and low-cost three-phase rectifier". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 33, núm. 2. (485-492).
- [23] Daniel, F., R. Chaffai, y K. Al-Haddad. (1996). "Three-phase diode rectifier with low harmonic distortion to feed capacitive loads". *IEEE APEC Conference Proc.* (932-938).
- [24] Florez-Lizarraga M., y A. F. Witulski. (1996). "Input filter design for multiple-module DC power systems". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 3. (472-479).
- [25] Alfayyoumi, M., A. H. Nayfeh, y D. Borojevic. (1999). "Input filter interactions in DC-DC switching regulators". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Charleston, SC. Vol. 2. (926-932).
- [26] Mitchell, D.M. (1998). *DC-DC Switching Regulator*. Nueva York. McGraw-Hill. Capítulos 2 y 4.
- [27] Lehman B., y R. M. Bass. (1996). "Extensions of averaging theory for power electronic systems". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 4. (542-553).
- [28] Bevrani, H., M. Abrishamchian, y N. Safari-shad. (1999). "Nonlinear and linear robust control of switching power converters". *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*. Vol. 1. (808-813).
- [29] Mufioz C.A., y I. Barbi. (1999). "A new high-power-factor three-phase ac-dc converter: analysis, design, and experimentation". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 14, núm. 1, enero. (90-97).
- [30] *IEC Publication 555: Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar equipment; Part 2: Harmonics.*
- [31] Jang Y., y M. M. Jovanovic. (2000). "A new input-voltage feed forward harmonic-injection technique with nonlinear gain control for single-switch, three-phase, DCM boost rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 28, núm. 1, marzo. (268-277).
- [32] Rashid, M.H. (1993). *SPICE for Power Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall. Capítulos 10 y 11.
- [33] Wood, P. (1981). *Switching Power Converters*. Nueva York. Van Nostrand Reinhold.
- [34] Sevems, R.P., y G. E. Bloom. (1983). *Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converter Circuits*. Nueva York. Van Nostrand Reinhold.
- [35] Erickson, R.W. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. 2ª. ed. Springer Publishing, Nueva York. Enero.
- [36] Allan, L., A. Merdassi, L. Gerbaud, y S. Bacha. (2009). "Automatic modelling of power electronic converter, average model construction and Modelica model generation". *Proceedings 7th Modelica Conference*, Como, Italia. 20-22 de septiembre.
- [37] Amran, Y., F. Hulielhel, y S. (Sam) Ben-Yaakov. (1991). "A unified SPICE compatible average model of PWM converters", *IEEE Transactions On Power Electronics*. Vol. 6, núm. 4.
- [38] Sanders, S.R., J. Mark Noworolski, Xiaojui Z. Liu, y George C. Verghese. (1990). "Generalized averaging method for power conversion circuits". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6, núm. 2. (521-259).
- [39] Gragger, J.V., A. Haumer, y M. Einhorn. (2010). "Averaged model of a buck converter for efficiency analysis". *Engineering Letters*. Vol. 18, núm. 1, enero.

[40] "HV floating MOS-gate driver ICs". (2001). Application Note AN978, International Rectifier, Inc. El Segundo, CA. Julio. [www.irf.com](http://www.irf.com).

[41] "Enhanced generation of PWM controllers". (2000). Unitrode Application Note U-128, Texas Instruments. Dallas, Texas.

[42] "Off-line SMPS current mode controller". (2001). Application Note ICE2AS01, Infineon Technologies. Munich, Alemania. Febrero. [www.infineon.com](http://www.infineon.com).

## PREGUNTAS DE REPASO

- 5.1 ¿Qué es un troceador de cd, o convertidor cd-cd?
- 5.2 ¿Cuál es el principio de funcionamiento de un convertidor reductor?
- 5.3 ¿Cuál es el principio de funcionamiento de un convertidor elevador?
- 5.4 ¿Qué es el control de modulación de ancho de pulso de un convertidor?
- 5.5 ¿Qué es el control de modulación de frecuencia de un convertidor?
- 5.6 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de convertidor de frecuencia variable?
- 5.7 ¿Cuál es el efecto de la inductancia de la carga en la corriente de rizo?
- 5.8 ¿Cuál es el efecto de la frecuencia de troceado en la corriente de rizo de la carga?
- 5.9 ¿Cuáles son las restricciones para la transferencia controlable de energía entre dos fuentes de voltaje de cd?
- 5.10 ¿Cuál es el algoritmo para generar el ciclo de trabajo de un convertidor?
- 5.11 ¿Cuál es el índice de modulación para un control de PWM?
- 5.12 ¿Qué es un convertidor de primero y segundo cuadrantes?
- 5.13 ¿Qué es un convertidor de tercero y cuarto cuadrantes?
- 5.14 ¿Qué es un convertidor de cuatro cuadrantes?
- 5.15 ¿Cuáles son los parámetros que limitan la frecuencia de un convertidor?
- 5.16 ¿Qué es un regulador de modo de conmutación?
- 5.17 ¿Cuáles son los cuatro tipos básicos de reguladores de modo de conmutación?
- 5.18 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor?
- 5.19 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador elevador?
- 5.20 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor-elevador?
- 5.21 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador Cúk?
- 5.22 ¿Con qué ciclo de trabajo se vuelve máxima la corriente de rizo de la carga?
- 5.23 ¿Cuáles son los efectos de la frecuencia de troceado en los tamaños de los filtros?
- 5.24 ¿Qué es el modo de operación discontinuo de un regulador?
- 5.25 ¿Qué es un convertidor elevador de múltiples salidas?
- 5.26 ¿Por qué el convertidor elevador de múltiples salidas se debe operar con control de multiplexión del tiempo?
- 5.27 ¿Por qué el convertidor elevador de múltiples salidas se debe operar en modo discontinuo?
- 5.28 ¿Cómo puede hacerse senoidal la corriente de entrada del convertidor alimentado por rectificador, y en fase con el voltaje de entrada?
- 5.29 ¿Qué es un modelo de conmutación promediado de un convertidor?
- 5.30 ¿Cuál es la técnica de promedio de espacio de estados?

## PROBLEMAS

- 5.1 El convertidor de la figura 5.2a tiene una carga resistiva  $R = 20 \Omega$  y voltaje de entrada  $V_s = 220 \text{ V}$ . Cuando el convertidor permanece encendido, su caída de voltaje es  $V_{ch} = 1.5 \text{ V}$  y la frecuencia de troceado es  $f = 10 \text{ kHz}$ . Si el ciclo de trabajo es de 80%, determine (a) el voltaje de salida promedio  $V_o$ ; (b) el voltaje rms de salida  $V_{or}$ ; (c) la eficiencia del convertidor; (d) la resistencia de entrada efectiva  $R_i$ ; y (e) el valor rms del componente fundamental de los armónicos en el voltaje de salida.

- 5.2 Un convertidor alimenta una carga  $RL$  como se muestra en la figura 5.4 con  $V_s = 220$  V,  $R = 5\ \Omega$ ,  $L = 15.5$  mH,  $f = 5$  kHz,  $R = 0.5$  y  $E = 20$  V. Calcule (a) la corriente instantánea mínima  $I_1$  de la carga; (b) la corriente instantánea pico  $I_2$  de la carga; (c) la corriente de rizo pico a pico máxima en la carga; (d) la corriente promedio  $I_a$  en la carga; (e) la corriente rms  $I_o$  en la carga; (f) la resistencia de entrada  $R_i$  efectiva, y (g) el valor rms de la corriente  $I_R$  del convertidor.
- 5.3 El convertidor de la figura 5.4 tiene una resistencia de carga  $R = 0.25\ \Omega$ , un voltaje de entrada  $V_s = 220$  V y un voltaje de batería  $E = 10$  V. La corriente promedio en la carga es  $I_a = 200$  A, y la frecuencia de troceado es  $f = 200$  Hz ( $T = 5$  ms). Use el voltaje de salida promedio para calcular el valor de la inductancia  $L$  de la carga, que limite la corriente de rizo máxima en la carga a 5% de  $I_a$ .
- 5.4 El convertidor cd de la figura 5.8a se utiliza para controlar el flujo de potencia de un voltaje de cd,  $V_s = 110$  V a un voltaje de batería,  $E = 220$  V. La potencia transferida a la batería es de 25 kW. La corriente de rizo del inductor es insignificante. Determine (a) el ciclo de trabajo; (b) la resistencia efectiva  $R_{eq}$  de la carga, y (c) La corriente de entrada promedio  $I_s$ .
- 5.5 Para el problema 5.4, grafique la corriente instantánea en el inductor y la corriente a través de la batería  $E$  si el inductor  $L$  tiene un valor finito de  $L = 6.5$  mH,  $f = 250$  Hz, y  $k = 0.5$ .
- 5.6 Un convertidor controla la carga  $RL$  como se aprecia en la figura 5.4. Si la resistencia de la carga es  $R = 0.2\ \Omega$ , la inductancia  $L = 20$  mH, el voltaje de suministro  $V_s = 600$ , el voltaje de la batería  $E = 140$  V, y la frecuencia de troceado  $f = 250$  Hz, determine la corriente mínima y máxima en la carga, la corriente de rizo pico a pico en la carga, y la corriente promedio en la carga con  $k = 0.1$  a 0.9 con un incremento de 0.1.
- 5.7 Determine la corriente de rizo pico a pico máxima del problema 5.6 con las ecuaciones (5.29) y (5.30), y compare los resultados.
- 5.8 El convertidor elevador de la figura 5.9a tiene  $R = 7.5\ \Omega$ ,  $L = 6.5$  mH,  $E = 5$  V y  $k = 0.5$ . Determine  $I_1$ ,  $I_2$  y  $\Delta L$ . Use SPICE para calcular estos valores y grafique la corriente de la carga, del diodo y del interruptor.
- 5.9 El regulador reductor de la figura 5.17a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 15$  V. El voltaje promedio de salida requerido es  $V_a = 6.5$  V con  $I_a = 0.5$  A y el voltaje de rizo de salida pico a pico es 10 mV. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. La corriente de rizo pico a pico del inductor está limitada a 0.25 A. Determine (a) el ciclo de trabajo  $k$ ; (b) la inductancia  $L$  del filtro; (c) el capacitor  $C$  del filtro, y (d) los valores críticos de  $L$  y  $C$ .
- 5.10 El regulador elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 6$  V. El voltaje promedio de salida es  $V_a = 12$  V, y la corriente promedio en la carga es  $I_a = 0.5$  A. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. Si  $L = 250\ \mu\text{H}$  y  $C = 440\ \mu\text{F}$ , determine (a) el ciclo de trabajo  $k$ ; (b) la corriente de rizo  $\Delta I$  del inductor; (c) la corriente pico  $I_2$  del inductor; (d) el voltaje de rizo  $\Delta V_C$  del capacitor del filtro, y (e) los valores críticos de  $L$  y  $C$ .
- 5.11 El regulador reductor-elevador de la figura 5.19a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 12$  V. El ciclo de trabajo es  $k = 0.6$ , y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. Para la inductancia es  $L = 250\ \mu\text{H}$  y para la capacitancia del filtro es  $C = 220\ \mu\text{F}$ . Para la corriente promedio en la carga es  $I_a = 1.2$  A. Determine (a) el voltaje de salida promedio  $V_a$ ; (b) el voltaje de rizo de salida pico a pico  $\Delta V_C$ ; (c) la corriente de rizo pico a pico  $\Delta I$ ; (d) la corriente pico del transistor  $I_p$ , y (e) Los valores críticos de  $L$  y  $C$ .
- 5.12 El regulador Cúk de la figura 5.20a tiene un voltaje de entrada  $V_s = 15$  V. El ciclo de trabajo es  $k = 0.45$  y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia del filtro es  $L_2 = 350\ \mu\text{H}$  y la capacitancia del filtro es  $C_2 = 220\ \mu\text{F}$ . La capacitancia de transferencia de energía es  $C_1 = 400\ \mu\text{F}$  y la inductancia es  $L_1 = 250\ \mu\text{H}$ . La corriente promedio en la carga es  $I_a = 1.2$  A. Determine (a) el voltaje promedio de salida  $V_a$ ; (b) la corriente promedio de entrada  $I_s$ ; (c) la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_1$ ,  $\Delta I_1$ ; (d) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_1$ ,  $\Delta V_{C1}$ ; (e) la corriente de rizo pico a pico del inductor  $L_2$ ,  $\Delta I_2$ ; (f) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor  $C_2$ ,  $\Delta V_{C2}$ , y (g) la corriente pico  $I_p$  del transistor.

- 5.13** En el problema 5.12 del regulador Cúk, determine los valores críticos de  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$  y  $C_2$ .
- 5.14** El convertidor reductor de la figura 5.40 tiene un voltaje de entrada de cd  $V_s = 110$  V, un voltaje de carga promedio  $V_u = 80$  V y una corriente de carga promedio  $I_u = 15$  A. La frecuencia de troceado es  $f = 10$  kHz. Los rizados pico a pico son 5% del voltaje de carga, 2.5% de la corriente de la carga y 10% de la corriente  $L_c$  del filtro. (a) Determine los valores de  $L_c$ ,  $L$  y  $C_c$ . Use PSpice (b) para verificar los resultados con una gráfica del voltaje instantáneo del capacitor  $v_C$  y la corriente instantánea de la carga  $i_L$ , y (c) para calcular los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada  $i_s$ , use los parámetros de modelo SPICE del ejemplo 5.10.
- 5.15** El convertidor elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada de cd  $V_s = 5$  V. La resistencia  $R$  de la carga es de  $120 \Omega$ . La inductancia es  $L = 150 \mu\text{H}$  y la capacitancia del filtro es  $C = 220 \mu\text{F}$ . La frecuencia de troceado es  $f = 20$  kHz y el ciclo de trabajo del convertidor es  $k = 60\%$ . Use PSpice (a) para graficar el voltaje de salida  $v_C$ , la corriente de entrada  $i_s$  y el voltaje del MOSFET,  $v_T$ , y (b) para calcular los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada  $i_s$ . Los parámetros del modelo SPICE del MOSFET son  $L = 2$  U,  $W = 0.3$ ,  $VTO = 2.831$ ,  $KP = 20.53\text{U}$ ,  $IS = 194\text{E} - 18$ ,  $CGSO = 9.027\text{N}$ ,  $CGDO = 1.679\text{N}$ .
- 5.16** Un convertidor cd-cd funciona con un ciclo de trabajo de  $k = 0.4$ . La resistencia de la carga es  $R = 120 \Omega$ , la resistencia del inductor es  $r_L = 1 \Omega$ , y la resistencia del capacitor del filtro es  $r_C = 0.2 \Omega$ . Determine la ganancia de voltaje para (a) el convertidor reductor; (b) el convertidor elevador, y (c) el convertidor reductor-elevador.
- 5.17** El ciclo de trabajo estable del convertidor reductor es  $k = 50\%$  y la potencia de salida es  $150$  W a un voltaje de salida promedio de  $V_u = 20$  V. Si el ciclo de trabajo se cambia en una pequeña cantidad de  $\delta = +5\%$ , use el método de señal pequeña de la figura 5.33a para determinar porcentaje de cambio en la corriente de entrada  $I_1$  y en el voltaje de salida  $V_2$ .
- 5.18** El ciclo de trabajo estable del convertidor elevador es  $k = 50\%$  y la potencia de salida es  $150$  W a un voltaje de salida promedio de  $V_u = 20$  V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de  $\delta = +5\%$ , use el método de señal pequeña de la figura 5.32 para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada  $V_1$  y en la corriente de salida  $I_2$ .
- 5.19** El ciclo de trabajo estable del convertidor reductor-elevador es  $k = 50\%$  y la potencia de salida es  $150$  W a un voltaje de salida promedio  $V_u = 20$  V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de  $\delta = +5\%$ , use el método de señal pequeña de la figura 5.33b para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada  $V_1$  y en la corriente de salida  $I_2$ .
- 5.20** El ciclo de trabajo estable del SEPIC es  $k = 40\%$  y la potencia de salida es  $150$  W a un voltaje de salida promedio de  $V_u = 20$  V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de  $\delta = +5\%$ , use el método de señal pequeña de la figura 5.34 para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada  $V_1$  y en la corriente de salida  $I_2$ .
- 5.21** Grafique la relación de  $I_{ph}/I_u$  de la ecuación (5.159) para  $k = 0$  a  $1$  con un incremento de  $0.1$ .
- 5.22** El convertidor de segundo cuadrante de la figura 5.12a tiene  $V_s = 10$  V,  $f = 2$  kHz,  $R = 2.5 \Omega$ ,  $L = 4.5$  mH,  $E = 5$  V, y  $k = 0.5$ . Determine  $I_1$ ,  $I_2$  y  $\Delta I$ .