621.381 532
R222e
ej 3

Electrónica de potencia

Circuitos, dispositivos y aplicaciones

Segunda edición

MUHAMMAD H. RASHID
Ph.D., Fellow IEE
Professor of Electrical Engineering
Purdue University at Fort Wayne

TRADUCCION:
ING. GABRIEL SANCHEZ GARCIA
Ingeniero Mecánico Electricista-UNAM

REVISION TECNICA:
ING. JOSE ANTONIO TORRES HERNANDEZ
Ingeniero en Electrónica
Universidad La Salle, A.C.

ESCUELA POLITECNICA
DEL EJERCITO
BIBLIOTECA CENTRAL
LATACUNGA
No. 1893 Fecha: 2001
Precio: Donación: V

PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, S.A.
MEXICO • NUEVA YORK • BOGOTA • LONDRES • SYDNEY
PARIS • MUNICH • TORONTO • NUEVA DELHI • TOKIO
SINGAPUR • RIO DE JANEIRO • ZURICH

621.381 S32
A222

EDICION EN ESPAÑOL

PRESIDENTE DE LA DIVISION LATINO AMERICANA DE SIMON & SCHUSTER	RAYMUNDO CRUZADO GONZALEZ
DIRECTOR GENERAL:	MOISES PEREZ ZAVALA
DIRECTOR DE EDICIONES:	ALBERTO SIERRA OCHOA
GERENTE DIVISION UNIVERSITARIA:	ENRIQUE IVAN GARCIA HERNANDEZ
GERENTE EDITORIAL:	JOSE TOMAS PEREZ BONILLA
EDITOR:	LUIS GERARDO CEDEÑO PLASCENCIA
GERENTE DE EDICIONES:	JULIAN ESCAMILLA LIQUIDANO
SUPERVISOR DE TRADUCCION:	JOAQUIN RAMOS SANTALLA
SUPERVISOR DE PRODUCCION:	ENRIQUE GARCIA CARMONA

EDICION EN INGLES:

Publisher: Alan Apt
Production Editor: Mona Pompili
Cover Designer: Wanda Lubelska Design
Copy Editor: Barbara Zeiders
Prepress Buyer: Linda Behrens
Manufacturing Buyer: Dave Dickey
Supplements Editor: Alice Dworkin
Editorial Assistant: Sherley McGuire

RASHID: ELECTRONICA DE POTENCIA, CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES 2/Ed.

Traducido del inglés de la obra: Power Electronics Circuits, Devices, and Applications
All Rights Reserved. Authorized translation from english language edition published by Prentice Hall Inc.

Todos los Derechos Reservados. Traducción autorizada de la edición en inglés publicada por Prentice Hall Inc.

All Rights Reserved. No part of this book may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying recording or by any information storage retrieval system, without permission in writing from the publisher.

Proihibida la reproducción total o parcial de esta obra, por cualquier medio o método sin autorización por escrito del editor.

Derechos reservados © 1995 respecto a la primera edición en español publicada por
PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, S.A.
Enrique Jacob 20, Col. El Conde
53500 Naucalpan de Juárez, Edo. de México.

ISBN 968-880-586-6

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial, Reg. Núm. 1524
Original English Language Edition Published by Prentice Hall Inc.
Copyright © 1993

All Rights Reserved
ISBN 0-13-678996-X

Impreso en México/Printed in Mexico

LITOGRAFICA INGRAMEX,S.A. DE C.V.
CENTENO No. 162-1
COL. GRANJAS ESMERALDA
MEXICO 09810, D.F.

1990 1997

Inv. # 1893-01 Donación 97/01/01 USD 1,00 (25.000)

A mis padres, mi esposa Fátima
y mis hijos,
Faeza, Farzana y Hasan

Prefacio

El libro *Electrónica de potencia* está concebido como libro de texto para el curso sobre "electrónica de potencia/convertidores estáticos de potencia" para estudiantes intermedios y avanzados en ingeniería eléctrica y electrónica. También se podrá utilizar como libro de texto para estudiantes graduados, y podrá considerarse como libro de referencia para ingenieros practicantes involucrados en el diseño y en las aplicaciones de la electrónica de potencia. Los prerrequisitos serían cursos sobre electrónica básica y circuitos eléctricos básicos. El contenido de *Electrónica de potencia* sobrepasa el alcance de un curso de un semestre. Para un curso elemental, los capítulos 1 al 11 deberán ser suficientes para dar una sólida base de la electrónica de potencia. Los capítulos 11 al 16 deberán dejarse para otros cursos, o bien incluirse en un curso de graduados.

El tiempo que se asigna normalmente a un curso sobre electrónica de potencia en una curricula típica de subgraduados es un semestre. La electrónica de potencia se ha desarrollado ya a tal punto que en un curso de un solo semestre resulta difícil cubrir completamente el tema. Los fundamentos de la electrónica de potencia están bien establecidos y no cambian con rapidez. Sin embargo, las características de los dispositivos mejoran en forma continua y aparecen otros nuevos. *Electrónica de potencia*, mediante el método de análisis empírico, cubre primero las técnicas de conversión y las características de los dispositivos y después sus aplicaciones. Hace énfasis en los principios fundamentales de la conversión de potencia. Esta edición de electrónica de potencia es una revisión completa de su primera edición, que (i) utiliza métodos de análisis empíricos, en vez de método deductivos, (ii) introduce lo más avanzado y de actualidad en técnicas de modulación, (iii) presenta un nuevo capítulo sobre "Inversores de pulso resonante" y cubre las técnicas correspondientes de avanzada, (iv) integra el software estándar de la industria, SPICE, y los ejemplos de diseño que se verifican mediante la simulación SPICE, (v) analiza convertidores con cargas *RL*, y (vi) ha corregido errores tipográficos y expandido secciones y/o párrafos a fin de añadir explicaciones. El libro está dividido en cinco partes:

1. Introducción—capítulo 1
2. Técnicas de conmutación del SCR y técnicas de conversión de potencia—capítulos 3, 5, 6, 7, 9, 10 y 11

3. Dispositivos—capítulos 2, 4 y 8
4. Aplicaciones—capítulos 12, 13, 14 y 15
5. Protecciones—capítulo 6

Los temas como los referentes a los circuitos trifásicos, circuitos magnéticos, funciones de conmutación de convertidores, análisis transitorios en cd y análisis de Fourier se incluyen en los apéndices.

La electrónica de potencia se ocupa de la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la potencia eléctrica. Las técnicas de conversión requieren de la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Los circuitos electrónicos de bajo nivel, que por lo común están formados por circuitos integrados y de componentes discretos, generan las señales de compuerta requeridas para los dispositivos de potencia. Tanto los circuitos integrados como los componentes discretos se han ido reemplazando por los microprocesadores.

Un dispositivo de potencia ideal no debería presentar limitaciones de conmutación, en términos del tiempo de activación, el tiempo de desactivación y las capacidades de manejo de corriente y de voltaje, o conectarse ni al desconectarse. La tecnología de los semiconductores de potencia está desarrollando rápidamente dispositivos de potencia de conmutación rápida, con límites crecientes de voltaje y de corriente. Dispositivos de conmutación de potencia como los TBJ de potencia, los MOSFET, SIT, IGBT, MCT, SITH, SCR, TRIAC, GTO y otros, están encontrando crecientes aplicaciones en una amplia gama de productos. Con dispositivos de conmutación más rápidos disponibles, las aplicaciones de los microprocesadores modernos en la síntesis de las estrategias de control de los dispositivos de potencia manejados por compuerta para cumplir con las especificaciones de conversión, han ampliado el ámbito de la electrónica de potencia. La revolución de la electrónica de potencia ha ganado un gran impulso, desde fines de los años ochenta y principios de los años noventa. En el curso de los siguientes 30 años, la electrónica de potencia conformará la forma y el estado de la electricidad en algún lugar entre su generación y todos sus usuarios. Las aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia aún están pendientes de ser exploradas por completo, pero en este libro hemos hecho toda suerte de esfuerzos para cubrir tantas aplicaciones como nos ha sido posible.

Muhammad H. Rashid
Fort Wayne, Indiana

Reconocimientos

Muchas personas han contribuido a esta edición y han hecho sugerencias basadas en sus experiencias como profesores o como estudiantes en el salón de clase. Me gustaría dar las gracias a las siguientes personas por sus comentarios y sugerencias:

Mazen Abdel-Salam—Universidad del Petróleo y los Minerales King Fahd Arabia Saudita
Ashoka K. S. Bhat—Universidad de Victoria, Canadá
Fred Brockhurst—Instituto de Tecnología Rose-Hulman
Joseph M. Crowley—Universidad de Illinois, Urbana-Champaign
Mehrad Ehsani—Universidad Texas A&M
Alexander E. Emanuel—Instituto Politécnico de Worcester
George Gela—Universidad Estatal de Ohio
Herman W. Hill—Universidad de Ohio
Wahid Hubbi—Instituto de Tecnología de New Jersey
Marrija Ilic-Spong—Universidad de Illinois, Urbana-Champaign
Shahidul I. Khan—Universidad de Concordia, Canadá
Peter Lauritzen—Universidad de Washington
Jack Lawler—Universidad de Tennessee
Arthur R. Miles—Universidad Estatal del Norte North Dakota
Mehdat M. Morcos—Universidad Estatal de Kansas
Hassan Moghbelli—Universidad Calumet de Purdue
H. Ramezani-Ferdowsi—Universidad de Mashhad, Irán

Ha sido muy placentero poder trabajar con el editor, Alan Apt, y con la editora de desarrollo, Sondra Chávez. Finalmente, me gustaría agradecer a mi familia por su cariño, paciencia y comprensión.

Contenido

CAPITULO 1 INTRODUCCION 1

1-1 Aplicaciones de la electrónica de potencia, 1
1-2 Historia de la electrónica de potencia, 2
1-3 Dispositivos semiconductores de potencia, 5
1-4 Características de control de los dispositivos de potencia, 10
1-5 Tipos de circuitos electrónicos de potencia, 12
1-6 Diseño de equipo de electrónica de potencia, 15
1-7 Efectos periféricos, 15
1-8 Módulos de potencia, 16
1-9 Módulos inteligentes, 17
1-10 Publicaciones periódicas y conferencias sobre electrónica de potencia, 17
Resumen, 18
Referencias, 18
Preguntas de repaso, 19

CAPITULO 2 DIODOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA 20

2-1 Introducción, 20
2-2 Características de diodos, 20
2-3 Características de la recuperación inversa, 23
2-4 Tipos de diodos de potencia, 25
2-4.1 Diodos de uso general, 25
2-4.2 Diodos de recuperación rápida, 25
2-4.3 Diodos Schottky, 26
2-5 Efectos del tiempo de recuperación directa e inversa, 27
2-6 Diodos conectados en serie, 29
2-7 Diodos conectados en paralelo, 31
2-8 Modelo SPice de diodo, 32
Resumen, 34
Referencias, 35
Preguntas de repaso, 35
Problemas, 35

CAPITULO 3 CIRCUITOS CON DIODOS Y CIRCUITOS RECTIFICADORES 37

3-1 Introducción, 37
3-2 Diodos con cargas *RC* y *RL*, 37
3-3 Diodos con cargas *LC* y *RLC*, 40
3-4 Diodos de marcha libre, 46
3-5 Recuperación de la energía atrapada con un diodo, 48
3-6 Rectificadores monofásicos de media onda, 51
3-7 Parámetros de rendimiento, 52
3-8 Rectificadores monofásicos de onda completa, 59
3-9 Rectificador monofásico de onda completa con carga *RL*, 63
3-10 Rectificadores multifase en estrella, 67
3-11 Rectificadores trifásicos en puente, 71
3-12 Rectificador trifásico con carga *RL*, 74
3-13 Diseño de circuitos rectificadores, 76
3-14 Voltaje de salida con filtro *LC*, 85
3-15 Efectos de las inductancias de la fuente y de la carga, 88
Resumen, 90
Referencias, 91
Preguntas de repaso, 91
Problemas, 91

CAPITULO 4 TIRISTORES 96

4-1 Introducción, 96
4-2 Características de los tiristores, 96

4-3 Modelo de tiristor de dos transistores, 98
4-4 Activación del tiristor, 100
4-5 Protección contra *di/dt*, 102
4-6 Protección contra *dv/dt*, 103
4-7 Desactivación del tiristor, 105
4-8 Tipos de tiristores, 106
4-8.1 Tiristores de control de fase, 107
4-8.2 Tiristores de conmutación rápida, 107
4-8.3 Tiristores de desactivado por compuerta, 108
4-8.4 Tiristores de triodo bidireccional, 109
4-8.5 Tiristores de conducción inversa, 110
4-8.6 Tiristores de inducción estática, 111
4-8.7 Rectificadores controlados de silicio fotoactivados por luz, 111
4-8.8 Tiristores controlados por FET, 112
4-8.9 Tiristor controlados por MOS, 112
4-9 Operación en serie de tiristores, 114
4-10 Operación en paralelo de tiristores, 117
4-11 Circuitos de disparo de tiristor, 118
4-12 Transistor monounión, 120
4-13 Transistor monounión programable, 123
4-14 Modelo SPice para el tiristor, 124
Resumen, 126
Referencias, 127
Preguntas de repaso, 128
Problemas, 128

CAPITULO 5 RECTIFICADORES CONTROLADOS 130

5-1 Introducción, 130
5-2 Principio de operación del convertidor controlado por fase, 131
5-3 Semiconvertidores monofásicos, 133
5-3.I Semiconvertidor monofásico con carga *RL*, 136
5-4 Convertidores monofásicos completos, 138
5-4.1 Convertidor monofásico completo con carga *RL*, 141
5-5 Convertidores monofásicos duales, 143
5-6 Convertidores monofásicos en serie, 145
5-7 Convertidores trifásicos de media onda, 150
5-8 Semiconvertidores trifásicos, 153
5-8.1 Semiconvertidores trifásicos con carga *RL*, 157
5-9 Convertidores trifásicos completos, 158
5-9.1 Convertidor trifásico completo con carga *RL*, 164
5-10 Convertidores trifásicos duales, 165

5-11 Mejoras al factor de potencia, 167
5-11.1 Control del ángulo de extinción, 167
5-11.2 Control del ángulo simétrico, 169
5-11.3 Control por modulación del ancho de pulso, 172
5-11.4 Modulación senoidal del ancho de pulso, 175
5-12 Diseño de circuitos convertidores, 176
5-13 Efectos de las inductancias de carga y de alimentación, 182
5-14 Circuitos de disparo, 184
Resumen, 184
Referencias, 186
Preguntas de repaso, 186
Problemas, 187

CAPITULO 6 CONTROLADORES DE VOLTAJE CA 190

6-1 Introducción, 190
6-2 Principio del control de abrir y cerrar, 191
6-3 Principio del control de fase, 193
6-4 Controladores bidireccionales monofásicos con cargas resistivas, 195
6-5 Controladores monofásico con cargas inductivas, 198
6-6 Controladores trifásicos de media onda, 201
6-7 Controladores trifásicos de onda completa, 206
6-8 Controladores trifásicos bidireccionales conectados en delta, 210
6-9 Cambiadores de derivaciones de un transformador monofásico, 214
6-10 Cicloconvertidores, 218
6-10.1 Cicloconvertidores monofásicos, 219
6-10.2 Cicloconvertidores trifásicos, 221
6-10.3 Reducción de armónicas de salida, 222
6-11 Controladores de voltaje de ca con control PWM, 225
6-12 Diseño de circuitos de controladores de voltaje ca, 226
6-13 Efectos de las inductancias en alimentación y en la carga, 233
Resumen, 234
Referencias, 234
Preguntas de repaso, 235
Problemas, 236

CAPITULO 7 TECNICAS DE CONMUTACION DE TIRISTORES 239

7-1 Introducción, 239
7-2 Conmutación natural, 240
7-3 Conmutación forzada, 240
7-3.1 Autoconmutación, 241
7-3.2 Conmutación por impulso, 243

7-3.3 Conmutación por pulso resonante, 246
7-3.4 Conmutación complementaria, 250
7-3.5 Conmutación por pulso externo, 251
7-3.6 Conmutación del lado de la carga, 252
7-3.7 Conmutación del lado de la línea, 252
7-4 Diseño de circuitos de conmutación, 254
7-5 Modelo SPice del tiristor de cd, 256
7-6 Capacitores de conmutación, 259
Resumen, 259
Referencias, 260
Preguntas de repaso, 260
Problemas, 260

CAPITULO 8 TRANSISTORES DE POTENCIA 262

8-1 Introducción, 262
8-2 Transistores de unión bipolar, 263
8-2.1 Características en régimen permanente, 263
8-2.2 Características de conmutación, 267
8-2.3 Límites de conmutación, 274
8-2.4 Control de la excitación de la base, 276
8-3 MOSFET de potencia, 280
8-3.1 Características en régimen permanente, 280
8-3.2 Características de conmutación, 284
8-3.3 Excitación de compuerta, 285
8-4 SIT, 286
8-5 IGBT, 287
8-6 Operación en serie y en paralelo, 289
8-7 Limitaciones por *di/dt* y *dv/dt*, 291
8-8 Aislamiento de las excitaciones de compuerta y de base, 294
8-8.1 Transformadores de pulso, 295
8-8.2 Acopladores ópticos, 295
8-9 Modelos SPice, 296
Resumen, 299
Referencias, 299
Preguntas de repaso, 300
Problemas, 301

CAPITULO 9 PULSADORES DE CD 303

9-1 Introducción, 303
9-2 Principio de la operación reductora, 303
9-3 Pulsador reductor con carga *RL*, 306

9-4 Principio de operación elevadora, 309
9-5 Parámetros de rendimiento, 312
9-6 Clasificación de pulsadores, 312
9-7 Reguladores en modo conmutado, 316
9-7.1 Reguladores reductores, 317
9-7.2 Reguladores elevadores, 320
9-7.3 Reguladores reductores-elevadores, 323
9-7.4 Reguladores Cúk, 326
9-7.5 Limitaciones de la conversión en un paso, 330
9-8 Circuitos pulsadores con tiristores, 331
9-8.1 Pulsadores conmutados por impulso, 331
9-8.2 Efectos de las inductancias de la alimentación y de la carga, 336
9-8.3 Pulsadores de tres tiristores conmutados por impulso, 337
9-8.4 Pulsadores de pulso resonante, 338
9-9 Diseño de un circuito pulsador, 342
9-10 Consideraciones magnéticas, 350
Resumen, 351
Referencias, 351
Preguntas de repaso, 352
Problemas, 353

CAPITULO 10 INVERSORES DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO 356

10-1 Introducción, 356
10-2 Principio de operación, 357
10-3 Parámetros de rendimiento, 359
10-4 Inversores monofásicos en puente, 360
10-5 Inversores trifásicos, 364
10-5.1 Conducción a 180°, 364
10-5.2 Conducción a 120°, 370
10-6 Control de voltaje de inversores monofásicos, 372
10-6.1 Modulación de un solo ancho de pulso, 372
10-6.2 Modulación varios anchos de pulso, 374
10-6.3 Modulación senoidal del ancho de pulso, 376
10-6.4 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso, 378
10-6.5 Control por desplazamiento de fase, 380
10-7 Control de voltaje en inversores trifásicos, 381
10-8 Técnicas avanzadas de modulación, 382
10-9 Reducción de armónicas, 387
10-10 Inversores con tiristor por conmutación forzada, 390
10-10.1 Inversores con conmutación auxiliar, 391
10-10.2 Inversores de conmutación complementaria, 393

10-11 Inversores de fuente de corriente, 400
10-12 Inversor de enlace de cd variable, 402
10-13 Diseño de circuitos inversores, 404
10-14 Consideraciones magnéticas, 410
Resumen, 410
Referencias, 410
Preguntas de repaso, 411
Problemas, 412

CAPITULO 11 CONVERTIDORES DE PULSO RESONANTE 414

11-1 Introducción, 414
11-2 Inversores resonantes en serie, 415
11-2.1 Inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales, 415
11-2.2 Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales, 422
11-2.3 Respuesta de frecuencia para cargas en serie, 428
11-2.4 Respuesta de frecuencia para carga en paralelo, 431
11-2.5 Respuesta de frecuencia para cargas en serie-paralelo, 433
11-3 Inversores resonantes en paralelo, 434
11-4 Inversor resonante de clase E, 439
11-5 Rectificador resonante de clase E, 443
11-6 Convertidores resonantes de conmutación a corriente cero, 446
11-6.1 Convertidor resonante ZCS de tipo L, 446
11-6.2 Convertidor resonante ZCS de tipo M, 451
11-7 Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero, 451
11-8 Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero en dos cuadrantes, 454
11-9 Inversores resonantes de enlace cd, 457
Resumen, 460
Referencias, 461
Preguntas de repaso, 462
Problemas, 462

CAPITULO 12 INTERRUPTORES ESTATICOS 464

12-1 Introducción, 464
12-2 Interruptores monofásicos de ca, 464
12-3 Interruptores trifásicos de ca, 467
12-4 Interruptores inversores trifásicos, 469
12-5 Interruptores de ca para transferencia de bus, 470
12-6 Interruptores de cd, 471
12-7 Relevadores de estado sólido, 472
12-8 Diseño de interruptores estáticos, 474
Resumen, 474

Referencias, 475
Preguntas de repaso, 475
Problemas, 475

CAPITULO 13 FUENTES DE PODER 477

13-1 Introducción, 477
13-2 Fuentes de poder de cd, 478
13-2.1 Fuentes de poder de cd en modo de conmutación, 478
13-2.2 Fuentes de poder de cd resonantes, 481
13-2.3 Fuentes de poder bidireccionales de ca, 481
13-3 Fuentes de poder de ca, 483
13-3.1 Fuentes de poder de ca en modo interrumpido, 485
13-3.2 Fuentes de poder de ca resonantes, 486
13-3.3 Fuentes de poder de ca bidireccionales, 486
13-4 Conversiones multietapas, 487
13-5 Acondicionamiento del factor de potencia, 487
13-6 Consideraciones magnéticas, 488
Resumen, 490
Referencias, 490
Preguntas de repaso, 491
Problemas, 491

CAPITULO 14 PROPULSORES DE CD 493

14-1 Introducción, 493
14-2 Características básicas de los motores de cd, 494
14-3 Modos de operación, 498
14-4 Propulsores monofásicos, 501
14-4.1 Propulsores de convertidor de media onda monofásico, 501
14-4.2 Propulsores de semiconvertidor monofásico, 503
14-4.3 Propulsores de convertidor completo monofásico, 504
14-4.4 Propulsores de convertidor dual monofásico, 505
14-5 Propulsores trifásicos, 508
14-5.1 Propulsores de convertidor trifásico de media onda, 509
14-5.2 Propulsores de semiconvertidor trifásico, 509
14-5.3 Propulsores de convertidor trifásico completo, 509
14-5.4 Propulsores de convertidor trifásico dual, 510
14-6 Propulsores de pulsador, 513
14-6.1 Principio de control de potencia, 514
14-6.2 Principio de control de freno regenerativo, 515
14-6.3 Principio de control de freno reostático, 518
14-5.4 Principio de control combinado de freno regenerativo y reostático, 519

14-6.5 Propulsores pulsadores de dos y uatro cuadrantes, 520
14-6.6 Pulsadores multifase, 522
14-7 Control en lazo cerrado de los propulsores de cd, 524
14-7.1 Función de transferencia en lazo abierto, 524
14-7.2 Función de transferencia en lazo cerrado, 528
14-7.3 Control en lazo por seguimiento de fase, 533
14-7.4 Control por microcomputadora de propulsores de cd, 534
Resumen, 535
References, 536
Preguntas de repaso, 536
Problemas, 537

CAPITULO 15 PROPULSORES DE CA 541

15-1 Introducción, 541
15-2 Propulsores de motores de inducción, 542
15-2.1 Características de rendimiento, 543
15-2.2 Control del voltaje del estator, 549
15-2.3 Control del voltaje del rotor, 552
15-2.4 Control por frecuencia, 559
15-2.5 Control de voltaje y de frecuencia, 561
15-2.6 Control de corriente, 563
15-2.7 Control de voltaje, corriente, y frecuencia, 566
15-2.8 Control en lazo cerrado de motores de inducción, 568
15-3 Propulsores de motores síncronos, 573
15-3.1 Motores de rotor cilíndrico, 575
15-3.2 Motores de polos salientes, 578
15-3.3 Motores de reluctancia, 579
15-3.4 Motores de imán permanente, 580
15-3.5 Motores de reluctancia conmutada, 581
15-3.6 Control en lazo cerrado de motores síncronos, 582
15-3.7 Propulsores de motor de cd y ca sin escobillas, 582
Resumen, 586
Referencias, 587
Preguntas de repaso, 588
Problemas, 588

CAPITULO 16 PROTECCION DE DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS 591

16-1 Introducción, 591
16-2 Enfriamiento y disipadores de calor, 591
16-3 Circuitos de apoyo, 597
16-4 Transitorios de recuperación inversa, 597

16-5 Transitorios del lado de alimentación y del lado de carga, 603
16-6 Protección de voltaje mediante diodos de selenio y varistores de óxido metálico, 606
16-7 Protecciones de corriente, 607
16-7.1 Cómo utilizar los fusibles, 608
16-7.2 Corriente de falla con fuente de ca, 615
16-7.3 Corriente de falla con fuente de cd, 617
Resumen, 620
Referencias, 620
Preguntas de repaso, 620
Problemas, 621

APENDICE A CIRCUITOS TRIFASICOS 624

APENDICE B CIRCUITOS MAGNETICOS 628

APENDICE C FUNCIONES DE CONMUTACION DE LOS CONVERTIDORES 633

APENDICE D ANALISIS DE TRANSITORIOS EN CD 639

APENDICE E ANALISIS DE FOURIER 643

APENDICE F LISTADO DE PROGRAMAS DE COMPUTO EN IBM-PC BASICA 646

APENDICE G HOJAS DE DATOS 656

BIBLIOGRAFIA 695

INDICE 697

1

Introducción

1-1 APLICACIONES DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Durante muchos años ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos; esto ha llevado a un temprano desarrollo del sistema Ward-Leonard con el objeto de obtener un voltaje de corriente directa variable para el control de los motores e impulsores. La electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de los motores eléctricos.

La electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática y rotativa o giratoria, para la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para 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 la conversión de la energía eléctrica. En la figura 1-1 se muestra la interrelación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

La electrónica de potencia se basa, en primer término, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades del manejo de la energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores-microcomputadoras tiene un gran impacto sobre el control y la síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia. El equipo de electrónica de potencia moderno utiliza (1) semiconductores de potencia, que pueden compararse con el músculo, y (2) microelectrónica, que tiene el poder y la inteligencia del cerebro.

La electrónica de potencia ha alcanzado ya un lugar importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una gran diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, controles de iluminación, controles de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de alto voltaje (HVDC por sus siglas en inglés).

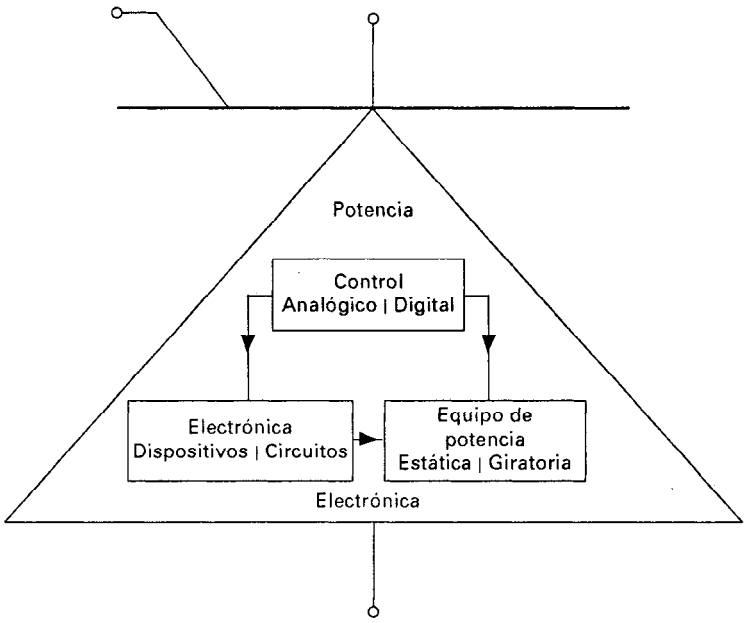


Figura 1-1 Relación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

Resulta difícil trazar los límites de las aplicaciones de la electrónica de potencia; en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de los dispositivos de potencia y los microprocesadores, el límite superior está aún indefinido. En la tabla 1.1 se muestran algunas de las aplicaciones de la electrónica de potencia.

1-2 HISTORIA DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

La historia de la electrónica de potencia empezó en el año 1900, con la introducción del rectificador de arco de mercurio. Luego aparecieron, gradualmente, el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo al alto vacío de rejilla controlada, el ignitrón, el fanotrón y el tiratrón. Estos dispositivos se aplicaron al control de la energía hasta la década de 1950.

La primera revolución electrónica inicia en 1948 con la invención del transistor de silicio en los Bell Telephone Laboratories por los señores Bardeen, Brattain y Schockley. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas actuales tienen su origen en esta invención. A través de los años, la microelectrónica moderna ha evolucionado a partir de los semiconductores de silicio. El siguiente gran parteaguas, en 1956, también provino de los Bell Telephone Laboratories: la invención del transistor de disparo *PNPN*, que se definió como un tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR por sus siglas en inglés).

La segunda revolución electrónica empezó en 1958 con el desarrollo del tiristor comercial por General Electric Company. Ese fue el principio de una nueva era en la electrónica de potencia. Desde entonces, se han introducido muy diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión. La revolución de la microelectrónica nos dio la capacidad de

TABLA 1.1 ALGUNAS APLICACIONES DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Abre puertas eléctricos	Fuentes de alimentación para radar/sonar
Acondicionamiento del aire	Transito masivo
Alarmas	Minería
Alarmas contra robo	Control de hornos
Amplificadores de audio	Controles de motor
Arrancadores para turbinas de gas	Circuitos de televisión
Atenuadores	Fuentes de alimentación
Atenuadores luminosos	Compensación de voltamperios reactivos
Calderas	Perforación de pozos petroleros
Calefacción por inducción	Generadores ultrasónicos
Cargador de batería	Propulsores motores
Centelladores luminosos	Máquinas dispensadoras automáticas
Charolas para calentar alimentos	Interruptores estáticos
Cobijas eléctricas	Bombas y compresores
Computadoras	Fonógrafos
Conductores	Fotocopias
Controles de calor	Controles de señales de tránsito
Controles lineales de motor de inducción	Transmisores de muy baja frecuencia
Corriente directa de alto voltaje (HVDC)	Deflectores de televisión
Crisoles	Trenes de laminación
Electrodepósito electromecánico	Sistemas de seguridad
Electrodomésticos	Trenes miniatura
Electroimanes	Amplificadores de radio frecuencia
Elevadores	Fuentes de alimentación de energía solar
Estibadores	Relevadores estáticos
Excitadores de generador	Controles de temperatura
Exhibidores	Prensas de impresión
Fuentes de alimentación para aeronaves	Balastras para lámpara de arco de mercurio
Fuentes de alimentación para laser	Fuentes de alimentación no interrumpibles
Grabaciones magnéticas	Soldadura
Grúas y tornos	Material fotográfico
Herramientas eléctricas	Lavadoras
Herramientas manuales de potencia	Juguetes
Hornos de cemento	Producción de papel
Ignición electrónica	Sistemas servo
Iluminación de alta frecuencia	Trenes
Juegos	Arranque de máquinas síncronas
Licuadoras	Proyectores de cine
Locomotoras	Reguladores de voltaje
Mezcladores de alimento	Fuentes de poder para aplicaciones espaciales
Molinos	Temporizadores
Precipitadores electrostáticos	Máquinas de coser
Procesos químicos	Aceleradores de partículas
Publicidad	Magnetos o electroimanes
Puertas de cochera automáticas	Fibras sintéticas
Pulsador	Relevadores de estado sólido
Relevadores de enganche	Aspiradoras de vacío
Secadoras de ropa	Transportadores de personas
Secadoras eléctricos	Unidad superficial de rango
Sopladores	Barra de control de reactor nuclear
Vehículos eléctricos	Reguladores
Ventiladores	Contactores de estado sólido
Ventiladores eléctricos	Refrigeradores

Fuente: Ref. 5

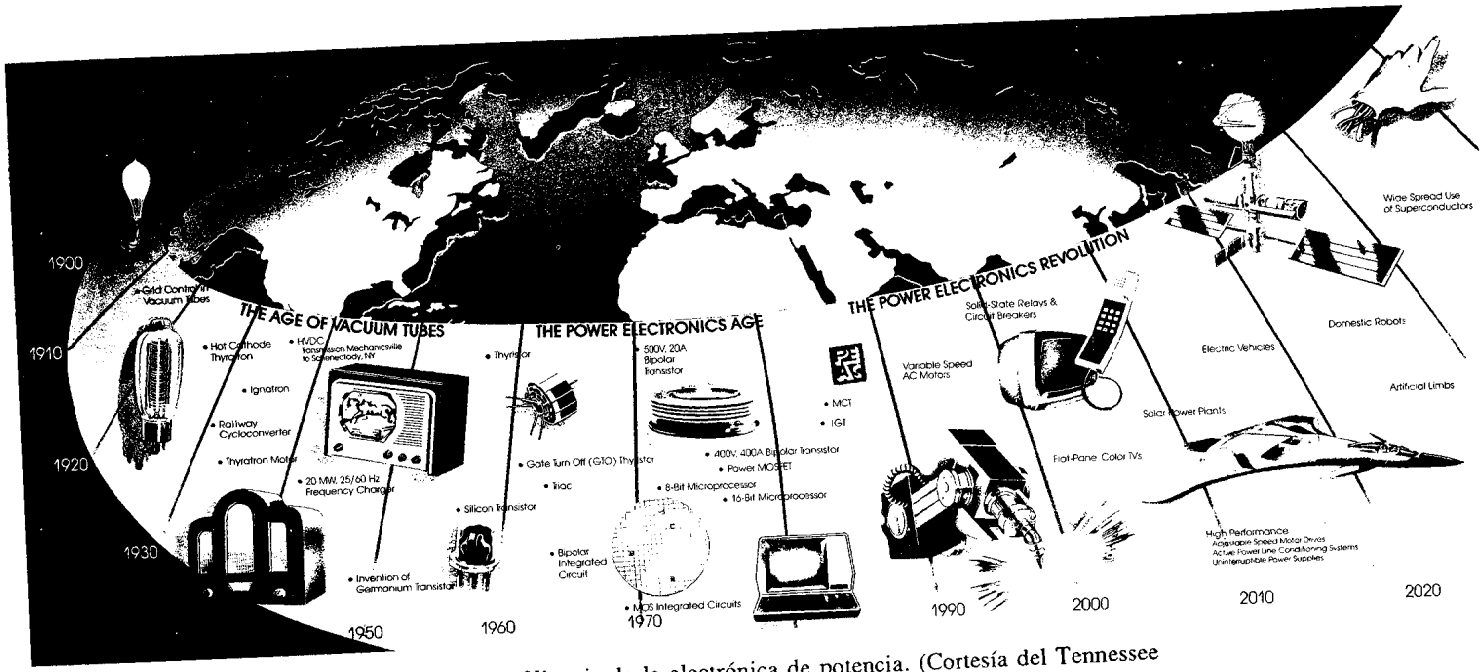


Figura 1-2 Historia de la electrónica de potencia. (Cortesía del Tennessee Center for Research and Development.)

procesar una gran cantidad de información a una velocidad increíble. La revolución de la electrónica de potencia nos está dando la capacidad de dar forma y controlar grandes cantidades de energía con una eficiencia cada vez mayor. Debido a la fusión de la electrónica de potencia, que es el músculo, con la microelectrónica, que es el cerebro, se han descubierto muchas aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia, y se descubrirán más. Dentro de los siguientes 30 años, la electrónica de potencia formará y condicionará la electricidad, en alguna parte de la línea de transmisión, entre el punto de generación y todos los usuarios. La revolución de la electrónica de potencia ha ganado inercia, desde el fin de los años 80 y principios de los 90. En la figura 1.2 se muestra la historia cronológica de la electrónica de potencia.

1-3 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Desde que se desarrolló el primer tiristor de rectificador controlado de silicio (SCR), a fines de 1957, ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970, los tiristores convencionales se habían utilizado en forma exclusiva para el control de la energía en aplicaciones industriales. A partir de 1970, se desarrollaron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que quedaron disponibles en forma comercial. Éstos se pueden dividir en cinco tipos principales: (1) diodos de potencia, (2) tiristores, (3) transistores bipolares de juntura de potencia (BJT), (4) MOSFET de potencia, y (5) transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistores de inducción estáticos (SIT). Los tiristores se pueden subdividir en ocho tipos: (a) tiristor de conmutación forzada, (b) tiristor conmutado por línea, (c) tiristor desactivado por compuerta (GTO), (d) tiristor de conducción inversa (RCT), (e) tiristor de inducción estático (SITH), (f) tiristor desactivado con asistencia de compuerta (GATT), (g) rectificador controlado de silicio fotoactivado (LASCR), y (h) tiristores controlados por MOS (MCT). Los transistores de inducción estáticos también están disponibles en forma comercial.

Los diodos de potencia son de tres tipos: de uso general, de alta velocidad (o de recuperación rápida) y Schottky. Los diodos de uso general están disponibles hasta 3000 V, 3500 A, y la especificación de los diodos de recuperación rápida puede llegar hasta 3000 V, 1000 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1 y 5 μs. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para la interrupción de los convertidores de potencia a altas frecuencias. Un diodo tiene dos terminales: un cátodo y un ánodo. Los diodos Schottky tienen un voltaje bajo de estado activo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente en nanosegundos. La corriente de fuga aumenta con el voltaje y sus especificaciones se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando el voltaje de su ánodo es más alto que el de su cátodo; siendo la caída de voltaje directa de un diodo de potencia muy baja, típicamente 0.5 y 1.2 V. Si el voltaje de cátodo es más alto que el voltaje de ánodo, se dice que el diodo está en *modo de bloqueo*. En la figura 1-3 aparecen varias configuraciones de diodos de uso general, mismos que se agrupan básicamente en dos tipos. Uno se conoce como de *perno* o *montado en perno* y el otro como de *disco empacado a presión* o de *disco de hockey*. En el de perno, tanto el ánodo como el cátodo podrían ser el perno.

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo, y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través de la terminal de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre y cuando la terminal del ánodo esté a un potencial más alto que el cátodo. Una vez que el tiristor está en un modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene ningún control y el tiristor continúa conduciendo. Cuando un tiristor está en un modo de conducción, la caída de potencial en directa es

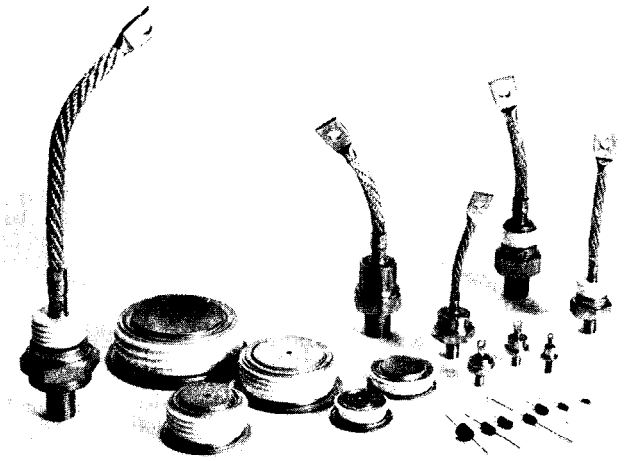


Figura 1-3 Varias configuraciones de diodos de uso general. (Cortesía de Powerex, Inc.)

muy pequeña, típicamente 0.5 a 2 V. Un tiristor que conduce se puede desactivar haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial del cátodo. Los tiristores conmutados en línea se desactivan en razón de la naturaleza senoidal del voltaje de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan mediante un circuito adicional conocido como *circuitería de conmutación*. En la figura 1-4 se muestran varias configuraciones de tiristores de control de fase (o de conmutación de línea): tipo perno, tipo disco de hockey, tipo plano, y tipo de aguja.

Los tiristores naturales o conmutados en línea están disponibles con especificaciones de hasta 6000 V, 3500 A. El *tiempo de desactivación* de los tiristores de bloqueo inverso de alta velocidad ha mejorado en forma sustancial y es posible obtener de 10 a 20 μs con un tiristor de 1200-V, 2000-A. El *tiempo de desactivación* se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente principal se reduce a cero después de la interrupción externa del circuito de voltaje principal, y el instante en que el tiristor es capaz de aceptar un voltaje principal especificado, sin activarse [2]. Los RCT y los GATT se utilizan en gran medida para la interrupción de alta velocidad, en especial en aplicaciones de tracción. Un RCT se puede considerar como un ti-

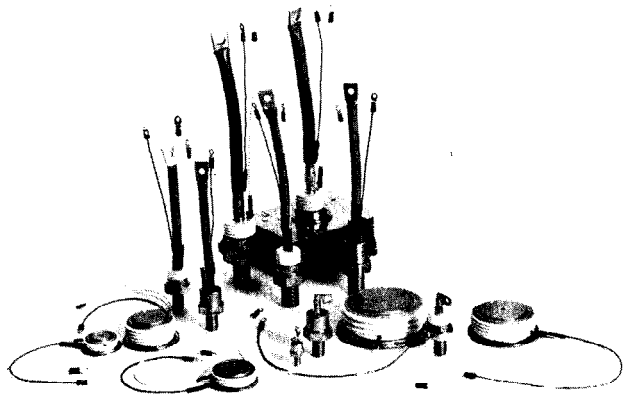


Figura 1-4 Varias configuraciones de tiristor. (Cortesía de Powerex, Inc.)

ristor que incluye un diodo inverso en paralelo. Los RCT están disponibles hasta 2500 V, 1000 A (y 400 A de conducción inversa) con un tiempo de interrupción de 40 μs. Los GATT están disponibles hasta 1200 V, 400 A con una velocidad de interrupción de 8 μs. Los LASCR, que se fabrican hasta 6000 V, 1500 A, con una velocidad de interrupción de 200 a 400 μs, son adecuados para sistemas de energía de alto voltaje, especialmente en HVDC. Para aplicaciones de corriente alterna de baja potencia los TRIAC, se utilizan ampliamente en todo tipo de controles sencillos de calor, de iluminación, de motor, así como interruptores de corriente alterna. Las características de los TRIAC son similares a dos tiristores conectados en inverso paralelo con una sola terminal de compuerta. El flujo de corriente a través de un TRIAC se puede controlar en cualquier dirección.

Los GTO y los SITH son tiristores auto desactivados. Los GTO y los SITH se activan mediante la aplicación de un pulso breve positivo a las compuertas, y se desactivan mediante la aplicación de un pulso corto negativo a las mismas. No requieren de ningún circuito de conmutación. Los GTO resultan muy atractivos para la conmutación forzada de convertidores y están disponibles hasta 4000 V, 3000 A. Los SITH, cuyas especificaciones pueden llegar tan alto como 1200 V, 300 A, se espera que puedan ser aplicados a convertidores de mediana potencia con una frecuencia de varios cientos de kilohertz y más allá del rango de frecuencia de los GTO. En la figura 1-5 se muestran varias configuraciones de GTO. Un MCT se puede "activar" mediante un pequeño pulso de voltaje negativo sobre la compuerta MOS (respecto a su ánodo), y desactivar mediante un pulso pequeño de voltaje positivo. Es similar a un GTO, excepto en que la ganancia de desactivación es muy alta. Los MCT están disponibles hasta 1000 V, 100 A.

Los transistores bipolares de alta potencia son comunes en los convertidores de energía a frecuencias menores que 10 kHz y su aplicación es eficaz en las especificaciones de potencia de hasta 1200 V, 400 A. Las diferentes configuraciones de los transistores bipolares de potencia aparecen en la figura 8-2. Un transistor bipolar tiene tres terminales: base, emisor y colector. Por lo general, se opera en forma de interruptor en la configuración de emisor común. Mientras que la base de un transistor *NPN* esté a un potencial más alto que el emisor, y la corriente de base sea lo suficientemente grande como para excitar al transistor en la región de saturación, el transistor se conservará activado, siempre que la unión del colector al emisor esté correctamente polarizada. La caída directa de un transistor en conducción está en el rango de 0.5 a 1.5 V. Si el voltaje de excita-

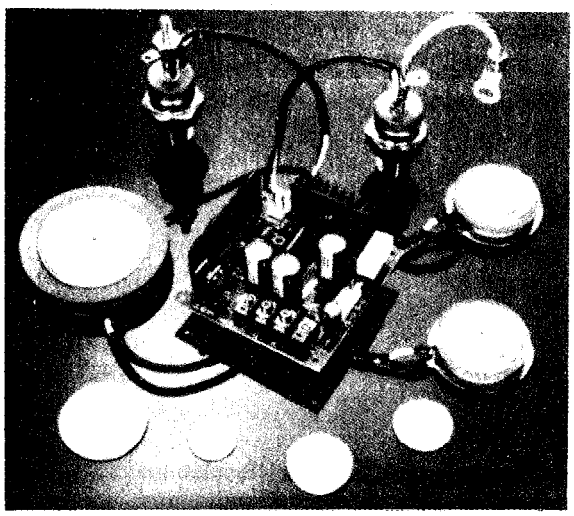


Figura 1-5 Tiristores desactivados por compuerta. (Cortesía de International Rectifiers.)

ción de la base es retirado, el transistor se conserva en modo de no conducción (es decir desactivado).

Los MOSFET de potencia se utilizan en convertidores de potencia de alta velocidad y están disponibles en una especificación de relativamente poca potencia en rango de 1000 V, 50 A, en un rango de frecuencia de varias decenas de kilohertz. Los diferentes MOSFET de potencia de distintos tamaños aparecen en la figura 8-21. Los IGBT son transistores de potencia controlados por voltaje. Por naturaleza, son más rápidos que los BJT, pero aún no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características de excitación y de salida muy superiores a las de los BJT. Los IGBT son adecuados para altos voltajes, altas corrientes y frecuencias de hasta 20 KHz. Los IGBT están disponibles hasta 1200 V, 400 A.

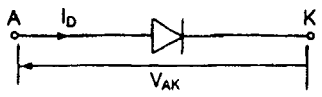
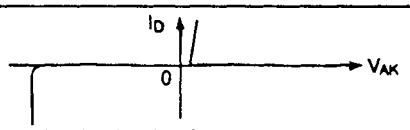
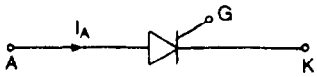
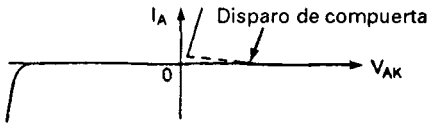
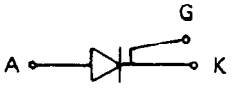
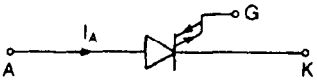
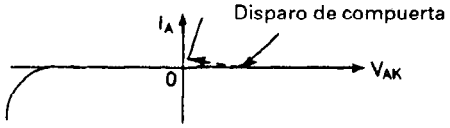
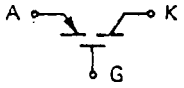
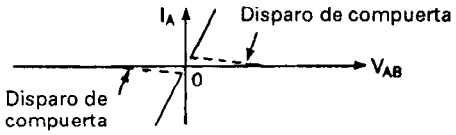
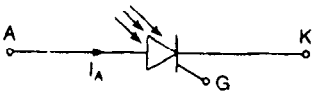
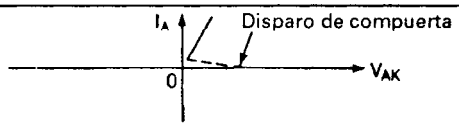
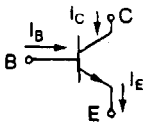
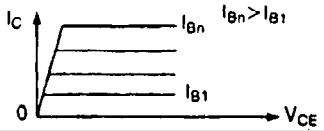
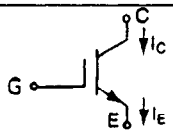
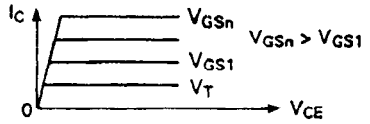
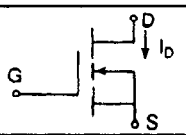
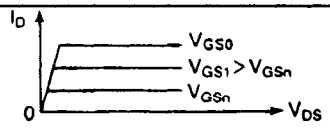
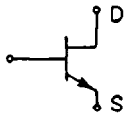
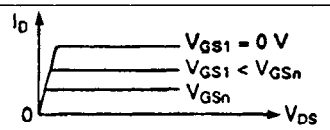
Un SIT es un dispositivo de alta potencia y de alta frecuencia. Es, en esencia, la versión en estado sólido del tubo de vacío triodo, y es similar a un JFET. Tiene una capacidad de potencia de bajo ruido, baja distorsión y alta frecuencia de audio. Los tiempos de activación y desactivación son muy cortos, típicamente de 0.25 μs. La característica de normalmente activo y la alta caída de voltaje limitan sus aplicaciones para conversiones de energía de uso general. La especificación de uso de corriente de los SIT pueden ser hasta de 1200 V, 300 A, y la velocidad de interrupción puede ser tan alta como 100 kHz. Los SIT son adecuados para aplicaciones de alta potencia, alta frecuencia (es decir audio, VHF/UHF, y amplificadores de microondas). Las especificaciones de los dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles aparecen en la tabla 1.2, donde el voltaje activo es la caída del voltaje de estado activo del dispositivo a la corriente especificada. En la tabla 1.3 aparecen las características *v-i* y los símbolos de los dispositivos semiconductores de potencia comúnmente utilizados.

TABLA 1.2 ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Tipo		Especificación de voltaje/ corriente	Alta frecuencia (Hz)	Tiempo de conmutación (μs)	Resistencia en estado activo (Ω)
Diodos	Uso general	5000 V/5000 A	1k	100	0.16m
	Alta velocidad	3000 V/1000 A	10k	2-5	1m
	Schottky	40 V/60 A	20k	0.23	10m
Tiristores desactivados en forma forzada	De bloqueo inverso	5000 V/5000A	1k	200	0.25m
	Alta velocidad	1200 V/1500 A	10k	20	0.47m
	Bloqueo inverso	2500 V/400 A	5k	40	2.16m
	Conducción inversa	2500 V/1000 A	5k	40	2.1m
	GATT	1200 V/400 A	20k	8	2.24m
	Disparo lumínico	6000 V/1500 A	400	200-400	0.53m
TRIAC		1200 V/300 A	400	200-400	3.57m
Tiristores desactivados automáticamente	GTO	4500 V/3000 A	10k	15	2.5m
	SITH	4000 V/2200 A	20k	6.5	5.75m
Transistores de potencia	Individual	400 V/250 A	20k	9	4m
		400 V/40 A	20k	6	31m
		630 V/50 A	25k	1.7	15m
	Darlington	1200 V/400 A	10k	30	10m
SIT		1200 V/300 A	100k	0.55	1.2
MOSFET de potencia	Individual	500 V/8.6 A	100k	0.7	0.6
		1000 V/4.7 A	100k	0.9	2
		500 V/50 A	100k	0.6	0.4m
IGBT	Individual	1200 V/400 A	20k	2.3	60m
MCT	Individual	600 V/60 A	20k	2.2	18m

Fuente: Ref. 3.

TABLA 1.3 CARACTERISTICAS Y SIMBOLOS DE ALGUNOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA

Dispositivos	Símbolos	Características
Diodo		
Tiristor		
SITH		
GTO		
MCT		
TRIAC		
LASCR		
NPN BJT		
IGBT		
MOSFET de canal N.		
SIT		

Las hojas de datos para un diodo, SCR, GTO, BJT, MOSFET, IGBT y MCT se dan en el apéndice G. En la figura 1-6 se muestran las aplicaciones y los rangos de frecuencia de los dispositivos de potencia. Un superdispositivo de potencia debería (1) tener un voltaje activo igual a cero, (2) soportar un voltaje fuera de conducción infinito, (3) manejar una corriente infinita, y (4) "activarse" y "desactivarse" en un tiempo cero, teniendo por lo tanto una velocidad de conmutación infinita.

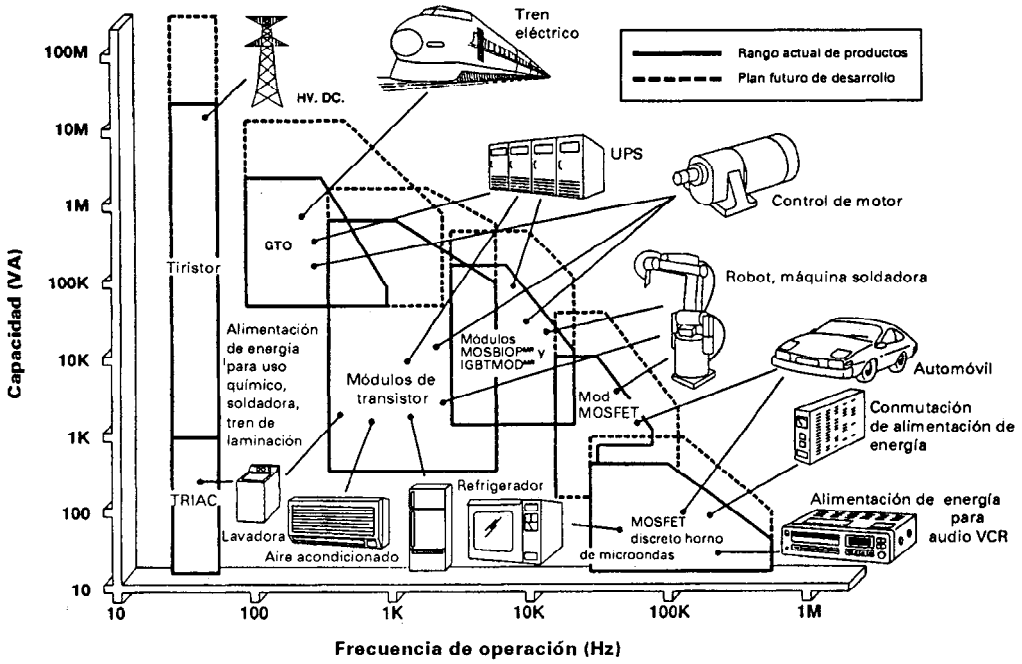
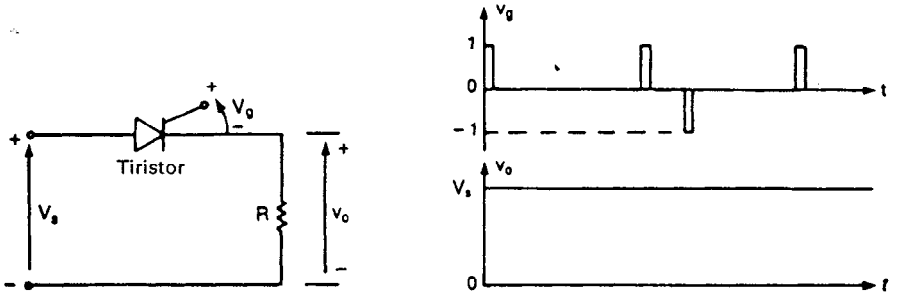


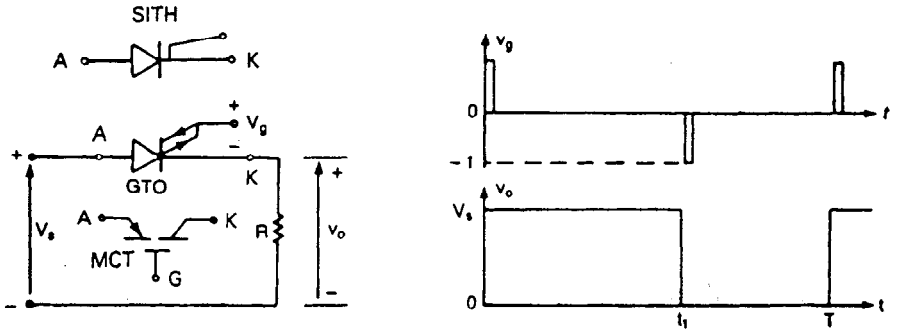
Figura 1-6 Aplicaciones de los dispositivos de potencia. (Cortesía de Powerex, Inc.)

1-4 CARACTERISTICAS DE CONTROL DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA

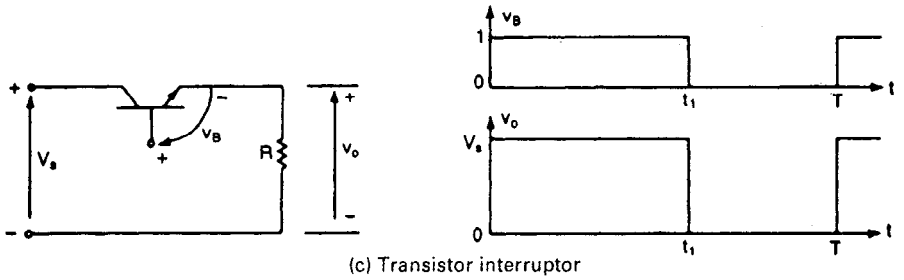
Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden operar como interruptores mediante la aplicación de señales de control a la terminal de compuerta de los tiristores (y a la base de los transistores bipolares). La salida requerida se obtiene mediante la variación del tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación. En la figura 1-7 se muestran los voltajes de salida y las características de control de los dispositivos de interrupción de potencia de uso común. Una vez que un tiristor está en modo de conducción, la señal de la compuerta ya sea positiva o negativa no tiene efecto; esto aparece en la figura 1-7a. Cuando un dispositivo semiconductor de potencia está en modo de conducción normal, existe una pequeña caída de voltaje a través del mismo. En las formas de onda de voltaje de salida de la figura 1-7, estas caídas de voltaje se consideran despreciables y, a menos que se especifique lo contrario, esta suposición se conservará a través de los capítulos siguientes.



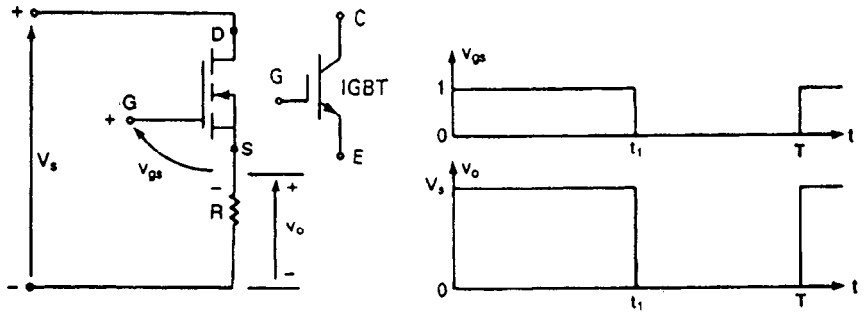
(a) Tiristor interruptor



(b) Interruptor GTO/MCT/SITH (en el caso de MCT, la polaridad de V_g se invierte como se muestra)



(c) Transistor interruptor



(d) Interruptor MOSFET/IGBT

Figura 1-7 Características de control de los dispositivos de interrupción de potencia.

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar a partir de:

1. Activación y desactivación sin control (por ejemplo diodo)
2. Activación controlada y desactivación sin control (por ejemplo SCR)
3. Características de activación y desactivación controladas (por ejemplo BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT)
4. Requisito de señal continua en la compuerta (BJT, MOSFET, IGBT, SIT)
5. Requisito de pulso en la compuerta (por ejemplo SCR, GTO, MCT)
6. Capacidad de soportar voltajes bipolares (SCR, GTO)
7. Capacidad de soportar voltajes unipolares (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT)
8. Capacidad de corriente bidireccional (TRIAC, RCT)
9. Capacidad de corriente unidireccional (SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diodo)

1-5 TIPOS DE CIRCUITOS ELECTRONICOS DE POTENCIA

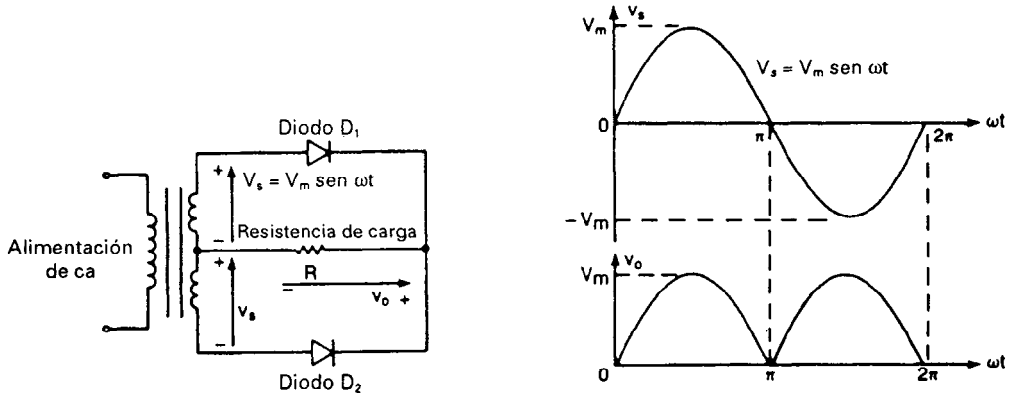
Para el control de la potencia eléctrica o del acondicionamiento de la misma, es necesario convertir la potencia de una forma a otra, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Los convertidores de potencia estáticos llevan a cabo estas funciones de conversión de potencia. Un convertidor se puede considerar como una matriz de conmutación. Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos:

1. Rectificadores de diodos
2. Convertidores ca-cd (rectificadores controlados)
3. Convertidores ca-cd (controladores de voltaje de ca)
4. Convertidores ca-cd (pulsadores de cd)
5. Convertidores cd-ca (inversores)
6. Interruptores estáticos

Los dispositivos de los convertidores siguientes se utilizan únicamente para ilustrar los principios básicos. La acción de interrupción de un convertidor puede ser llevada a cabo por más de un dispositivo. La selección de un dispositivo en particular dependerá del voltaje, la corriente y los requisitos de velocidad del convertidor.

Rectificadores. Un circuito rectificador por diodos convierte el voltaje de ca en un voltaje fijo de cd como se muestra en la figura 1-8. El voltaje de entrada al rectificador puede ser monofásico o trifásico.

Convertidores ca-cd. Un convertidor monofásico con dos tiristores de conmutación natural aparece en la figura 1-9. El valor promedio del voltaje de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o el ángulo de retraso de disparo, α. La entrada puede



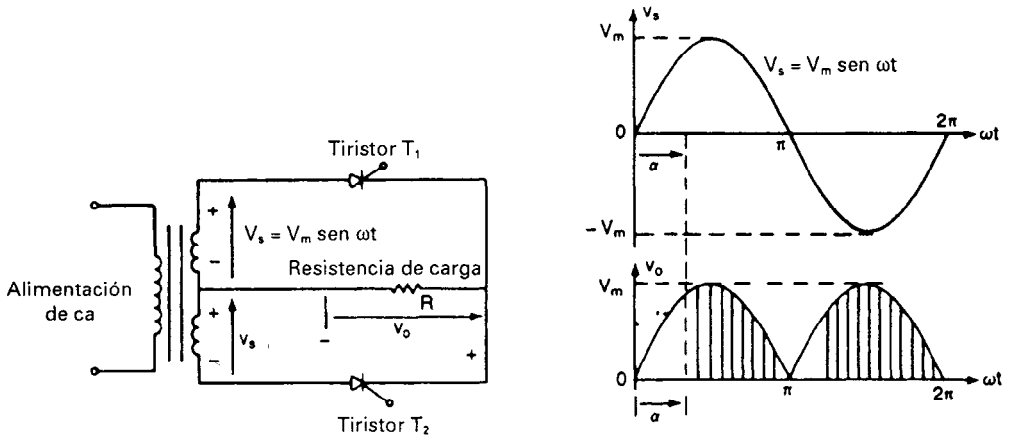
(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda de voltaje

Figura 1-8 Circuito rectificador monofásico.

ser una fuente mono o trifásica. Estos convertidores también se conocen como *rectificadores controlados.*

Convertidores ca-ca. Estos convertidores se utilizan para obtener un voltaje de salida de corriente alterna variable a partir de una fuente de corriente alterna fija, la figura 1-10 muestra un convertidor monofásico con un TRIAC. El voltaje de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción de un TRIAC o el ángulo de retraso de disparo, α. Estos tipos de convertidores también se conocen como *controladores de voltaje de ca.*

Convertidores cd-cd. Un convertidor cd-cd también se conoce como un *pulsador* o un *regulador de conmutación*, en la figura 1-11 aparece un pulsador de transistor. El voltaje promedio de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción t, del transistor Q_1. Si T es el periodo de corte, entonces $t_1 = \delta T$. δ se conoce como el *ciclo de trabajo* del pulsador.



(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda de voltaje

Figura 1-9 Convertidor monofásico ca-cd.

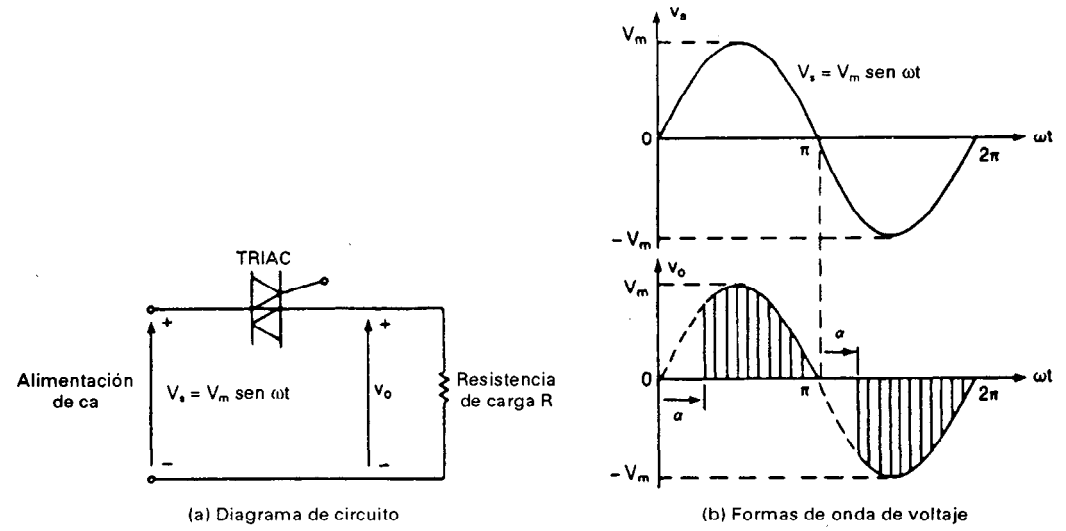


Figura 1-10 Convertidor monofásico ca-ca.

Convertidores cd-ca. Un convertidor de cd a ca también se conoce como un *inversor*. Un inversor monofásico de transistor se muestra en la figura 1-12. Si los transistores M_1 y M_2 conducen durante medio periodo, y M_3 y M_4 conducen durante la otra mitad, el voltaje de salida tiene una forma alterna. El voltaje de salida puede ser controlado variando el tiempo de conducción de los transistores.

Interruptores estáticos. Dado que los dispositivos de potencia pueden ser operados como interruptores estáticos o contactores, la alimentación a estos interruptores puede ser de ca o de cd y se conocen como *interruptores estáticos de ca* o *interruptores de cd.*

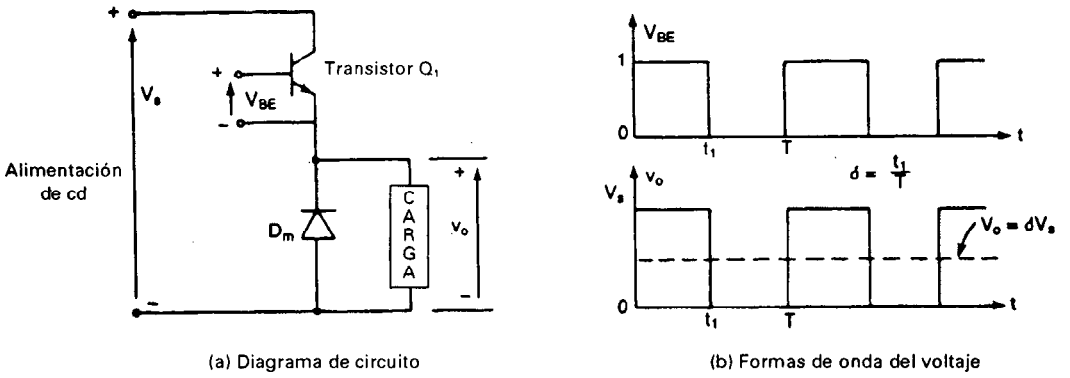
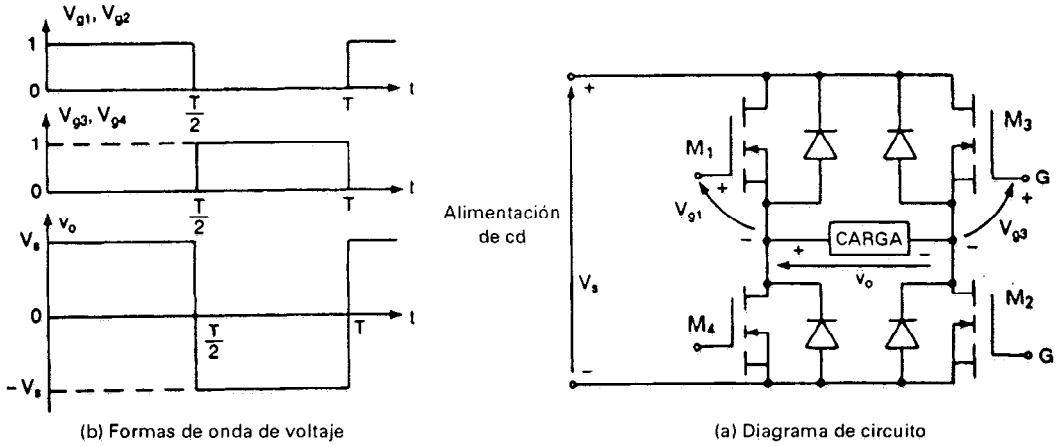


Figura 1.11 Convertidor de cd-cd.



(b) Formas de onda de voltaje

(a) Diagrama de circuito

Figura 1-12 Convertidor monofásico cd-ca.

1-6 DISEÑO DE UN EQUIPO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

El diseño de un equipo de electrónica de potencia se puede dividir en cuatro partes:

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

En los capítulos siguientes, se describen y analizan varios tipos de circuitos electrónicos de potencia. En el análisis se supone que los dispositivos de potencia son interruptores ideales, a menos que se indique lo contrario, despreciándose los efectos de la inductancia de dispersión de circuito, la resistencia del circuito y la inductancia de la fuente. Los dispositivos y circuitos de potencia prácticos difieren de estas condiciones ideales quedando los diseños de los circuitos también afectados. Sin embargo, en las primeras etapas del diseño, resulta muy útil el análisis simplificado del circuito para comprender la operación del mismo y para establecer las características y la estrategia de control.

Antes de elaborar un prototipo, el diseñador deberá investigar los efectos de los parámetros del circuito (y las imperfecciones de los dispositivos) modificando el diseño, si es necesario. Sólo después de que se haya construido y probado el prototipo, el diseñador podrá confiar en la validez del mismo y podrá estimar con más exactitud algunos de los parámetros de circuito (por ejemplo la inductancia de dispersión).

1-7 EFECTOS PERIFERICOS

Las operaciones de los convertidores de potencia se basan principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia; y como resultado, los convertidores introducen armónicas de corriente y de voltaje en el sistema de alimentación y en la salida de los convertidores.

Estas pueden originar problemas de distorsión del voltaje de salida, generación de armónicas en el sistema de alimentación e interferencia con circuitos de comunicación y señalización. Normalmente es necesario introducir filtros en la salida y en la entrada de un sistema convertidor, para reducir a una magnitud aceptable el nivel de armónicas. En la figura 1-13 se muestra el diagrama de bloque de un convertidor de potencia generalizado. La aplicación de la electrónica de potencia para alimentar cargas electrónicas sensibles presenta un reto sobre temas de calidad de la potencia y presenta problemas y preocupaciones que deben ser resueltas por los investigadores. Las cantidades de entrada y de salida de los convertidores pueden ser ca o cd. Factores tales como la distorsión armónica total (THD), el factor de desplazamiento (HF) y el factor de potencia de entrada (IPF) son medidas de la calidad de una forma de onda. A fin de determinar estos factores, es necesario encontrar el contenido armónico de las formas de onda. Para evaluar el rendimiento de un convertidor, los voltajes/corrientes de entrada y de salida de un convertidor se expresan en series de Fourier. La calidad de un convertidor de potencia se juzga por la calidad de sus formas de onda de voltaje y de corriente.

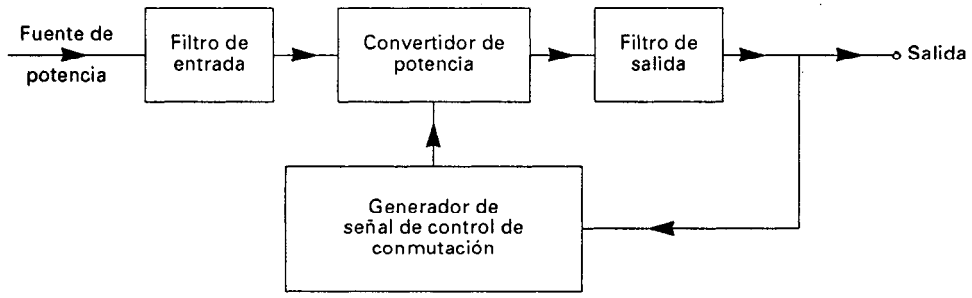


Figura 1-13 Sistema convertidor de potencia generalizado.

La estrategia de control para los convertidores de potencia juega un papel importante en la generación de armónicas y en la distorsión de la forma de onda de salida, y puede guiarse a fin de minimizar o reducir estos problemas. Los convertidores de potencia pueden causar interferencia de radio frecuencia, debido a radiación electromagnética, y los circuitos de mando generar señales erróneas. Esta interferencia se puede evitar mediante *un blindaje aterrizado.*

1-8 MODULOS DE POTENCIA

Los dispositivos de potencia están disponibles como unidades individuales o como módulos. A menudo un convertidor de potencia requiere de dos, cuatro o seis dispositivos, dependiendo de su topología. Los módulos de potencia con dual (en configuración de medio puente), quad (en puente completo), o seis (trifásicos) están disponibles para prácticamente todos los tipos de dispositivos de potencia. Los módulos ofrecen las ventajas de menores pérdidas en estado activo, altas características de interrupción de voltaje y corriente y una velocidad más alta que la de los dispositivos convencionales. Algunos módulos incluyen circuitería para la protección de transitorios y de la excitación de compuerta.

1-9 MODULOS INTELIGENTES

Los circuitos de excitación de compuerta están disponibles comercialmente para excitar dispositivos individuales o módulos. Los módulos inteligentes, que representan el estado más avanzado de la electrónica de potencia, integran el módulo de potencia junto con el circuito periférico. El circuito periférico está formado por un aislamiento de entrada/salida de una interfaz con el sistema de la señal y el sistema de alto voltaje, un circuito de excitación, un circuito de protección y de diagnóstico (para evitar una corriente excesiva, corto circuito, carga abierta, sobrecalentamiento y voltaje excesivo), control por microcomputadora y una alimentación de energía de control. Los usuarios sólo necesitan conectar fuentes de alimentación externas (flotantes). Un modelo inteligente también se conoce como *potencia inteligente*. Estos módulos se utilizan cada vez más en la electrónica de potencia [8]. Los siguientes son algunos fabricantes de dispositivos y de módulos:

Advanced Power Technology
Brown Boveri
Fuji Electric/Collmer Semiconductor, Inc.
Harris Corp.
Hitachi Ltd.
International Rectifier
Marconi Electronic Devices, Inc.
Mitsubishi Electric
Motorola, Inc.
National Semiconductors, Inc.
Nihon International Electronics Corp.
Power Integrations, Inc.
Powerex, Inc.
PowerTech, Inc.
RCA Corp.
Semikron International
Siliconix, Inc.
Tokin, Inc.
Tokyo Denki
Toshiba Corp.
Unitrode Integrated Circuits
Westcode Semiconductors Ltd.

1-10 PUBLICACIONES PERIODICAS Y CONFERENCIAS SOBRE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Existen muchas publicaciones periódicas y conferencias profesionales en los cuales se hacen públicos los desarrollos nuevos. Algunos de ellos son:

IEEE Transactions on Industrial Electronics
IEEE Transactions on Industry Applications
IEEE Transactions on Power Delivery
IEEE Transactions on Power Electronics
IEE Proceedings on Electric Power
Journal of Electrical Machinery and Power Systems
Applied Power Electronics Conference (APEC)
European Power Electronics Conference (EPEC)
IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)
IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)
International Conference on Electrical Machines (ICEM)
International Power Electronics Conference (IPEC)
Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)
Power Electronics Specialist Conference (PESC)

RESUMEN

Conforme se desarrolla la tecnología de los dispositivos semiconductores de potencia y los circuitos integrados, se amplía el potencial para la aplicación de la electrónica de potencia. Ya existen muchos dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles; sin embargo, continúa el desarrollo en esta dirección. Los convertidores de potencia se agrupan por lo general en seis categorías: (1) rectificadores, (2) convertidores ca-cd, (3) convertidores de ca-ca, (4) convertidores cd-cd, (5) convertidores cd-ca y (6) interruptores estáticos. El diseño de los circuitos de la electrónica de potencia requiere del diseño de los circuitos de potencia y de control. Las armónicas de voltaje y de corriente generadas por los convertidores de potencia se pueden reducir (o minimizar) con una elección apropiada de la estrategia de control.

REFERENCIAS

1. R. G. Hoft. "Historical review, present status and future prospects". *International Power Electronics Conference*, Tokio, 1983, pp. 6-18.
2. General Electric, D. R. Grafham y F. B. Golden, eds., *SCR Manual*, 6th ed. Englewood Cliffs. N.J.: Prentice Hall, 1982.
3. F. Harashima. "State of the art on power electronics and electrical drives in Japan". *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drivers*, Lausanne, Suiza, 1983, tutorial session and survey papers, pp. 23-33.
4. B. R. Pelly, "Power semiconductor devices: a status review". *IEEE Industry Applications Society International Semiconductor Power Converter Conference*, 1982, pp. 1-19.
5. R. G. Holt, *Semiconductor Power Electronics*. New York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1986.
6. T. M. Jahns, "Designing intelligent muscle into industrial motion control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE37, No. 5 1990, pp. 329-341.
7. B. K. Bose, "Recent advances in power electronics. *IEEE Transactions Power Electronics*, Vol. PE7, No. 1, 1992, pp. 2-16.
8. B. K. Bose, *Modern Power Electronics: Evolution, Technology, and Applications*. Nueva York: IEEE Press, 1992.

PREGUNTAS DE REPASO

1-1. ¿Qué es electrónica de potencia?

1-2. ¿Cuáles son los diversos 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 desactivar un tiristor en conducción?

1-6. ¿Qué es conmutación de línea?

1-7. ¿Qué es conmutación forzada?

1-8. ¿Cuál es la diferencia entre un tiristor y un TRIAC?

1-9. ¿Cuál es la característica de compuerta de un GTO?

1-10. ¿Cuál es el tiempo de desactivación de un tiristor?

1-11. ¿Qué es un convertidor?

1-12. ¿Cuál es el principio de conversión de ca-cd?

1-13. ¿Cuál es el principio de conversión de ca-ca?

1-14. ¿Cuál es el principio de conversión de cd-cd?

1-15. ¿Cuál es el principio de conversión de cd-ca?

1-16. ¿Cuáles son los pasos incluidos en el diseño de un equipo de electrónica de potencia?

1-17. ¿Cuáles son los efectos periféricos del equipo electrónico de potencia?

1-18. ¿Cuáles son las diferencias entre las características de compuerta de los GTO y los tiristores?

1-19. ¿Cuáles son las diferencias entre las características de compuerta de tiristores y transistores?

1-20. ¿Cuáles son las diferencias en las características de compuerta de los TBJ y los MOSFET?

1-21. ¿Cuál es la característica de compuerta de un IGBT?

1-22. ¿Cuál es la característica de compuerta de un MCT?

1-23. ¿Cuál es la característica de compuerta de un SIT?

1-24. ¿Cuáles son las diferencias entre un TBJ y los IGBT?

1-25. ¿Cuáles son las diferencias entre los MCT y los GTO?

1-26. ¿Cuáles son las diferencias entre los SITH y los GTO?

2

Diodos semiconductores de potencia

2-1 INTRODUCCION

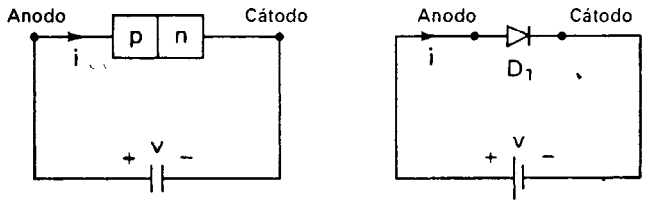
Los diodos semiconductores de potencia juegan un papel significativo en los circuitos electrónicos de potencia. Un diodo funciona como un interruptor, a fin de llevar a cabo varias funciones, como la de interruptores en los rectificadores, de marcha libre en los reguladores conmutados, inversión de carga de capacitores y transferencia de energía entre componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de la energía de la carga a la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada.

Para la mayor parte de las aplicaciones, se puede suponer que los diodos de potencia son interruptores ideales, pero los diodos prácticos o reales difieren de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión *pn*. Sin embargo, los diodos de potencia tienen mayores capacidades en el manejo de la energía, el voltaje y la corriente, que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con los diodos de señal.

2-2 CARACTERISTICAS DE LOS DIODOS

Un diodo de potencia es un dispositivo de unión *pn* de dos terminales, por lo general, una unión *pn* está formada por aleación, difusión y crecimiento epitaxial. Las técnicas modernas de control en los procesos de difusión y epitaxiales permiten obtener las características deseadas para el dispositivo. En la figura 2-1 aparece un corte transversal de una unión *pn* y un símbolo de diodo.

Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo tiene polarización directa o positiva y el diodo conduce. Un diodo en conducción tiene una caída de voltaje directa relativamente pequeña a través de sí mismo; la magnitud de esta caída de voltaje depende del proceso de manufactura y de la temperatura de la unión. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo tiene polarización inversa. Bajo con-



a) Unión *pn* (b) Símbolo de diodo

Figura 2-1 Símbolo de diodo y unión *pn*.

diciones de polarización inversa, fluye una pequeña corriente inversa (también conocida como *corriente de fuga*) en el rango de los micros o de los miliamperios, cuya magnitud crece lentamente en función del voltaje inverso, hasta llegar al voltaje de avalancha o zener. En la figura 2-2a se muestran las características *v–i* de un diodo en régimen permanente. Para fines prácticos, un diodo se puede considerar como un interruptor ideal, cuyas características se muestran en la figura 2-2b.

Las características *v–i* mostradas en la figura 2-2a se pueden expresar mediante una ecuación conocida como la ecuación *Schockley de diodo*, y está dada por

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) \tag{2–1}$$

donde I_D = corriente a través del diodo, A

V_D = voltaje del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo, V

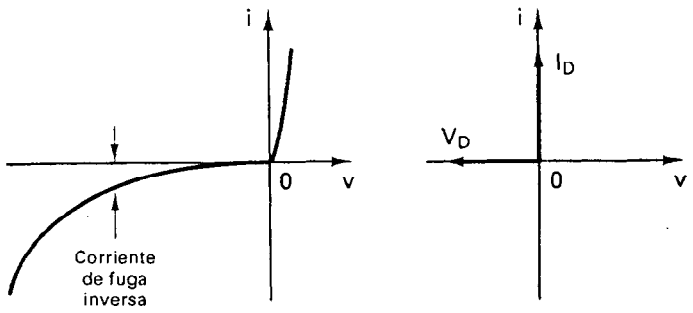
I_s = corriente de fuga (o corriente de saturación inversa), típicamente en el rango entre 10^{-6} y 10^{-15} A

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. En el caso de los diodos de germanio, n se considera igual a 1. En los diodos de silicio, el valor predicho de n es 2, pero en la mayor parte de los diodos de silicio reales, el valor de n cae entre 1.1 y 1.8.

En la ecuación (2-1), V_T es una constante llamada *voltaje térmico* y está dada por

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2–2}$$



(a) Práctica o real (b) Ideal

Figura 2-2 Características *v–i* del diodo.

donde q = carga del electrón: 1.6022×10^{-19} culombios (C)
T = temperatura absoluta en Kelvins (K = 273 + °C)
k = constante de Boltzmann: 1.3806×10^{-23} J/K

A una temperatura de unión de 25 °C, la ecuación (2-2) da

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.3806 \times 10^{-23} \times (273 + 25)}{1.6022 \times 10^{-19}} \approx 25.8 \text{ mV}$$

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 $V_D < -V_{ZK}$

Región de polarización directa. En la región de polarización directa, $V_D > 0$. La corriente del diodo I_D es muy pequeña si el voltaje del diodo V_D es menor que un valor específico V_{TD} (típicamente 0.7 V). El diodo conduce totalmente si V_D es mayor que este valor V_{TD}, que se conoce como el *voltaje umbral, voltaje de corte,* o *voltaje de activación.* Por lo tanto, el voltaje umbral es un voltaje al cual el diodo conduce totalmente.

Consideremos un pequeño voltaje de diodo $V_D = 0.1$ V, $n = 1$ y $V_T = 25.8$ mV. De la ecuación (2-1) podemos encontrar que la corriente correspondiente al diodo I_D es

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) = I_s[e^{0.1/(1 \times 0.0258)} - 1] = I_s(48.23 - 1)$$
$$\approx 48.23I_s \text{ con } 2.1\% \text{ de error}$$

Por lo tanto, para $V_D > 0.1$ V, que es por lo general el caso, $I_D >> I_s$, y la ecuación (2-1) se puede aproximar, dentro de un error de 2.1%, a

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) \approx I_s e^{V_D/nV_T} \tag{2-3}$$

Región de polarización inversa. En la región de polarización inversa, $V_D < 0$. Si V_D es negativo y $|V_D| >> V_T$, cosa que ocurre para $V_D < -0.1$, el término de la exponencial de la ecuación (2-1) se vuelve despreciablemente pequeño en comparación con la unidad, y la corriente del diodo I_D se vuelve

$$I_D = I_s(e^{-|V_D|/nV_T} - 1) \approx -I_s \tag{2-4}$$

lo que indica que la corriente del diodo I_D en la dirección inversa es constante y es 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 excede un voltaje especificado conocido como *voltaje de ruptura,* V_{BR}. La corriente inversa aumenta rápidamente con un pequeño cambio en el voltaje inverso más allá de V_{BR}. La operación en la región de ruptura no será destructiva, siempre y cuando la disipación de la potencia esté dentro del "nivel seguro" especificado en la hoja de datos del fabricante. A menudo es necesario limitar la corriente inversa en la región de la ruptura, a fin de mantener la disipación de la energía dentro de valores permisibles.

Ejemplo 2-1

La caída de voltaje directa de un diodo de potencia es V_D = 1.2 V a I_D = 300 A. Suponiendo que n = 2 y V_T = 25.8 mV, encuentre la corriente de saturación I_s.

Solución Aplicando la ecuación (2-1), podemos encontrar la corriente de fuga (o corriente de saturación) I_s, a partir de

$$300 = I_s[e^{1.2/(2 \times 25.8 \times 10^{-3})} - 1]$$

lo que nos da $I_s = 2.38371 \times 10^{-8}$ A.

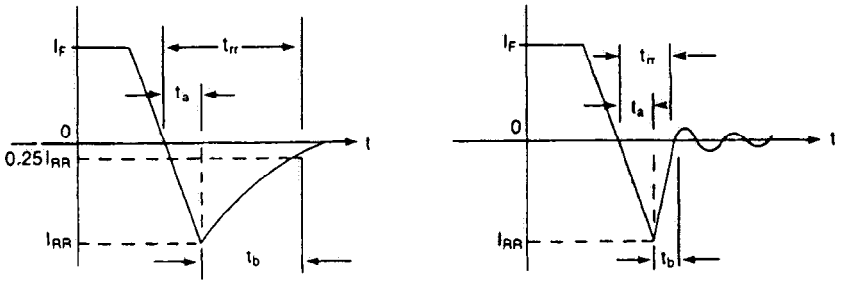
2-3 CARACTERISTICAS DE LA RECUPERACION INVERSA

La corriente de un diodo de unión con polarización directa se debe al efecto neto de los portadores mayoritarios y minoritarios. Cuando un diodo está en modo de conducción directa y su corriente se reduce a cero (debido al comportamiento natural del circuito del diodo o a la aplicación de un voltaje inverso), el diodo continúa conduciendo, debido a los portadores minoritarios que permanecen almacenados en la unión *pn* y en el material del cuerpo del semiconductor. Los portadores minoritarios requieren de un cierto tiempo para recombinarse con cargas opuestas y neutralizarse. Este tiempo se conoce como *tiempo de recuperación inversa* del diodo. En la figura 2-3 se muestran dos características de recuperación inversa de diodos de unión. El más común es el tipo de recuperación suave. El tiempo de recuperación inversa se denomina t_{rr} y se mide a partir del cruce del cero inicial de la corriente del diodo con el 25% de la corriente inversa máxima (o de pico), I_{RR}. t_{rr} está formado por dos componentes, t_a y t_b. t_a está generado por el 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}. t_b es debido al almacenamiento de carga en el material del cuerpo del semiconductor. La relación t_b/t_a se conoce como el *factor de suavidad*, SF. Para efectos prácticos, uno debe preocuparse por el tiempo total de recuperación t_{rr} y por el valor pico de la corriente inversa I_{RR}.

$$t_{rr} = t_a + t_b \tag{2-5}$$

La corriente inversa pico se puede expresar en di/dt inversa como,

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \tag{2-6}$$



(a) Recuperación suave (b) Recuperación abrupta

Figura 2-3 Características de recuperación inversa.

El *tiempo de recuperación inversa* t_{rr}, puede definirse como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente pasa a través del cero, durante el cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso, y el momento en que la corriente inversa se ha reducido al 20% de su valor inverso pico i_{RR}. t_{rr} depende de la temperatura de la unión, de la velocidad de abatimiento de la corriente directa y de la corriente directa antes de la conmutación.

La *carga de recuperación inversa* Q_{RR}, es la cantidad de portadores de carga que fluyen a través del diodo en dirección inversa debido a un cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso. Su valor queda determinado por el área encerrada por la trayectoria de la corriente de recuperación inversa.

La carga de almacenamiento, que es el área envuelta por la trayectoria de la corriente de recuperación, es aproximadamente

$$Q_{RR} \cong \tfrac{1}{2} I_{RR} t_a + \tfrac{1}{2} I_{RR} t_b = \tfrac{1}{2} I_{RR} t_{rr} \tag{2-7}$$

o bien

$$I_{RR} \cong \frac{2Q_{RR}}{t_{rr}} \tag{2-8}$$

Igualando la ecuación (2-6) con la ecuación (2-8) nos da

$$t_{rr} t_a = \frac{2Q_{RR}}{di/dt} \tag{2-9}$$

Si t_b es despreciable en comparación con t_a, que por lo general es el caso, $t_{rr} \approx t_a$, y la ecuación (2-9) se convierte en

$$t_{rr} \cong \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} \tag{2-10}$$

y

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di}{dt}} \tag{2-11}$$

Se puede notar, de las ecuaciones (2-10) y (2-11), 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 di/dt inverso (o reaplicado). La carga de almacenamiento depende de la corriente directa del diodo I_F. La corriente de recuperación inversa pico I_{RR}, la carga inversa Q_{RR} y el factor de suavidad son todos de interés para el diseñador de circuitos, y estos parámetros se incluyen en forma común en las hojas de especificación de diodos.

Si un diodo está en una condición de polarización inversa, fluye una corriente de fuga debida a los portadores minoritarios. En ese caso, la aplicación de un voltaje directo obligaría al diodo a conducir la corriente en la dirección directa. Sin embargo, se requiere de un cierto tiempo, conocido como el *tiempo de recuperación directa (o de activación)*, antes de que los portadores mayoritarios de toda la unión puedan contribuir al flujo de corriente. Si la velocidad de elevación de la corriente directa es alta, y la corriente directa está concentrada en una pequeña superficie de la unión, el diodo puede fallar. Por lo tanto, el tiempo de recuperación directo limita la velocidad de elevación de la corriente directa y la velocidad de conmutación.

Ejemplo 2-2

El tiempo de recuperación inversa de un diodo es t_{rr} = 3 μs y la velocidad del decremento o de la reducción de la corriente del diodo es di/dt = 30 A/μs. Determine (a) la carga de almacenamiento Q_{RR} y (b) la corriente inversa pico I_{RR}.

Solución t_{rr} = 3μs y di/dt = 30 A/μs.

(a) De la ecuación (12-10),

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

(b) De la ecuación (2-11)

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

2-4 TIPOS DE DIODOS DE POTENCIA

Idealmente, un diodo no debería tener tiempo de recuperación inversa. Sin embargo, el costo de fabricación de un diodo semejante aumentaría. En muchas aplicaciones, no son de importancia los efectos del tiempo de recuperación inversa, y se pueden utilizar diodos poco costosos. Dependiendo de las características de recuperación y de las técnicas de fabricación, los diodos de potencia se pueden clasificar en tres categorías. Las características y las limitaciones prácticas de cada uno de estos tipos restringen sus aplicaciones.

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

2-4.1 Diodos de uso general

Los diodos de rectificación de uso general tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente alto, típicamente de 25 μs, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, en las que el tiempo de recuperación no es crítico (por ejemplo, en rectificadores de diodos y convertidores para una baja frecuencia de entrada, de hasta 1 kHz, y en convertidores conmutados en línea). Estos diodos cubren especificaciones de corriente desde menos de uno hasta varios miles de amperios, con especificaciones de voltaje desde 50 V hasta alrededor de 5 kV. Estos diodos generalmente se fabrican por difusión. Sin embargo, los rectificadores de tipo de aleación usados en las fuentes de alimentación para máquinas de soldadura son muy económicos y duraderos, cuyas especificaciones pueden llegar hasta 300 A y 1000 V.

2-4.2 Diodos de recuperación rápida

Los diodos de recuperación rápida tienen un tiempo de recuperación bajo, por lo general menor que 5 μs. Se utilizan en circuitos convertidores cd–cd y cd–ca, en los que la velocidad de recuperación es a menudo de importancia crítica. Estos diodos cubren especificaciones de corriente, desde menos de uno hasta cientos de amperios, con especificaciones de voltaje desde 50 V hasta aproximadamente 3 kV.

Para especificaciones de voltaje por arriba de 400 V, los diodos de recuperación rápida por lo general se fabrican por difusión y el tiempo de recuperación es controlado por difusión de oro o

platino. Para especificaciones de voltaje por debajo de 400 V, los diodos epitaxiales proporcionan velocidades de conmutación mayores que las de los diodos de difusión. Los diodos epitaxiales tienen la base más angosta, lo que permite un rápido tiempo de recuperación, tan bajo como 50 ns. En la figura 2-4 se muestran diodos de recuperación rápida de varios tamaños.

2-4.3 Diodos Schottky

En un diodo Schottky se puede eliminar (o minimizar) el problema de almacenamiento de carga de una unión *pn*. Esto se lleva a cabo estableciendo una "barrera de potencial" con un contacto entre un metal y un semiconductor. Sobre una capa delgada epitaxial de silicio de tipo *n* se deposita una capa de metal. La barrera de potencial simula el comportamiento de una unión *pn*. La acción rectificadora sólo depende de los portadores mayoritarios, y como resultado no existen portadores minoritarios en exceso para recombinar. El efecto de recuperación se debe únicamente a la autocapacitancia de la unión semiconductora.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión *pn*. Dado que se debe sólo a la capacitancia de la unión, básicamente es independiente de la *di/dt* inversa. Un diodo Schottky tiene una salida de voltaje directa relativamente baja.

La corriente de fuga de un diodo Schottky es mayor que la de un diodo de unión *pn*. Un diodo Schottky con un voltaje de conducción relativamente bajo tiene una corriente de fuga relativamente alta, y viceversa. Como resultado, su voltaje máximo permisible está por lo general limitado a 100 V. Las especificaciones de corriente de los diodos Schottky varían de 1 a 300 A. Los diodos Schottky son ideales para las fuentes de alimentación de alta corriente y de bajo voltaje en corriente directa. Sin embargo, también se utilizan en fuentes de alimentación de baja corriente para una eficiencia mayor. En la figura 2-5 se muestran rectificadores Schottky de 20 y de 30 A duales.

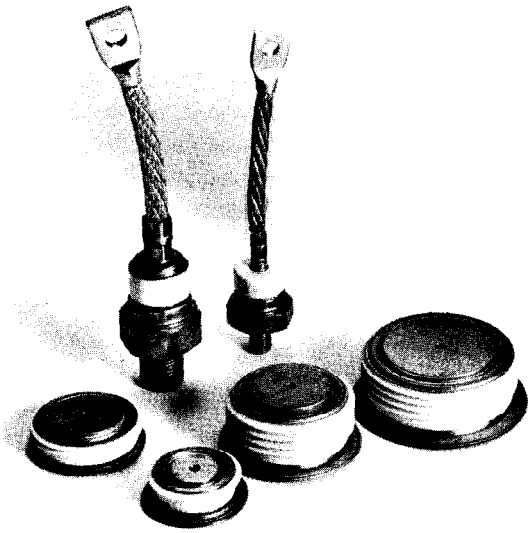


Figura 2-4 Diodos de recuperación rápida. (Cortesía de Powerex, Inc.)

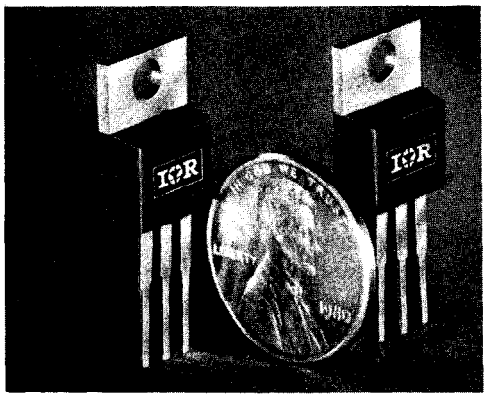
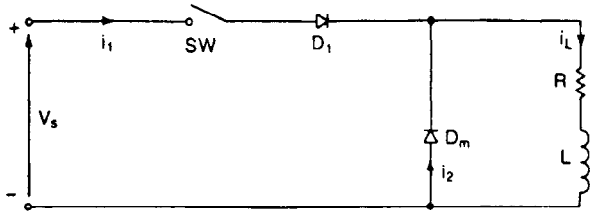


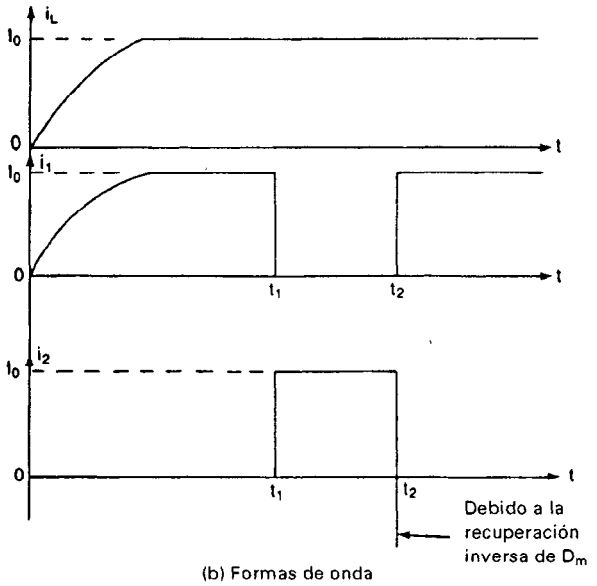
Figura 2-5 Rectificadores centrales Schottky de 20 y de 30 A duales. (Cortesía de International Rectifier.)

2-5 EFECTOS DEL TIEMPO DE RECUPERACION DIRECTA E INVERSA

La importancia de estos parámetros se puede explicar con la figura 2-6a. Si el interruptor, SW, se cierra en $t = 0$ y se mantiene cerrado el tiempo suficiente, una corriente en régimen permanente $I_0 = V_s/R$ fluirá a través de la carga y el diodo en marcha libre D_m quedará con polarización inversa. Si



(a) Diagrama de circuito



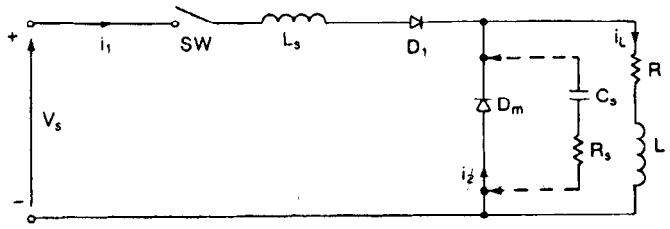
(b) Formas de onda

Figura 2-6 Circuito pulsador sin inductor limitante *di/dt*.

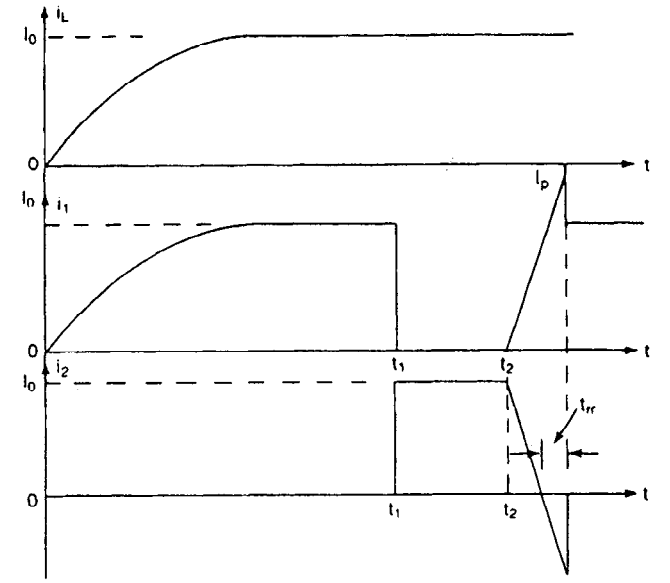
el interruptor se desconecta en $t = t_1$, el diodo D_m conducirá y la corriente de carga circulará a través de D_m. Ahora, si el interruptor se vuelve a conectar en el tiempo $t = t_2$, el diodo D_m se comportará como si estuviera en corto circuito. La velocidad de elevación de la corriente directa del interruptor (y del diodo D_1), y la velocidad de reducción de la corriente directa en el diodo D_m serían muy altas, tendiendo al infinito. De acuerdo con la ecuación (2-11), la corriente de pico inversa del diodo D_m podría ser muy alta, y los diodos D_1 y D_m podrían dañarse. En la figura 2-6b se muestran las diversas formas de onda para las corrientes de diodos. Este problema por lo general se resuelve conectando un inductor limitante di/dt, L_s, tal y como aparece en la figura 2-7a. Los diodos reales o prácticos requieren de un cierto tiempo de activación, antes de que toda la superficie de la unión se haga conductora, di/dt debe mantenerse bajo, para alcanzar el límite de tiempo de activación. Este tiempo a veces se conoce como *tiempo de recuperación directa* t_{rf}.

La velocidad de elevación de la corriente a través del diodo D_1, que debería ser la misma que la velocidad de reducción de la corriente a través del diodo D_m, es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{2-12}$$



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de onda

Figura 2-7 Circuito pulsador con inductor limitante di/dt.

Si t_{rr} es el tiempo de recuperación inversa de D_m, la corriente de pico inversa de D_m es

$$I_{RR} = t_{rr}\frac{di}{dt} = \frac{t_{rr}V_s}{L_s} \tag{2-13}$$

y la corriente de pico a través del inductor L_s sería

$$I_p = I_0 + I_{RR} = I_0 + t_{rr}\frac{t_{rr}V_s}{L_s} \tag{2-14}$$

Cuando la corriente del inductor se convierte en I_p, el diodo D_m se desconecta o desactiva repentinamente (suponiendo una recuperación abrupta) y rompe la trayectoria del flujo de corriente. En razón de una carga altamente inductiva, la corriente de carga no puede cambiar rápidamente de I_0 a I_p. La energía excedente almacenada en L_s induciría un alto voltaje inverso a través de D_m, y esto podría dañar al diodo D_m. La energía almacenada excedente resultante de un tiempo de recuperación inverso se calcula a partir de

$$W_R = \tfrac{1}{2}L_s[(I_0 + I_{RR})^2 - I_0^2] \tag{2-15}$$

$$W_R = \tfrac{1}{2}L_s\left[\left(I_0 + \frac{t_{rr}V_s}{L_s}\right)^2 - I_0^2\right] \tag{2-16}$$

Las formas de onda de las varias corrientes se muestran en la figura 2-7b. Esta energía excedente se puede transferir del inductor L_s a un capacitor C_s, que se conecta a través del diodo D_m. El valor de C_s se puede determinar a partir de

$$\tfrac{1}{2}C_sV_c^2 = W_R$$

o bien

$$C_s = \frac{2W_R}{V_c^2} \tag{2-17}$$

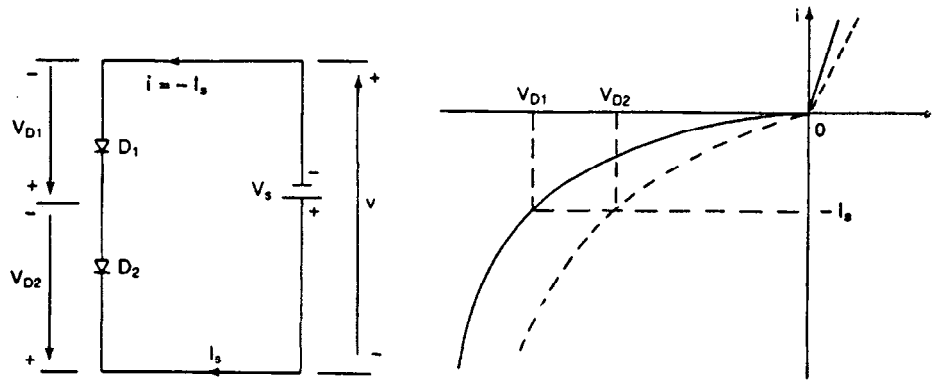
donde V_c es el voltaje inverso permisible del diodo.

Una resistencia R_s, que se muestra en la figura 2-7a con líneas punteadas, se conecta en serie con el capacitor, para amortiguar cualquier oscilación transitoria. La ecuación (2-17) es aproximada y no toma en consideración los efectos de L_s y de R_s durante los transitorios de la transferencia de energía. El diseño de C_s y de R_s se analiza en la sección 15-4.

2-6 DIODOS CONECTADOS EN SERIE

En muchas aplicaciones de alto voltaje (es decir, en líneas de transmisión HVDC), un diodo comercialmente disponible no puede dar la especificación de voltaje requerida, por lo que los diodos se conectan en serie para aumentar las capacidades de bloqueo inverso.

Consideremos dos diodos conectados en serie, tal y como se muestra en la figura 2-8a. En la práctica, las características v–i para el mismo tipo de diodo difieren debido a tolerancias en su proceso de producción. En la figura 2-11b se muestran dos características v–i para tales diodos. En condición de polarización directa, ambos diodos conducen la misma cantidad de corriente, y la caída de voltaje directa de cada diodo debería ser prácticamente la misma. Sin embargo, en la condición de bloqueo inverso, cada diodo tiene que llevar la misma corriente de fuga y, como resultado, los voltajes de bloqueo variarán en forma significativa.



(a) Diagrama de circuito (b) Característica v–i

Figura 2-8 Dos diodos conectados en serie con polarización inversa.

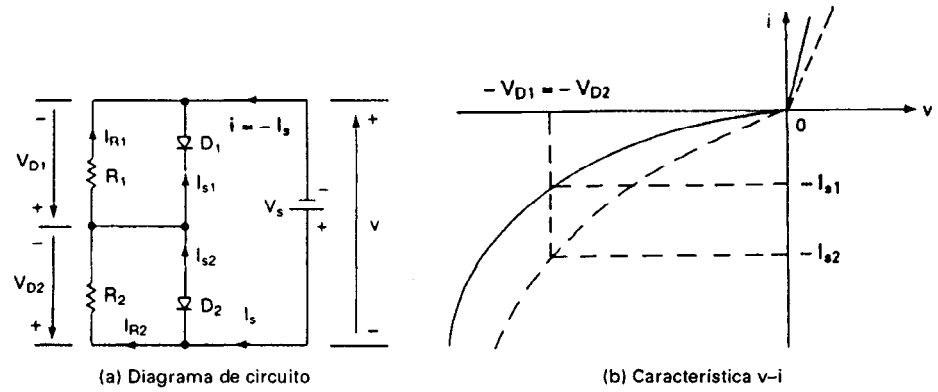
Una solución sencilla a este problema, tal y como se muestra en la figura 2-9a, es obligar a que se comparta el mismo voltaje conectando una resistencia a través de cada diodo. Debido a esta distribución de voltajes iguales, la corriente de fuga de cada diodo sería diferente mostrándose, esto en la figura 2-9b. En vista de que la corriente de fuga total debe ser compartida por un diodo y su resistencia,

$$I_s = I_{s1} + I_{R1} = I_{s2} + I_{R2} \tag{2-18}$$

Pero $I_{R1} = V_{D1}/R_1$ e $I_{R2} = V_{D2}/R_2 = V_{D1}/R_2$. La ecuación 2-18 proporciona la relación entre R_1 y R_2 para una distribución de voltaje igual, en la forma

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{s2} + \frac{V_{D1}}{R_2} \tag{2-19}$$

Si las resistencias son iguales, $R = R_1 = R_2$ y los dos voltajes del diodo serían ligeramente distintos, dependiendo de las similitudes entre las dos características v–i.



(a) Diagrama de circuito (b) Característica v–i

Figura 2-9 Diodos conectados en serie, con características de distribución de voltaje en régimen permanente.

Los valores de V_{D1} y V_{D2} se pueden determinar de las ecuaciones (2-20) y (2-21):

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R} \tag{2-20}$$

$$V_{D1} + V_{D2} = V_s \tag{2-21}$$

La distribución del voltaje bajo condiciones transitorias (es decir, debido a cargas en conmutación, aplicaciones iniciales de un voltaje de entrada) se lleva a cabo conectando capacitores a través de cada diodo, lo que se muestra en la figura 2-10. R_s limita la velocidad de elevación del voltaje de bloqueo.

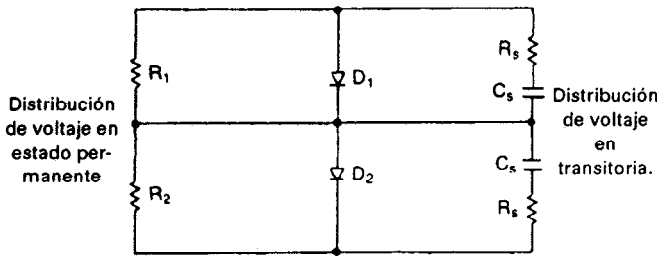


Figura 2-10 Diodos en serie con redes de distribución de voltaje bajo condiciones de régimen permanente y transitoria.

2-7 DIODOS CONECTADOS EN PARALELO

En aplicaciones de alta potencia, los diodos se conectan en paralelo para aumentar la capacidad de conducción de corriente, a fin de llenar las especificaciones de corriente deseadas. La distribución de corriente de los diodos estaría de acuerdo con sus respectivas caídas de voltaje directas. Se puede obtener una distribución uniforme de corriente proporcionando inductancias iguales (por ejemplo en las terminales), o conectando resistencias de distribución de corriente (cosa que puede no ser práctica debido a perdidas de energía); lo anterior se muestra en la figura 2-11. Es posible minimizar este problema seleccionando diodos con caídas de voltaje directas iguales o diodos del mismo tipo. Dado que los diodos están conectados en paralelo, los voltajes de bloqueo inverso de cada diodo serían los mismos.

Las resistencias de la figura 2-11a ayudarán a la repartición de corriente en condiciones de régimen permanente. La repartición de la corriente bajo condiciones dinámicas se puede llevar a cabo mediante la conexión de inductores acoplados, tal y como se muestra en la figura 2-11b. Si

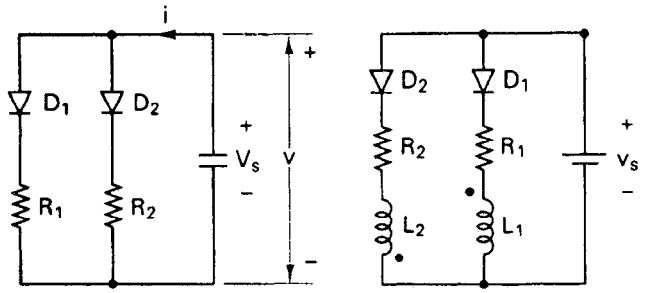
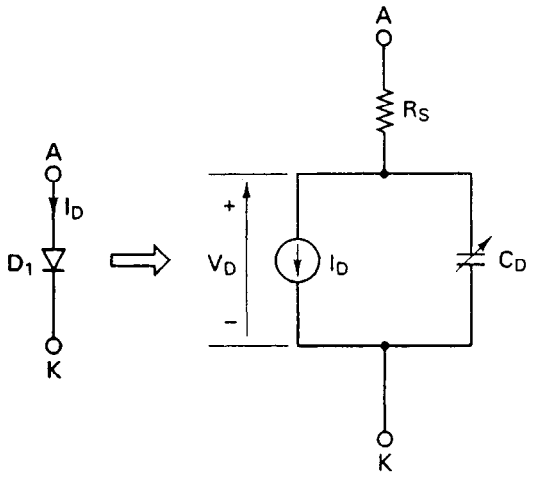


Figura 2-11 Diodos conectados en paralelo.

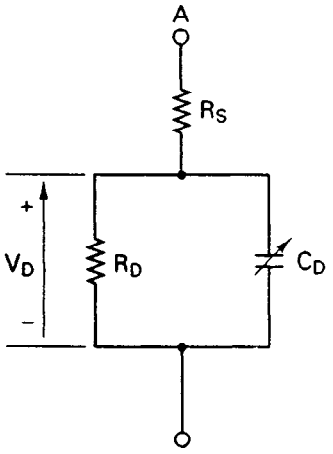
se eleva la corriente a través de D_1, el $L\ di/dt$ a través de L_1 aumenta, y se induce un voltaje correspondiente de polaridad opuesta a través del inductor L_2. El resultado es una trayectoria de baja impedancia a través del diodo D_2 y la corriente se transfiere a D_2. Los inductores generarían picos de voltaje y podrían resultar costosos y voluminosos, especialmente en corrientes altas.

2-8 MODELO SPICE DE DIODO

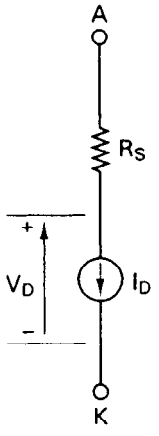
El modelo SPice de un diodo aparece en la figura 2-12a. La corriente de diodo I_D, que depende de su voltaje, está representada por una fuente de corriente. R_s es la resistencia en serie, y se debe a la resistencia del semiconductor. R_s, también conocido como *resistencia del cuerpo*, depende de la



(a) Diodo (b) Modelo SPice



(c) Modelo de pequeña señal



(d) Modelo estático

Figura 2-12 Modelo de diodo SPice, con diodo de polarización inversa.

cantidad de dopados. Los modelos de pequeña señal y estáticos que se generan mediante SPice aparecen en la figura 2-12b y c, respectivamente. C_d es una función no lineal del voltaje de diodo v_D y es igual a $C_d = dq_d/dv_D$, donde q_d es la carga de la capa de agotamiento. SPice genera los parámetros de pequeña señal a partir del punto de operación.

El enunciado del 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 empezar con cualquier carácter; pero el tamaño de esta palabra por lo general se limita a ocho caracteres. D es el símbolo del tipo para diodos. P1, P2, ... y V1, V2, ... son los parámetros de modelo y sus valores, respectivamente.

Ejemplo 2-3

Dos diodos que se muestran en la figura 2-9a están conectados en serie, un voltaje 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) Encuentre los voltajes de diodo, si las resistencias de distribución del voltaje son iguales, $R_1 = R_2 = R$ = 100 kΩ. (b) Encuentre las resistencias de repartición del voltaje R_1 y R_2, si los voltajes del diodo son iguales, $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$. (c) Utilice PSpice para verificar los resultados de la parte (a). Los parámetros del modelo PSpice son: BV = 3KV 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, $R_1 = R_2 = R$ = 100 kΩ. $V_D = V_{D1} + V_{D2}$ o bien $V_{D2} = V_D - V_{D1}$. De la ecuación (2-19),

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R}$$

Sustituyendo $V_{D2} = V_D - V_{D1}$. Y resolviendo para encontrar el voltaje del diodo D_1, obtenemos

$$V_{D1} = \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2}(I_{s2} - I_{s1}) \qquad (2\text{-}22)$$

$$= \frac{5\text{ kV}}{2} + \frac{100\text{ k}\Omega}{2}(35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3}) = 2750\text{ V}$$

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

(b) I_{s1} = 30 mA, I_{s2} = 35 mA, y $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$ = 2.5 kV. De la ecuación (2-19)

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

que nos da la resistencia R_2 para un valor conocido R_1 como

$$R_2 = \frac{V_{D1}R_1}{V_{D1} - R_1(I_{s2} - I_{s1})} \qquad (2\text{-}23)$$

Suponiendo que R_1 = 100 kΩ, 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 del diodo para la simulación PSpice aparece en la figura 2-13. La lista del archivo de circuito es como sigue:

```
Example 2-3      Diode Voltaje-Sharing Circuit
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)          ;  Diode model parameters
.MODEL   MOD2    D   (IS=35MA    BV=3KV)          ;  Diode model parameters
.OP                                               ;  Dc operating point analysis
.END
```

Los resultados de la simulación PSpice son

NAME	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	-2.25E+03	V_{D2} = -2250 V
REQ	1.00E+12	R_{D1} = 1 GΩ	1.00E+12	R_{D2} = 1 GΩ

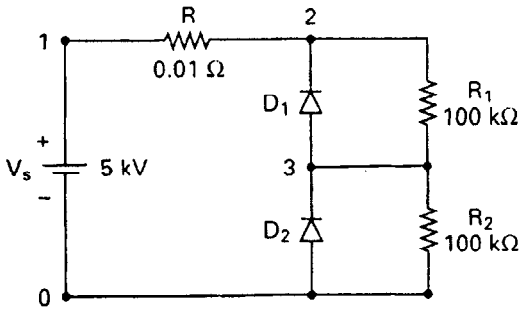


Figura 2-13 Circuito de diodo para la simulación PSpice del ejemplo 2-3.

RESUMEN

Las características de los diodos prácticos difieren de las de los diodos ideales. El tiempo de recuperación inversa juega un papel significativo, especialmente en aplicaciones de interrupción 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 comporte como un diodo de unión *pn*, no existe unión física; y como consecuencia, un diodo Schottky es un dispositivo de portadores mayoritarios. Por otra parte, un diodo de unión *pn* es un diodo de portadores tanto mayoritarios como minoritarios.

Si para aumentar la capacidad del voltaje de bloqueo los diodos se conectan en serie, se requieren de redes de repartición de voltaje bajo condiciones de régimen permanente y transitorio. Cuando los diodos se conectan en paralelo, para aumentar la capacidad de conducción de corriente, también requieren de elementos de repartición de corriente.

REFERENCIAS

1. M. S. Ghausi, *Electronic Devices and Circuits*. Nueva York: Holt, Rinehart and Winston, 1985, p. 672.
2. P. R. Gray y R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1984, p. 1.
3. M. H. Rashid, *SPICE for Circuits and Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1990.
4. P. W. Tuinenga, *SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using PSpice*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1992.
5. *PSpice Manual*. Irvine, Calif.: MicroSim Corporation, 1992.

PREGUNTAS DE REPASO

2-1. ¿Cuáles son los tipos de diodos de potencia?

2-2. ¿Qué es la corriente de fuga de los diodos?

2-3. ¿Qué es el tiempo de recuperación inversa de los diodos?

2-4. ¿Qué es la corriente de recuperación inversa de los diodos?

2-5. ¿Qué es el factor de suavidad de los diodos?

2-6. ¿Cuáles son los tipos de recuperación de los diodos?

2-7. ¿Cuál es la causa del tiempo de recuperación inversa de un diodo de unión *pn*?

2-8. ¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inversa?

2-9. ¿Por qué es necesario utilizar diodos de recuperación rápida para conversión de alta velocidad?

2-10. ¿Qué es el tiempo de recuperación directo?

2-11. ¿Cuáles son las diferencias principales entre los diodos de unión *pn* y los diodos Schottky?

2-12. ¿Cuáles son las limitaciones de los diodos Schottky?

2-13. ¿Cuál es el tiempo de recuperación inversa típico de los diodos de uso general?

2-14. ¿Cuál es el tiempo de recuperación inversa típico de los diodos de recuperación rápida?

2-15. ¿Cuáles son los problemas de los diodos conectados en serie, y cuáles son las soluciones posibles?

2-16. ¿Cuáles son los problemas de los diodos conectados en paralelo, y cuáles son las soluciones posibles?

2-17. Si dos diodos están conectados en serie con igual repartición de voltaje, ¿por qué difieren las corrientes de fuga de los diodos?

PROBLEMAS

2-1. El tiempo de recuperación inversa de un diodo es t_{rr} = 5 μs, y la velocidad de reducción de la corriente del diodo es di/dt = 80 A/μs. Si el factor de suavidad es SF = 0.5, determine (a) la carga de almacenamiento Q_{RR}, y (b) la corriente inversa pico I_{RR}.

2-2. Los valores medidos de un diodo a una temperatura de 25 °C son

V_D = 1.0 V a I_D = 50 A

= 1.5 V a I_D = 600 A

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

2-3. Dos diodos están conectados en serie y el voltaje a través de cada uno de ellos se mantiene igual mediante la conexión de una resistencia de distribución de voltaje, de tal forma que $V_{D1} = V_{D2}$ = 2000 V y R_1 = 100 kΩ. Las características v–i de los diodos aparecen en la figura P2-3. Determine las corrientes de fuga de cada diodo y la resistencia R_2 a través del diodo D_2.

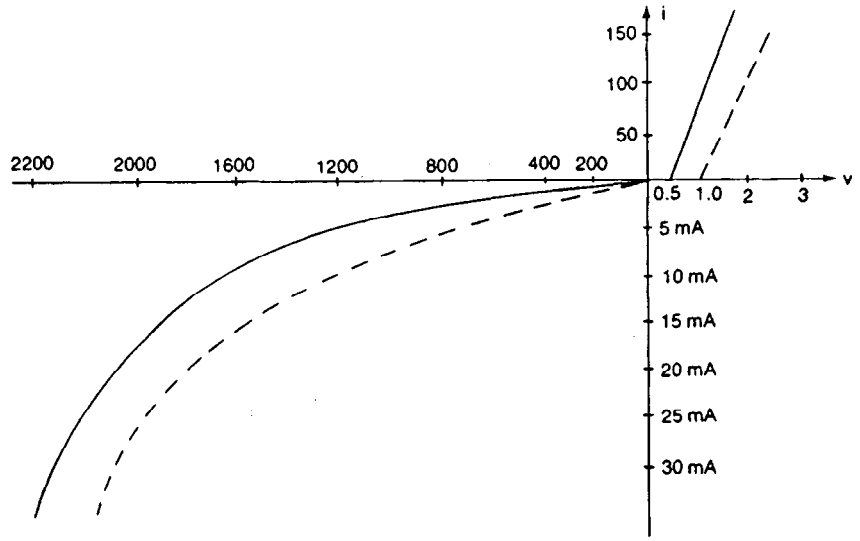


Figura P2-3

2-4. Dos diodos están conectados en paralelo siendo la caída de voltaje directa a través de cada uno de ellos de 1.5 V. Las características v–i de los diodos aparecen en la figura P2-3. Determine las corrientes directas a través de cada diodo.

2-5. Dos diodos están conectados en paralelo, como se muestra en la figura 2-11a, con resistencias de repartición de corriente. Las características v–i se muestran en la figura P2-3. 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 la corriente se comparte en forma ideal entre ambos diodos.

2-6. Dos diodos están conectados en serie, como aparece en la figura 2-9a. La resistencia a través de los diodos es $R_1 = R_2$ = 10 kΩ. El voltaje de entrada de corriente directa es 5kV. Las corrientes de fuga son I_{s1} = 25 mA e I_{s2} = 40 mA. Determine el voltaje a través de los diodos.

3

Circuitos de diodos y rectificadores

3-1 INTRODUCCION

Los diodos semiconductores tienen muchas aplicaciones en la electrónica y en los circuitos de ingeniería eléctrica. Los diodos también son ampliamente utilizados en los circuitos de electrónica de potencia para la conversión de energía eléctrica. En este capítulo se analizan algunos circuitos de diodos de uso común en la electrónica de potencia para el procesamiento de la energía. Se hace una introducción a las aplicaciones de los diodos para la conversión de energía de ca a cd. Los convertidores de ca a cd se conocen comúnmente como *rectificadores*, los rectificadores de diodos entregan a la salida un potencial fijo de corriente directa. Para simplificar, los diodos serán considerados como ideales. Por "ideales" queremos decir que el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y la caída de voltaje directo V_D son despreciables. Esto es, $t_{rr} = 0$ y $V_D = 0$.

3-2 DIODOS CON CARGAS *RC* Y *RL*

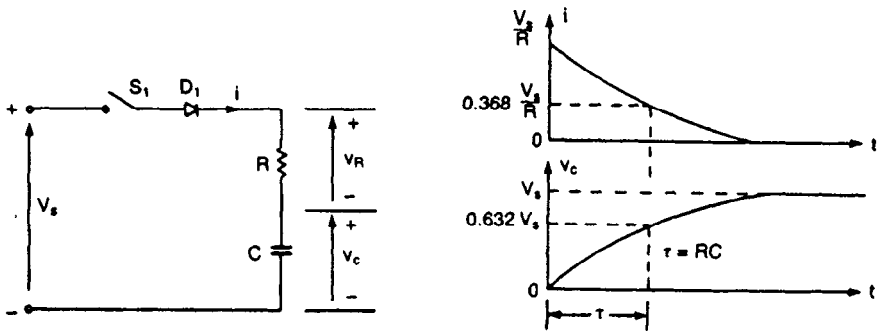
La figura 3-1a muestra un circuito de diodos con una carga *RC*. Cuando se cierra el interruptor *S* en $t = 0$, la corriente de carga i, que fluye a través del capacitor, se puede determinar a partir de

$$V_s = v_R + v_c = v_R + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{3-1}$$

$$v_R = Ri \tag{3-2}$$

Con la condición inicial $v_c(t = 0) = 0$, la solución de la ecuación (3-1) (misma que se resuelve en el apéndice D.1) da la corriente de carga i como

$$i(t) = \frac{V_s}{R}\,e^{-t/RC} \tag{3-3}$$



(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda

Figura 3-1 Circuito de diodo con carga *RC*.

El voltaje del capacitor v_c es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_s(1 - e^{-t/RC}) = V_s(1 - e^{-t/\tau}) \tag{3-4}$$

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

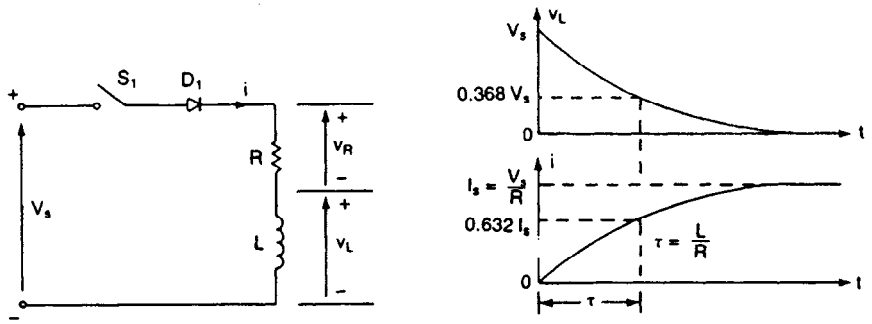
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_s}{RC}\,e^{-t/RC} \tag{3-5}$$

y la velocidad de cambio inicial del voltaje del capacitor (cuando $t = 0$) se obtiene a partir de la ecuación (3-5):

$$\left.\frac{dv_c}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{RC} \tag{3-6}$$

En la figura 3-2a aparece un circuito de diodo con una carga *RL*. Cuando el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, la corriente i a través del inductor aumenta y se expresa como

$$V_s = v_L + v_R = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{3-7}$$



(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda

Figura 3-2 Circuito de diodo con carga *RL*.

Con la condición inicial $i(t = 0) = 0$, la solución de la ecuación (3-7) (que se resuelve en el apéndice D.2) da

$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{3-8}$$

La velocidad de cambio de esta corriente se puede obtener a partir de la ecuación (3-8), como sigue

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L} e^{-tR/L} \tag{3-9}$$

y la velocidad inicial de elevación de la corriente (en $t = 0$) se obtiene de la ecuación (3-9):

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{3-10}$$

El voltaje v_L a través del inductor es

$$v_L(t) = L\frac{di}{dt} = V_s e^{-tR/L} \tag{3-11}$$

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

Las formas de onda para el voltaje v_L y para la corriente aparecen en la figura 3-2b. Si $t >> L/R$, el voltaje a través del inductor tiende a cero y su corriente alcanza un valor en régimen permanente de $I_s = V_s/R$. Si en ese momento se intenta 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 del diodo. Esta energía se disipará en forma de chispas en el interruptor, y es probable que el diodo D_1 se dañe en este proceso. Para resolver una situación como ésta, se conecta un diodo comúnmente conocido como *diodo de marcha libre* a través de la carga inductiva, tal y como se ve en la figura 3-8a.

Nota. Dado que la corriente i en las figuras 3-1a y 3-2a es unidireccional y no tiende a cambiar de polaridad, los diodos no afectan la operación del circuito.

Ejemplo 3-1

Un circuito de diodo aparece en la figura 3-3a con $R = 44\ \Omega$ y $C = 0.1\ \mu F$. El capacitor tiene un voltaje inicial, $V_0 = 220$ V. Si el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, determine (a) la corriente pico del diodo, (b) la energía disipada en la resistencia R y (c) el voltaje del capacitor en el tiempo $t = 2\ \mu s$.

Solución Las formas de onda se muestran en la figura 3-3b.

(a) Se puede utilizar la ecuación (3-3) con $V_s = V_0$ siendo la corriente de pico del diodo I_p

$$I_p = \frac{V_0}{I_p} = \frac{220}{44} = 5\ \text{A}$$

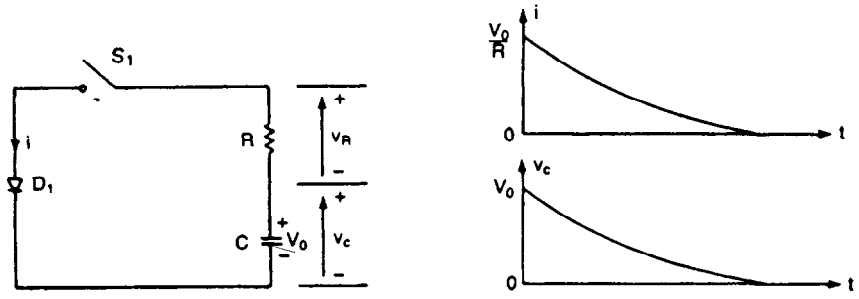
(b) La energía W disipada es

$$W = 0.5CV_0^2 = 0.5 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 220^2 = 0.00242\ \text{J} = 2.42\ \text{mJ}$$

(c) Para $RC = 44 \times 0.1 = 4.4\ \mu s$ y $t = t_1 = 2\ \mu s$, el voltaje del capacitor es

$$v_c(t = 2\ \mu s) = V_0 e^{-t/RC} = 220 \times e^{-2/4.4} = 139.64\ \text{V}$$

Nota. Como la corriente es unidireccional, el diodo no afecta la operación del circuito.



(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda

Figura 3-3 Circuito de diodo con carga *RC*.

3-3 DIODOS CON CARGAS *LC* Y *RLC*

Un circuito de diodo con carga *LC* aparece en la figura 3-4a. Cuando se cierra el interruptor S_1 en $t = 0$, la corriente de carga i del capacitor se expresa como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{3-12}$$

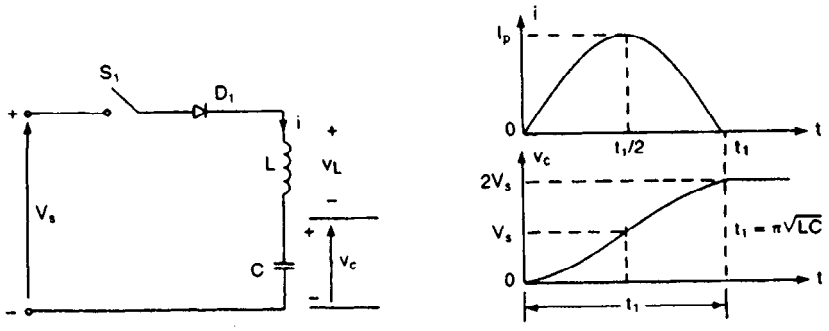
Con condiciones iniciales $i(t = 0) = 0$ y $v_c(t = 0) = 0$, se puede resolver la ecuación (3-12) en función de la corriente i del capacitor como (vea el apéndice D.3)

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega t \tag{3-13}$$

$$= I_p\,\text{sen}\,\omega t \tag{3-14}$$

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

$$I_p = V_s\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{3-15}$$



(a) Diagramas de circuito (b) Formas de onda

Figura 3-4 Circuito de diodo con carga *LC*.

La velocidad de elevación de la corriente se obtiene a partir de la ecuación (3-13) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L} \cos \omega t \tag{3-16}$$

y la ecuación (3-16) da la velocidad inicial de elevación de la corriente (en $t = 0$) como

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{3-17}$$

El voltaje v_c a través del capacitor se puede deducir como

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = V_s(1 - \cos \omega t) \tag{3-18}$$

En un momento $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$, la corriente del diodo i cae hasta cero y el capacitor se carga hasta $2V_s$. En la figura 3-4b se muestran las formas de onda para el voltaje v_L y la corriente i.

Ejemplo 3-2

Un circuito de diodo con una carga LC se muestra en la figura 3-5a, el capacitor tiene un voltaje inicial $V_0 = 220$ V, capacitancia $C = 20$ μF e inductancia $L = 80$ μH. Si el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, determine (a) la corriente de pico a través del diodo, (b) el tiempo de conducción del diodo y (c) el voltaje del capacitor en régimen permanente.

Solución (a) Utilizando la *ley de voltaje de Kirchhoff* (KVL *Kirchhoff's Voltage Law*), podemos escribir la ecuación de la corriente i de la siguiente forma

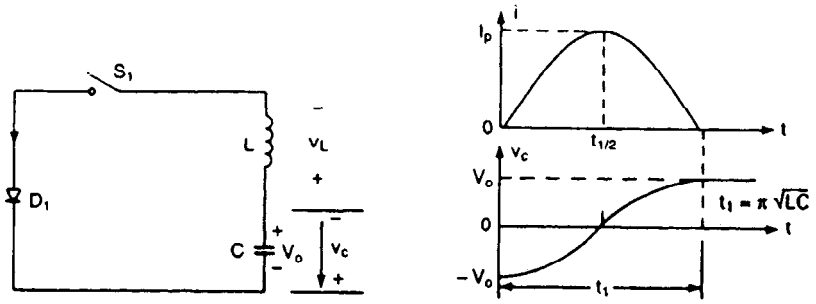
$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\, dt + v_c(t = 0) = 0$$

y la corriente i con condiciones iniciales $i(t = 0) = 0$ y $v_c(t = 0) = -V_0$ se resuelve como

$$i(t) = V_0\sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega t$$

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

$$I_p = V_0\sqrt{\frac{C}{L}} = 220\sqrt{\frac{20}{80}} = 110 \text{ A}$$



(a) Diagrama de circuito (b) Formas de onda

Figura 3-5 Circuito del diodo con carga LC.

(b) En $t = t_1 = \pi \sqrt{LC}$, la corriente del diodo se convierte en cero y el tiempo de conducción del diodo t_1 es

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

(c) Se puede demostrar fácilmente que el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt - V_0 = -V_0 \cos \omega t$$

Para $t = t_1 = 125.66\ \mu s$, $v_c(t = t_1) = -220 \cos \pi = 220$ V.

En la figura 3-6 aparece un circuito de diodo con carga *RLC*. Si el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, podemos utilizar la ley KVL para escribir la ecuación de la corriente de carga i como

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{3-19}$$

con condiciones iniciales $i(t = 0)$ y $v_c(t = 0) = v_o$. Al diferenciar la ecuación (3-19) y dividir ambos miembros entre L, obtenemos

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \tag{3-20}$$

Bajo condiciones de régimen permanente, el capacitor está cargado al voltaje fuente V_s, siendo corriente de régimen permanente cero. También en la ecuación (3-20) es cero la componente forzada de la corriente. La corriente se debe al componente natural.

La ecuación característica en el dominio de Laplace de s es

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \tag{3-21}$$

las raíces de la ecuación cuadrática (3-21) están dadas por

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \tag{3-22}$$

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

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{3-23}$$

y la *frecuencia de resonancia*,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3-24}$$

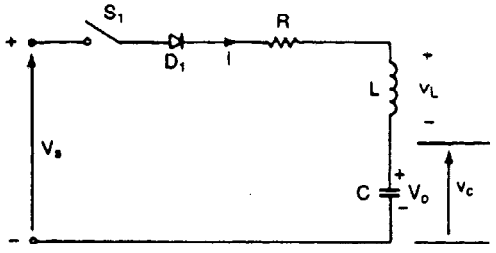


Figura 3-6 Circuito de diodo con carga *RLC*.

Sustituyendo estos valores en la ecuación (3-22), obtenemos

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \tag{3-25}$$

La solución en función de la corriente, que dependerá de los valores de c y de ω_0, seguiría alguno de 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 será de la forma

$$i(t) = (A_1 + A_2 t)e^{s_1 t} \tag{3-26}$$

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

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \tag{3-27}$$

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

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_r \tag{3-28}$$

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

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_r t + A_2 \operatorname{sen} \omega_r t) \tag{3-29}$$

que es una *sinusoide amortiguada* o *de decaimiento*.

Nota. Las constantes A_1 y A_2 se pueden determinar a partir de las condiciones iniciales del circuito. La relación α/ω_0 se conoce comúnmente como la *relación de amortiguamiento*, δ. Por lo general, los circuitos electrónicos de potencia están subamortiguados, de forma que la corriente del circuito se hace prácticamente sinusoidal, a fin de tener una salida de corriente alterna y/o desactivar un dispositivo semiconductor de potencia.

Ejemplo 3-3

El circuito *RLC* de segundo orden de la figura 3-6 tiene el voltaje fuente $V_s = 220$ V, una inductancia $L = 2$ mH, una capacitancia $C = 0.05$ μF y una resistencia $R = 160\ \Omega$. El valor inicial de voltaje del capacitor es $V_0 = 0$. Si el interruptor s_1 se cierra en $t = 0$, determine (a) una expresión para la corriente $i(t)$ y (b) el tiempo de conducción del diodo. (c) Dibuje un esbozo de $i(t)$. (d) Utilice PSpice para graficar la corriente instantánea i para $R = 50\ \Omega$, $160\ \Omega$ y $320\ \Omega$.

Solución (a) De la ecuación (3-23), $\alpha = R/2L = 160 \times 10^3/(2 \times 2) = 40{,}000$ rad/s, y de la ecuación (3-24), $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^5$ rad/s.

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

Dado que $\alpha < \omega_0$, se trata de un circuito subamortiguado, y la solución es de la forma

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

En $t = 0$, $i(t = 0) = 0$ y esto da $A_1 = 0$. La solución se convierte en

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

La derivada de $i(t)$ se convierte en

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

Cuando el interruptor se cierra en $t = 0$, el capacitor ofrece una baja impedancia y el inductor una alta impedancia. La velocidad inicial de elevación de la corriente está limitada únicamente por el inductor L. Por lo tanto, en $t = 0$, el di/dt del circuito es V_s/L. Por lo tanto,

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

lo que nos da la constante en la forma,

$$A_2 = \frac{V_s}{\omega_r L} = \frac{220 \times 1000}{91{,}652 \times 2} = 1.2$$

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

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

(b) El tiempo de conducción del diodo t_1 se obtiene cuando $t = 0$. Esto es,

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

(c) El esbozo de la forma de onda de la corriente aparece en la figura 3-7.

(d) El circuito correspondiente a la simulación PSpice [3] se muestra en la figura 3-8. La lista del archivo de circuito es como sigue:

```
Example 3-3       RLC Circuit With Diode
.PARAM  VALU  = 160                                   ; Define parameter  VALU
.STEP  PARAM  VALU  LIST  50    160    320           ; Vary parameter    VALU
VS    1    0    PWL  (0    0    INS    220V    1MS    220V)  ; Picewise linear
R     2    3    { VALU }                              ; Variable resistance
L     3    4    2MH
C     4    0    0.05UF
D1    1    2    DMOD                                  ; Diode with model DMOD
.MODEL  DMOD  D (IS=2.22E-15  BV=1800V)               ; Diode model parameters
.TRAN    0.1US   60US                                 ; Transient analysis
.PROBE                                                ; Graphics postprocessor
.END
```

El trazo PSpice de la corriente $I(R)$ a través de la resistencia R aparece en la figura 3-9.

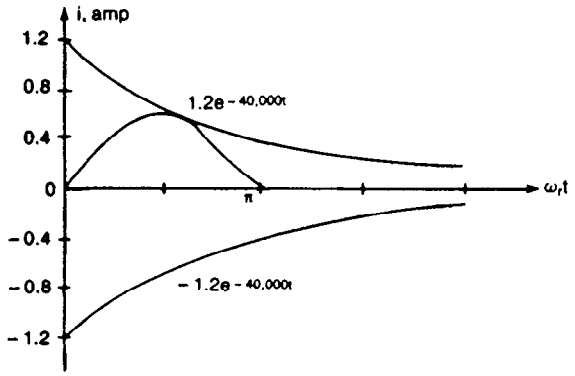
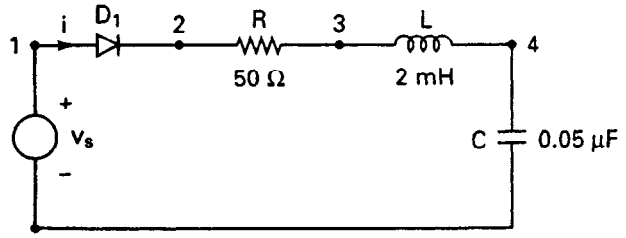
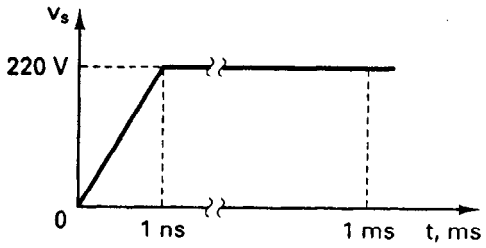


Figura 3-7 Forma de onda de corriente para el ejemplo 3-3.



(a) Circuito



(b) Voltaje de entrada

Figura 3-8 Circuito *RLC* para simulación PSpice.

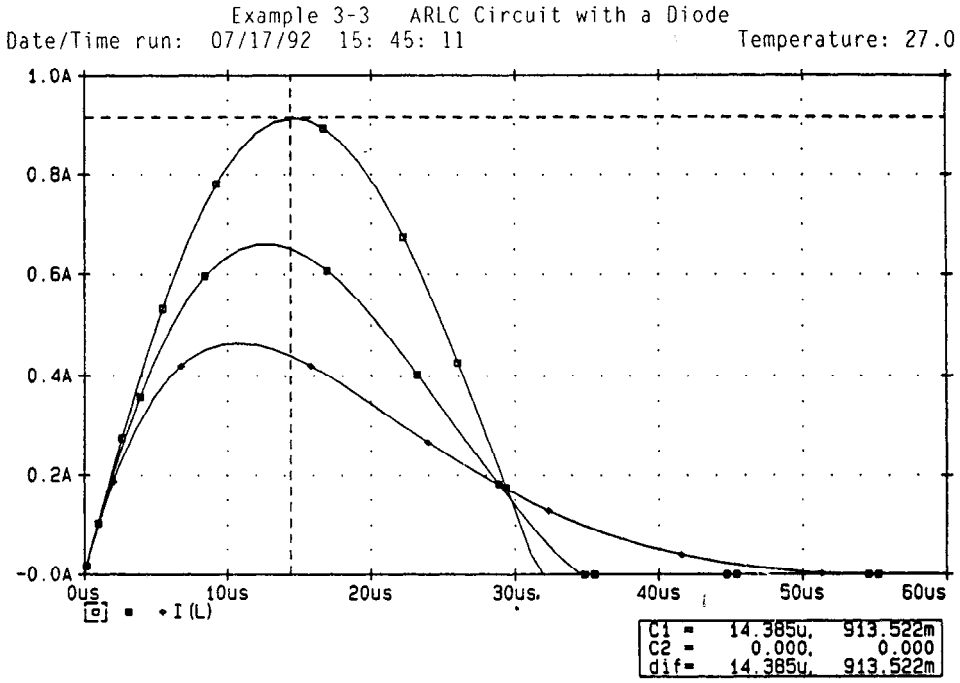


Figura 3-9 Graficaciones para el ejemplo 3-3.

Si el interruptor S_1 de la figura 3-2a se cierra durante el tiempo t_1, se establece una corriente a través de la carga; si entonces se abre el interruptor, se debe encontrar una trayectoria para la corriente de la carga inductiva. Esto se efectúa normalmente conectando un diodo D_m tal y como aparece en la figura 3-10a, este diodo usualmente se llama *diodo de marcha libre*. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando el interruptor se cierra en $t = 0$, y el modo 2 empieza cuando se abre el interruptor. Los circuitos equivalentes para cada uno de los modos aparecen en la figura 2-10b. i_1 e i_2 se definen como las corrientes instantáneas correspondientes a los modos 1 y 2, respectivamente. t_1 y t_2 son las duraciones correspondientes de dichos modos.

Modo 1. Durante este modo, la corriente del diodo i_1, que es similar a la de la ecuación (3-8), es

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{3-30}$$

Cuando el interruptor se abre en $t = t_1$ (al final de este modo), la corriente de dicho momento se convierte en

$$I_1 = i_1(t = t_1) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{t_1 R/L}) \tag{3-31}$$

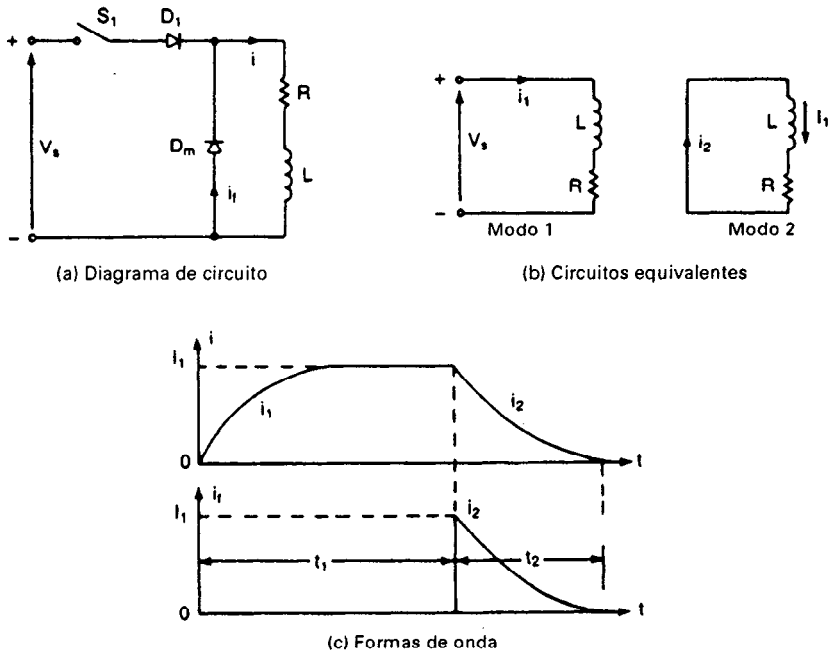


Figura 3-10 Circuito con diodo de marcha libre.

Si el tiempo t_1 es lo suficientemente largo, la corriente llega al valor de régimen permanente y una corriente $I_s = V_2/R$ fluye a través de la carga.

Modo 2. Este modo empieza cuando se abre el interruptor y la corriente de carga empieza a fluir a través del diodo de marcha libre D_m. Si redefinimos el origen del tiempo al principio de este modo, la corriente a través del diodo de marcha libre se encuentra a partir de

$$0 = L\frac{di_2}{dt} + Ri_2 \tag{3-32}$$

con la condición inicial $i_2(t = 0) = I_1$. La solución correspondiente a la ecuación (3-32) da la corriente libre $i_f = i_2$ como

$$i_2(t) = I_1 e^{-tR/L} \tag{3-33}$$

esta corriente decae en forma exponencial hasta cero en el momento $t = t_2$, siempre y cuando $t_2 >> L/R$. Las formas de onda de las corrientes aparecen en la figura 3-10c.

Ejemplo 3-4

En la figura 3-10a, la resistencia es despreciable ($R = 0$), el voltaje de fuente es $V_s = 200$ V, y la inductancia de carga es $L = 220$ μH. (a) Dibuje la forma de onda de la corriente de carga si el interruptor se cierra durante un tiempo $t_1 = 100$ μs y a continuación se abre. (b) Determine la energía almacenada en el inductor de carga.

Solución (a) El diagrama del circuito aparece en la figura 3-11a con una corriente inicial cero. Cuando el interruptor se cierra en $t = 0$, la corriente de carga aumenta en forma lineal y se expresa de la forma

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

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

(b) Cuando el interruptor S_1 se abre en un tiempo $t = t_1$, la corriente de carga empieza a fluir a través del diodo D_m. Dado que en el circuito no hay ningún elemento disipativo (resistivo), la corriente de carga se mantiene constante en $I_0 = 100$ A, y la energía almacenada en el inductor será de $0.5\,LI_0^2 = 1.1$ J. Las formas de onda de la corriente aparecen en la figura 3-11b.

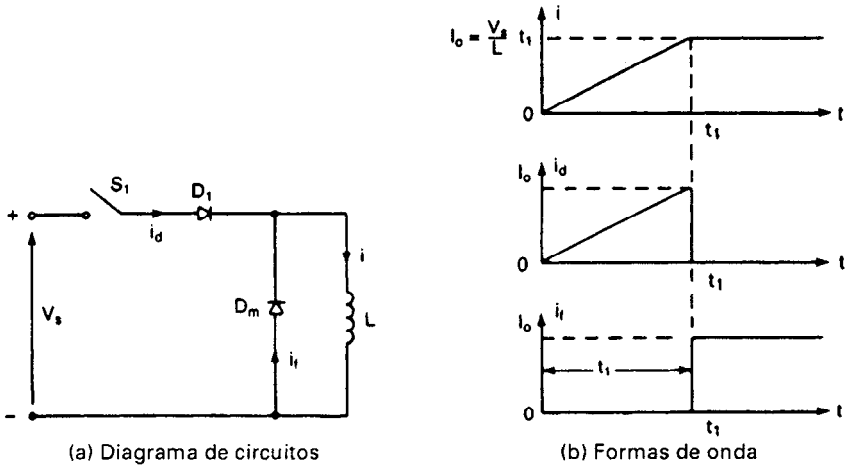
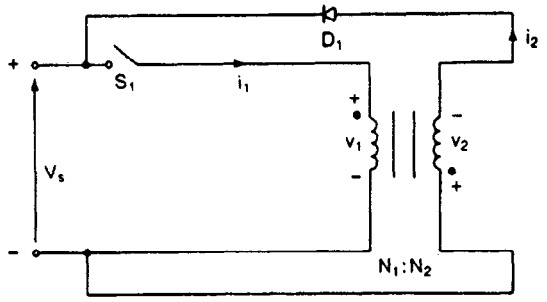


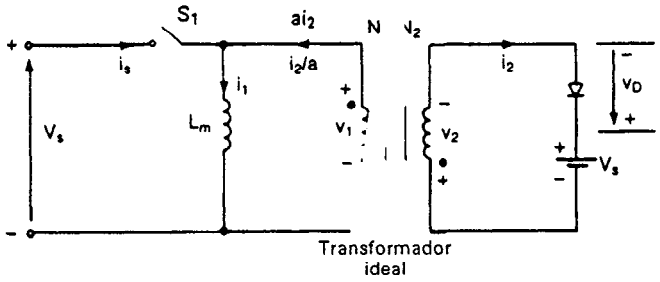
Figura 3-11 Circuito del diodo con carga L.

3-5 RECUPERACION DE LA ENERGIA ATRAPADA CON UN DIODO

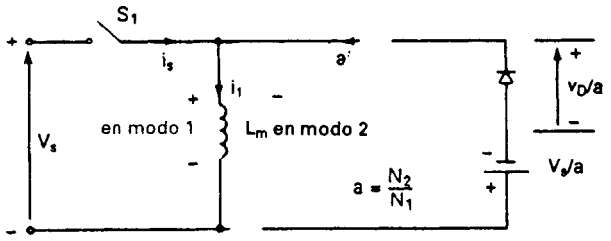
En el circuito ideal sin pérdidas de la figura 3-11a, la energía almacenada en el inductor queda atrapada, dado que en el circuito no existe resistencia. En un circuito real es deseable mejorar la *eficiencia* devolviendo esa energía almacenada a la fuente de alimentación. Esto se puede llevar a cabo si se agrega al inductor un segundo bobinado y se conecta un diodo D_1, tal y como aparece en la figura 3-12a. El inductor se comporta como un transformador. El secundario del transformador se conecta de tal forma que si v_1 es positivo, v_2 es negativo con respecto a v_1 y viceversa. El bobinado secundario, que facilita el retorno de la energía almacenada a la fuente vía el diodo D_1, se conoce como *bobinado de retroalimentación.* Suponiendo un transformador con una inductancia magnetizante L_m, el circuito equivalente es como el que aparece en la figura 3-12b.



(a) Diagrama de circuito



(b) Circuito equivalente



(c) Circuito equivalente

Figura 3-12 Circuito con un diodo de recuperación de energía.

Si el diodo y el voltaje secundario (voltaje de la fuente) se refieren al lado primario del transformador, el circuito equivalente es como se muestra en la figura 3-12c. 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

$$a = \frac{N_2}{N_1} \tag{3-34}$$

La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se cierra el interruptor S_1 en $t = 0$ y el modo 2 empieza al abrirse el interruptor. Los circuitos equivalentes para los modos correspondientes aparecen en la figura 3-13a. t_1 y t_2 son las duraciones de los modos 1 y 2, respectivamente.

Modo 1. Durante este modo, el interruptor S_1 está cerrado en $t = 0$. El diodo D_1 tiene polarización inversa y la corriente a través del diodo (corriente secundaria) es $ai_2 = 0$, o bien, $i_2 = 0$. Utilizando el KVL de la figura 3-13a para el modo 1, $V_s = (v_D - V_s)/a$, y eso nos da el voltaje inverso del diodo como

$$v_D = V_s(1 + a) \tag{3-35}$$

Suponiendo que no existe una corriente inicial en el circuito, la corriente primaria es la misma que la corriente i_s del interruptor, y se expresa como

$$V_s = L_m \frac{di_1}{dt} \tag{3-36}$$

lo que da

$$i_1(t) = i_s(t) = \frac{V_s}{L_m} t \tag{3-37}$$

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

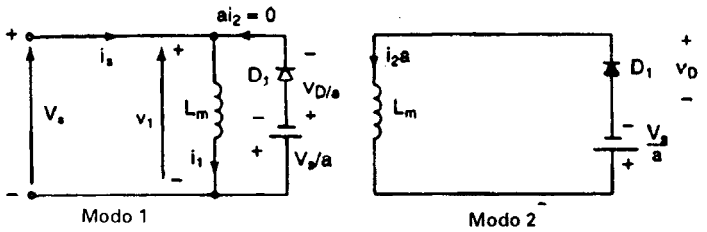
$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 \tag{3-38}$$

Modo 2. Durante este modo se abre el interruptor, se invierte el voltaje a través del inductor y el diodo D_1 se polariza directamente. Fluye una corriente a través del secundario del transformador y la energía almacenada en el inductor se regresa a la fuente. Utilizando la ley KVL y redefiniendo el origen del tiempo al principio de este modo, la corriente primaria se expresa como

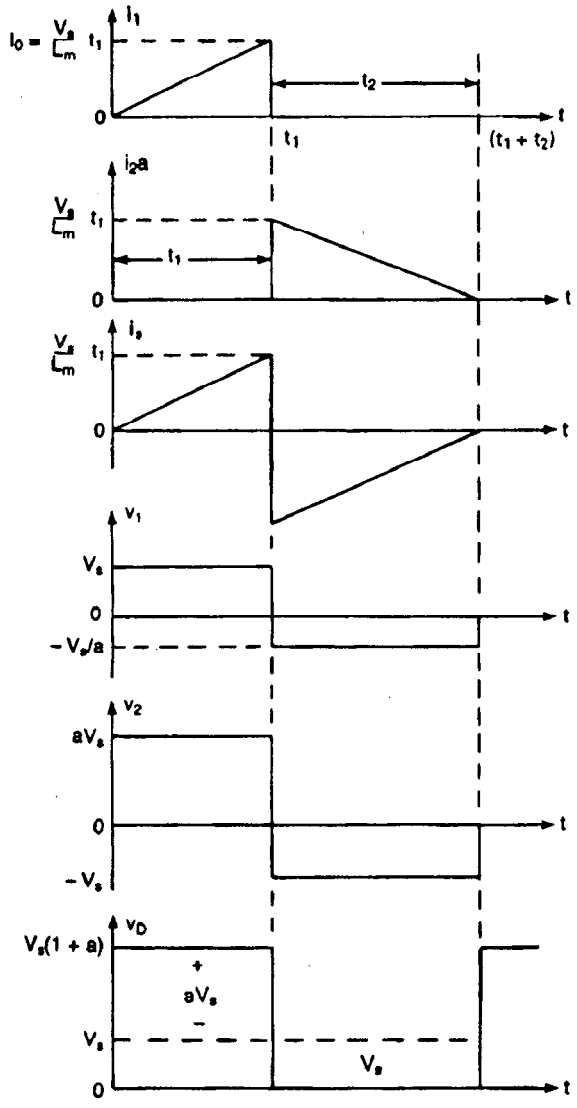
$$L_m \frac{di_1}{dt} + \frac{V_s}{a} = 0 \tag{3-39}$$

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

$$i_1(t) = -\frac{V_s}{aL_m} t + I_0 \tag{3-40}$$



(a) Circuito equivalente



(b) Formas de onda

Figura 3-13 Circuitos y formas de onda equivalentes.

Se puede calcular el tiempo de conducción del diodo D_1 a partir de la condición $i_1(t = t_2) = 0$ de la ecuación (3-40) y es

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = at_1 \tag{3-41}$$

El modo 2 es válido para $0 \le t \le t_2$. Al final de este modo en $t = t_2$, toda la energía almacenada en el inductor L_m ha sido devuelta a la fuente. Las diversas formas de onda para $a = 10/6$ correspondientes a los voltajes aparecen en la figura 3-13b.

Ejemplo 3-5

Para el circuito de recuperación de la energía de la figura 3-12a, la inductancia magnetizante del transformador es $L_m = 250$ μH, $N_1 = 10$ y $N_2 = 100$. Las inductancias de fuga y la resistencia del transformador son despreciables. El voltaje de la fuente es $V_s = 220$ V y no existe corriente inicial en el circuito. Si se cierra el interruptor S_1 durante un tiempo $t_1 = 50$ μs y después se abre, (a) determine el voltaje inverso del diodo D_1, (b) calcule el valor pico de la corriente en el primario, (c) calcule el valor pico de la corriente en el secundario, (d) determine el tiempo de conducción del diodo D_1 y (e) determine la energía suministrada por la fuente.

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

(a) De la ecuación (3-35), el voltaje inverso del diodo es

$$v_D = V_s(1 + a) =$$

(b) De la ecuación (3-38), el valor pico de la corriente primaria,

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

(c) El valor pico de la corriente secundaria $I_0' = I_0/a = 44/10 = 4.4$ A.

(d) De la ecuación (3-41), 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 fuente,

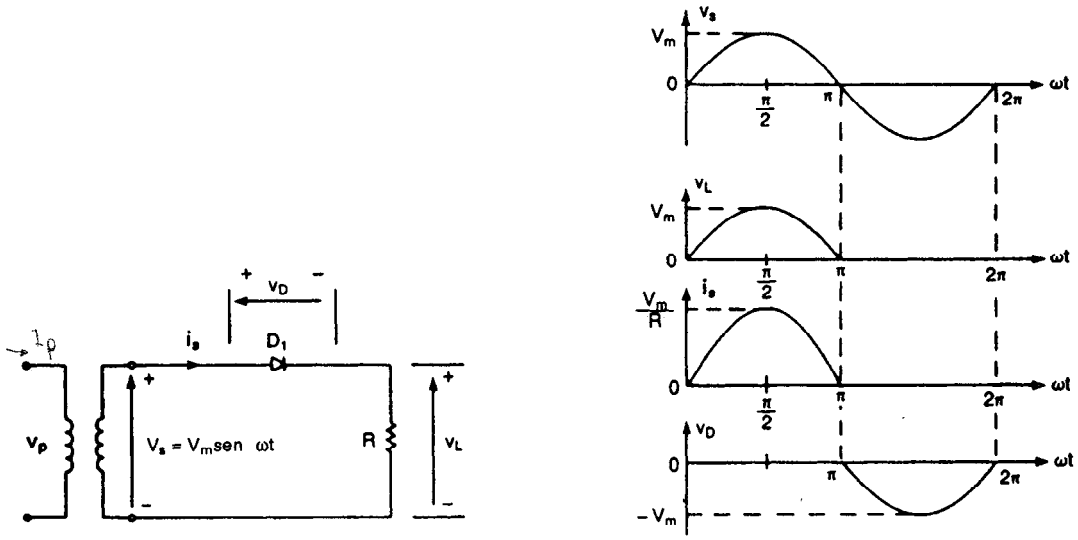
$$W = \int_0^{t_1} vi\, dt = \int_0^{t_1} V_s \frac{V_s}{L_m} t\, dt = \frac{1}{2} \frac{V_s^2}{L_m} t_1^2$$

Utilizando la ecuación (3-38), obtenemos

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

3-6 RECTIFICADORES MONOFASICOS DE MEDIA ONDA

Un *rectificador* es un circuito que convierte una señal de corriente alterna en una señal unidireccional. Los diodos se usan extensamente en los rectificadores. Un rectificador monofásico de media onda es el tipo más sencillo, pero no se utiliza normalmente en aplicaciones industriales. Sin embargo, resulta útil para comprender el principio de la operación de los rectificadores. En la figura 3-14a aparece el diagrama de circuito con una carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el diodo D_1 conduce y el voltaje de entrada aparece a través de la carga.



(a) Diagrama de circuito

(b) Formas de onda

Figura 3-14 Rectificador monofásico de media onda.

Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el diodo está en *condición de bloqueo* y el voltaje de salida es cero. Las formas de onda para los voltajes de entrada y de salida se muestran en la figura 3-14b.

3-7 PARAMETROS DE RENDIMIENTO

Aunque el voltaje de salida, tal y como aparece en la figura 3-14b, es cd, es discontinuo y contiene armónicas. Un rectificador es un procesador de potencia que debe proporcionar una salida de cd con una cantidad mínima de contenido armónico. Al mismo tiempo, deberá mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible y en fase con el voltaje de entrada, de tal forma que el factor de potencia esté cercano a la unidad. La calidad del procesamiento de energía de un rectificador requiere de la determinación del contenido armónico de la corriente de entrada, del voltaje de salida y de la corriente de salida. Utilizaremos las expansiones de la serie de Fourier para encontrar el contenido armónico de voltajes y corrientes. Hay distintos tipos de circuitos de rectificadores y los rendimientos de un rectificador se evalúan normalmente en función de los parámetros siguientes:

El valor *promedio* del voltaje de salida (o de carga), V_{cd}
El valor promedio de la corriente de salida (de carga), I_{cd}
La salida de potencia en cd,

$$P_{cd} = V_{cd} I_{cd} \tag{3-42}$$

El valor *medio cuadrático (rms)* del voltaje de salida, V_{rms}
El valor *medio cuadrático (rms)* de la corriente de salida, I_{rms}

La *potencia* de salida en ca

$$P_{ca} = V_{rms}I_{rms} \tag{3-43}$$

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

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \tag{3-44}$$

El voltaje de salida se puede determinar como formado de dos componentes: (1) el valor cd y (2) la componente de ca u ondulatoria.

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

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \tag{3-45}$$

El *factor de forma*, que es una medida de la forma del voltaje de salida, es

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} \tag{3-46}$$

El *factor de componente ondulatoria*, que es una medida del contenido de la componente ondulatoria, se define como

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \tag{3-47}$$

Sustituyendo la ecuación (3-45) en la (3-47), el factor de la componente ondulatoria se puede expresar como

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \tag{3-48}$$

El *factor de utilización del transformador* se define como

$$TUF = \frac{P_{cd}}{V_s I_s} \tag{3-49}$$

donde V_s e I_s son el voltaje y la corriente media cuadrática (rms) del secundario del transformador, respectivamente. Veamos las formas de onda que se muestran la figura 3-15, donde v_s es el

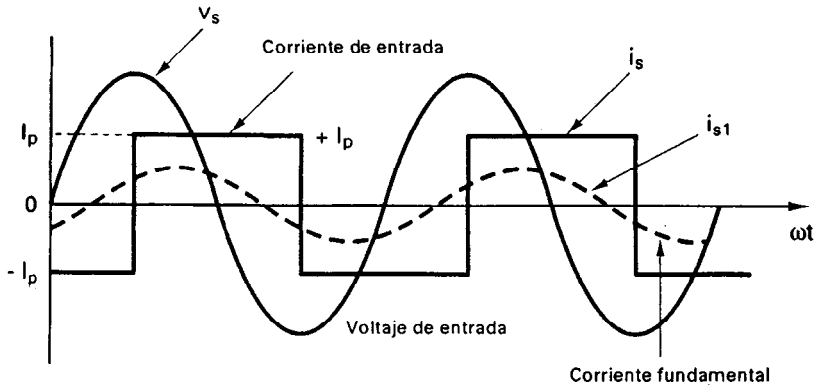


Figura 3-15 Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.

voltaje de entrada sinusoidal, i_s es la corriente de entrada instantánea, e i_{s1} es el componente fundamental.

Si Φ es el ángulo entre las componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada, Φ se llama el *ángulo de desplazamiento*. El *factor de desplazamiento* se define como

$$\text{DF} = \cos \phi \tag{3-50}$$

El *factor armónico* de la corriente de entrada se define como

$$\text{HF} = \left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}\right)^{1/2} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} \tag{3-51}$$

donde I_{s1} es la componente fundamental de la corriente de entrada I_s. Tanto I_{s1} como I_s se expresan aquí en valores rms. El *factor de potencia* de entrada se define como

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi \tag{3-52}$$

A menudo resulta de interés el factor de cresta CF, que resulta una medida de la corriente de entrada pico $I_{s(\text{pico})}$ en comparación con su valor rms I_s, a fin de establecer las especificaciones de corriente de pico de dispositivos y componentes. El CF de la corriente de entrada se define mediante

$$\text{CF} = \frac{I_{s(\text{pico})}}{I_s} \tag{3-53}$$

Notas

1. El factor armónico HF es una medida de 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 sinusoidal, $I_{s1} = I_s$ y el factor de potencia PF es igual al factor de desplazamiento DF. El ángulo de desplazamiento ϕ se convierte en el ángulo de impedancia $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ en el caso de una carga RL.
3. El factor de desplazamiento DF a menudo se conoce como el *factor de potencia de desplazamiento* (DPF).
4. Un rectificador ideal debería tener $\eta = 100\%$, $V_{\text{ca}} = 0$, RF = 0, TUF = 1, HF = THD = 0, y PF = DPF = 1.

Ejemplo 3-6

El rectificador de la figura 3-14a tiene una carga resistiva pura igual a R. Determine (a) la eficiencia, (b) el factor de forma, (c) el factor de componente ondulatoria, (d) el factor de utilización de transformación, (e) el voltaje inverso pico (PIV) del diodo D_1 y (f) el valor CF de la corriente de entrada.

Solución El voltaje de salida promedio V_{dc} se define como

$$V_{\text{cd}} = \frac{1}{T}\int_0^T v_L(t)\, dt$$

Debemos notar de la figura 3.14b que $v_L(t) = 0$ para $T/2 \le t \le T$. Por lo tanto, tenemos

$$V_{\text{cd}} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V_m \operatorname{sen} \omega t\, dt = \frac{-V_m}{\omega T}\left(\cos \frac{\omega T}{2} - 1\right)$$

Pero la frecuencia de la fuente es $f = 1/T$ y $\omega = 2\pi f$. Por lo tanto,

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318V_m$$
$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{0.318V_m}{R} \tag{3-54}$$

El valor *medio cuadrático* (rms) de una forma de onda periódica se define como

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T}\int_0^T v_L^2(t)\,dt\right]^{1/2}$$

Para un voltaje sinusoidal de valor $v_L(t) = V_m \text{sen}\omega t$ para $0 \le t \le T/2$, el valor rms del voltaje de salida es

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{T/2} (V_m \,\text{sen}\,\omega t)^2\,dt\right]^{1/2} = \frac{V_m}{2} = 0.5V_m$$
$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.5V_m}{R} \tag{3-55}$$

De la ecuación (3-42), $P_{cd} = (0.318V_m)^2/R$, y de la ecuación (3-43), $P_{ca} = (0.5V_m)^2/R$.

(a) De la ecuación (3-44), la eficiencia $\eta = (0.318V_m)^2/(0.5V_m)^2 = 40.5\%$.

(b) De la ecuación (3-46), el factor de forma $FF = 0.5V_m/0.318V_m = 1.57$ es decir 157%.

(c) De la ecuación (3-48), el factor de componente ondulatoria $RF = \sqrt{1.57^2 - 1} = 1.21$ es decir 121 %.

(d) El voltaje rms del secundario del transformador es

$$V_s = \left[\frac{1}{T}\int_0^T (V_m \,\text{sen}\,\omega t)^2\,dt\right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m \tag{3-56}$$

El valor rms de la corriente del secundario del transformador es la misma que la carga:

$$I_s = \frac{0.5V_m}{R}$$

La especificación en *voltamperios* (VA) del transformador, $VA = V_sI_s = 0.707\,V_m \times 0.5\,V_m/R$.
De la ecuación (3-49), $TUF = P_{ca}/(V_sI_s) = 0.318^2/(0.707 \times 0.5) = 0.286$.

(e) El voltaje de bloqueo inverso pico $PIV = V_m$.

(f) $I_{s(pico)} = V_m/R$ e $I_s = 0.5V_m/R$. El factor de cresta CF de la corriente de entrada es $CF = I_{s(pico)}/I_s = 1/0.5 = 2$.

Nota. 1/TUF = 1/0.286 = 3.496, lo que significa que el transformador debe ser 3.496 veces mayor de lo que tendría que ser para proporcionar energía a partir de un voltaje de ca puro. Este rectificador tiene un alto factor de componente ondulatoria, 121%; una eficiencia baja, 40.5%; y un TUF pobre, 0.286. Además, el transformador tiene que conducir cd, y esto da como resultado un problema de saturación en el núcleo del transformador.

Veamos el circuito que se muestra en la figura 3-14a con una carga *RL* tal y como aparece en la figura 3-16a. Debido a la carga inductiva, el periodo de conducción del diodo D_1 se extenderá más allá de los 180° hasta que la corriente se haga cero en $\omega t = \pi + \sigma$. Las formas de onda de la

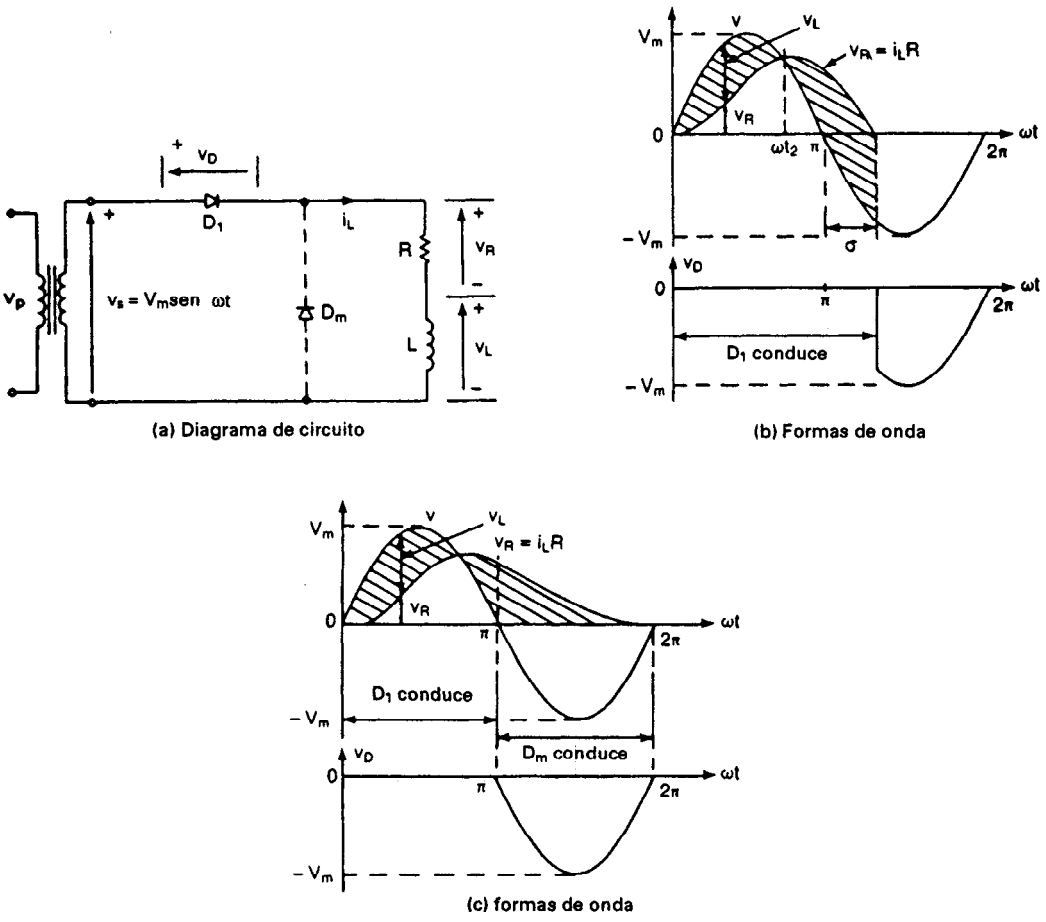


Figura 3-16 Rectificador de media onda con carga *RL*.

y del voltaje aparecen en la figura 3-16b. Debe hacerse notar que el v_L promedio del inductor es cero.

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi}\int_0^{\pi+\sigma} \text{sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi}[-\cos \omega t]_0^{\pi+\sigma}$$
$$= \frac{V_m}{2\pi}[1 - \cos(\pi + \sigma)] \tag{3-57}$$

La corriente de carga promedio es $I_{cd} = V_{cd}/R$.

De la ecuación (3-57) se puede notar que es posible aumentar el voltaje promedio (y la corriente) haciendo que $\sigma = 0$, lo que es posible añadiendo un diodo de marcha libre D_m, tal y como aparece en la figura 3-16a con líneas punteadas. El efecto de este diodo es evitar que aparezca un voltaje negativo a través de la carga; y como resultado, aumenta la energía magnética almacenada. En $t = t_1 = \pi/\omega$, la corriente proveniente de D_1 se transfiere a D_m, proceso conocido como *conmutación* de diodos. En la figura 3-16c se muestran las formas de onda. Dependiendo de la constante

de tiempo, la corriente de la carga puede resultar discontinua. Con una carga resistiva, la corriente i_L será discontinua y continua con una carga muy inductiva. La continuidad de la corriente de carga dependerá de su constante de tiempo $\tau = \omega L/R$.

Si la salida se conecta a una batería, el rectificador se puede utilizar como cargador de baterías. Esto se muestra en la figura 3-17a. Para $v_s > E$, el diodo D_1 conduce. Se puede encontrar el ángulo a cuando el diodo inicia la conducción, a partir de la condición

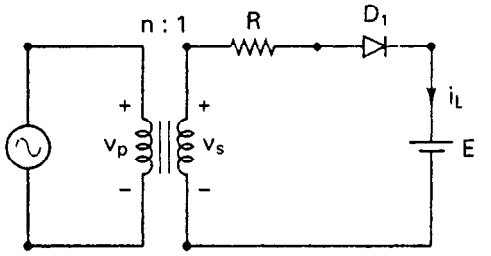
$$V_m \operatorname{sen} \alpha = E$$

lo que nos da

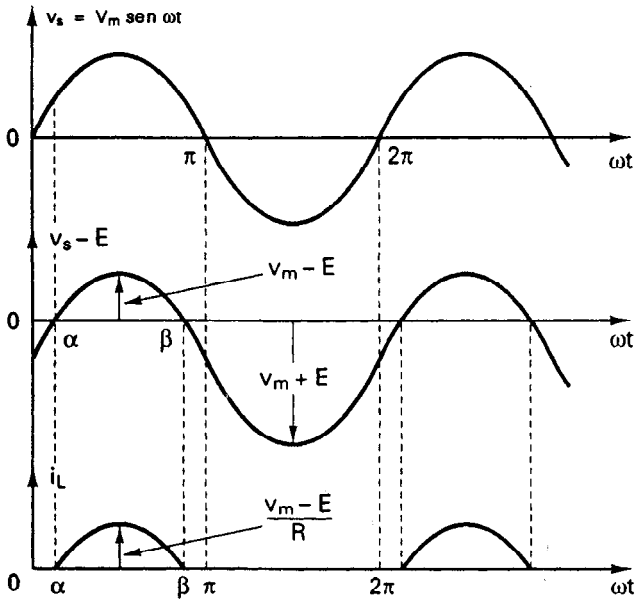
$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \frac{E}{V_m} \tag{3-58}$$

El diodo D_1 se desactivará cuando $v_s < E$ en

$$\beta = \pi - \alpha$$



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 3-17 Cargador de baterías.

La corriente de carga i_L, que se muestra en la figura 3-17b, se puede determinar a partir de

$$i_L = \frac{v_s - E}{R} = \frac{V_m \text{ sen } \omega t - E}{R} \qquad \text{para } \alpha < \omega t < \beta$$

Ejemplo 3-7

El voltaje de batería de la figura 3-17a es $E = 12$ V y su capacidad es 100 W-h. La corriente promedio de carga deberá ser $I_{cd} = 5$ A. El voltaje de entrada primario es $V_p = 220$ V, 60 Hz teniendo el transformador una relación de vueltas $n = 2{:}1$. Calcule (a) el ángulo de conducción δ del diodo, (b) la resistencia limitadora de corriente R, (c) la especificación de potencia P_R de R, (d) el tiempo de carga h en horas, (e) la eficiencia del rectificador η, y (f) el voltaje de pico inverso PIV del diodo.

Solución $E = 12$ V, $V_p = 220$ V, $V_s = V_{p/n} = 120/2 = 60$ V, y $V_m = \sqrt{2}\, V_s = \sqrt{2} \times 60 = 84.85$ V.

(a) De la ecuación (3-58), $\alpha = \text{sen}^{-1}(12/84.85) = 8.13°$, o bien 0.1419 rad. $\beta = 180 - 8.13 = 171.87°$. El ángulo de conducción es $\delta = \beta - \alpha = 171.87 - 8.13 = 163.74°$.

(b) La corriente de carga promedio I_{cd} es

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} \frac{V_m \text{ sen } \omega t - E}{R}\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi R}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E) \tag{3-59}$$

$$= \frac{1}{2\pi R}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E)$$

lo que nos da

$$R = \frac{1}{2\pi I_{cd}}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E)$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 5}(2 \times 84.85 \times \cos 8.13° + 2 \times 12 \times 0.1419 - \pi \times 12) = 4.26\ \Omega$$

(c) La corriente rms en la batería I_{rms} es

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} \frac{(V_m \text{ sen } \omega t - E)^2}{R^2}\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2\pi R^2}\left[\left(\frac{V_m^2}{2} + E^2\right)(\pi - 2\alpha) + \frac{V_m^2}{2}\text{sen } 2\alpha - 4V_m E \cos\alpha\right] \tag{3-60}$$

$$= 67.4$$

o bien $I_{rms} = \sqrt{67.4} = 8.2$ A. La especificación de potencia de R es $P_R = 8.2^2 \times 4.26 = 286.4$ W.

(d) La potencia entregada P_{cd} a la batería es

$$P_{cd} = EI_{cd} = 12 \times 5 = 60 \text{ W}$$

$$hP_{cd} = 100 \qquad \text{o} \qquad h = \frac{100}{P_{cd}} = \frac{100}{60} = 1.66^{-}\ \text{h}$$

(e) La eficiencia del rectificador η es

$$\eta = \frac{\text{Potencia entregada a la batería}}{\text{potencia de entrada total}} = \frac{P_{cd}}{P_{cd} + P_R} = \frac{60}{60 + 286.4} = 17.32\%$$

(f) El voltaje de pico inverso PIV del diodo es

$$\text{PIV} = V_m + E$$

$$= 84.85 + 12 = 96.85 \text{ V}$$

Ejemplo 3-8

El rectificador monofásico de media onda de la figura 3-14a está conectado a una fuente V_s = 120 V, 60 Hz. Exprese en series de Fourier el voltaje de salida instantáneo $v_L(t)$.

Solución El voltaje de salida del rectificador v_L se puede describir mediante una serie de Fourier como

$$v_L(t) = V_{cd} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \operatorname{sen} \omega t + b_n \cos \omega t)$$

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_L \, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{2} \quad \text{para } n = 1$$

$$= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \cos n\omega t \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{\pi}\frac{1 + (-1)^n}{1 - n^2} \quad \text{para } n = 2, 3, 4, \ldots$$

$$= 0 \quad \text{para } n = 1$$

Sustituyendo a_n y b_n, el voltaje de salida instántaneo se convierte en

$$v_L(t) = \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2}\operatorname{sen} \omega t - \frac{2V_m}{3\pi}\cos 2\omega t + \frac{2V_m}{15\pi}\cos 4\omega t - \frac{2V_m}{35\pi}\cos 6\omega t + \ldots \quad (3\text{-}61)$$

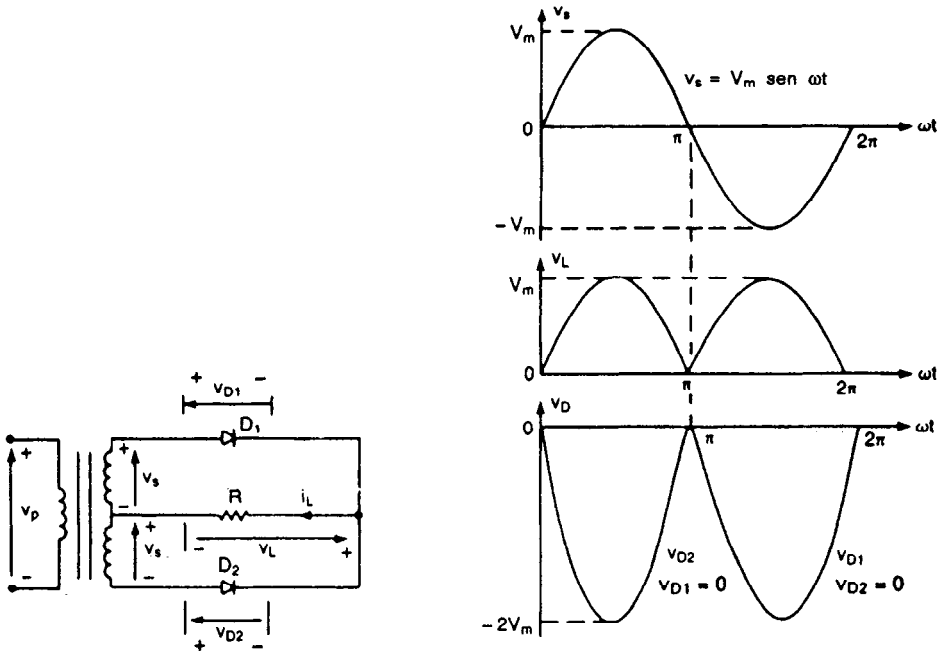
donde $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V y $\omega = 2p \times 60 = 377$ rad/s.

3-8 RECTIFICADORES MONOFASICOS DE ONDA COMPLETA

En la figura 3-18a aparece un circuito rectificador de onda completa con un transformador de derivación central. Cada mitad del transformador con un diodo asociado actúa como si fuera un rectificador de media onda. La salida de un rectificador de onda completa aparece en la figura 3-18b. Dado que a través del transformador no fluye corriente directa, no hay problema por saturación en el núcleo de este mismo transformador. El voltaje de salida promedio es

$$V_{cd} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} V_m \operatorname{sen} \omega t \, dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (3\text{-}62)$$

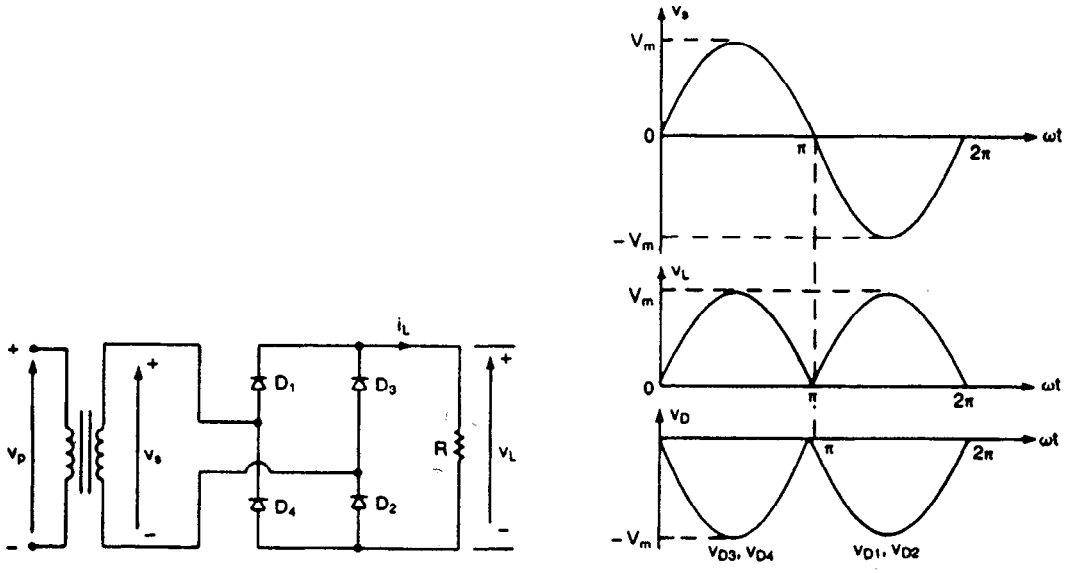
En vez de utilizar un transformador con toma o derivación central, podemos utilizar cuatro diodos, como se muestra en la figura 3-19a. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, se suministra potencia a la carga a través de los diodos D_1 y D_2. Durante el ciclo negativo, los diodos D_3 y D_4 conducirán. La forma de onda del voltaje de salida aparece en la figura 3-19b y es similar a la de la figura 3-18b. El voltaje de pico inverso de un diodo es solo V_m. Este circuito se conoce como *rectificador puente*, y es de uso común en aplicaciones industriales.



(a) Diagrama de circuito

(b) Formas de onda

Figura 3-18 Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.



(a) Diagrama de circuito

(b) Forma de onda

Figura 3-19 Rectificador puente de onda completa.

Ejemplo 3-9

Si el rectificador de la figura 3-18a tiene una carga resistiva pura de valor R, determine (a) la eficiencia, (b) el factor de forma, (c) el factor de componente ondulatoria, (d) el factor de utilización del transformador, (e) el voltaje de pico inverso (PIV) del diodo D_1 y (f) el CF de la corriente de entrada.

Solución De la ecuación (3-62), el voltaje promedio de salida es

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

y la corriente promedio de carga es

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

El valor rms del voltaje de salida es

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

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

De la ecuación (3-42), $P_{cd} = (0.6366V_m)^2/R$, y de la ecuación (3-43), $P_{ca} = (0.707V_m)^2/R$.

(a) De la ecuación (3-44), la eficiencia $\eta = (0.6366V_m)^2/(0.707V_m)^2 = 81\%$

(b) De la ecuación (3-46), el factor de forma $FF = 0.707V_m/0.6366V_m = 1.11$.

(c) De la ecuación (3-48), el factor de componente ondulatoria $RF = \sqrt{1.11^2 - 1} = 0.482$, o bien 48.2%.

(d) El voltaje rms del secundario del transformador $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$. El valor rms de la corriente del secundario del transformador $I_s = 0.5V_m/R$. La especificación en volts-amperes (VA) del transformador, $VA = 2V_sI_s = 2 \times 0.707 V_m \times 0.5V_m/R$. De la ecuación (3-49),

$$TUF = \frac{0.6366^2}{2 \times 0.707 \times 0.5} = 0.5732 = 57.32\%$$

(e) El voltaje de bloqueo de pico inverso $PIV = 2V_m$.

(f) $I_{s(pico)} = V_m/R$ e $I_s = 0.707V_m/R$. El factor de cresta CF de la corriente de entrada es $CF = I_{s(pico)}/I_s = 1/0.707 = \sqrt{2}$.

Nota. El rendimiento de un rectificador de onda completa representa una mejoría significativa en comparación con el de un rectificador de media onda.

Ejemplo 3-10

El rectificador de la figura 3-18a tiene una carga RL. Utilice el método de las series de Fourier para obtener expresiones del voltaje de salida $v_L(t)$.

Solución El voltaje de salida del rectificador puede ser representado por una serie de Fourier (misma que se verá en el apéndice E) de la forma

$$v_L(t) = V_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos \omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_L(t)\, d(\omega t) = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{4V_m}{\pi}\sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \frac{-1}{(n-1)(n+1)}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = 0$$

Sustituyendo los valores de a_n y b_n, la expresión del voltaje de salida es

$$v_L(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{3\pi}\cos 2\omega t - \frac{4V_m}{15\pi}\cos 4\omega t - \frac{4V_m}{35\pi}\cos 6\omega t - \cdots \qquad (3\text{-}63)$$

Nota. La salida de un rectificador de onda completa contiene sólo armónicas pares. La segunda armónica es la más dominante y su frecuencia es $2f$(= 120 Hz). El voltaje de salida de la ecuación (3-63) se puede deducir mediante la multiplicación espectral de la función de conmutación, esto queda explicado en el apéndice C.

Ejemplo 3-11

Un rectificador puente monofásico, que alimenta una carga inductiva muy alta, como sería un motor de cd, aparece en la figura 3-20a. La relación de vueltas del transformador es la unidad. La carga es tal que el motor utiliza una corriente de armadura libre de oscilaciones I_a tal y como

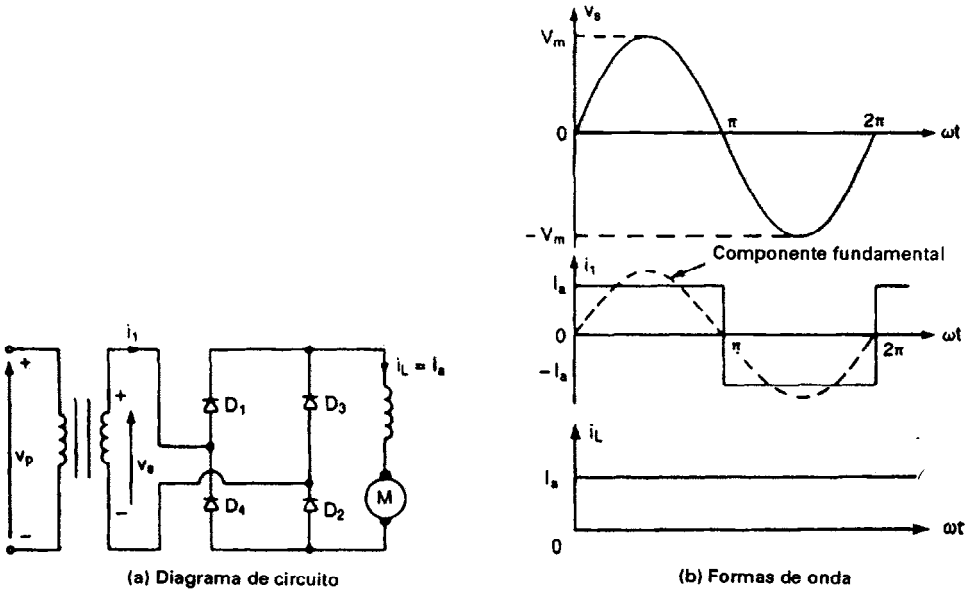


Figura 3-20 Rectificador puente de onda completa con carga de motor cd.

aparece en la figura 3-20b. Determine (a) el factor armónico HF de la corriente de entrada y (b) el factor de potencia de entrada PF del rectificador.

Solución Normalmente, un motor de cd es altamente inductivo y actúa como un filtro en la reducción de la corriente de componente ondulatoria de la carga.

(a) Las formas de onda de la corriente y del voltaje de entrada del rectificador aparecen en la figura 3-20b. La corriente de entrada se puede expresar en una serie de Fourier, como

$$i_1(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_a\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t) \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi}$$

Sustituyendo los valores de a_n y b_n, la expresión correspondiente a la corriente de entrada es

$$i_1(t) = \frac{4I_a}{\pi}\left(\frac{\operatorname{sen}\omega t}{1} + \frac{\operatorname{sen} 3\omega t}{3} + \frac{\operatorname{sen} 5\omega t}{5} + \cdots\right) \qquad (3\text{-}64)$$

El valor rms de la 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

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

De la ecuación (3-51),

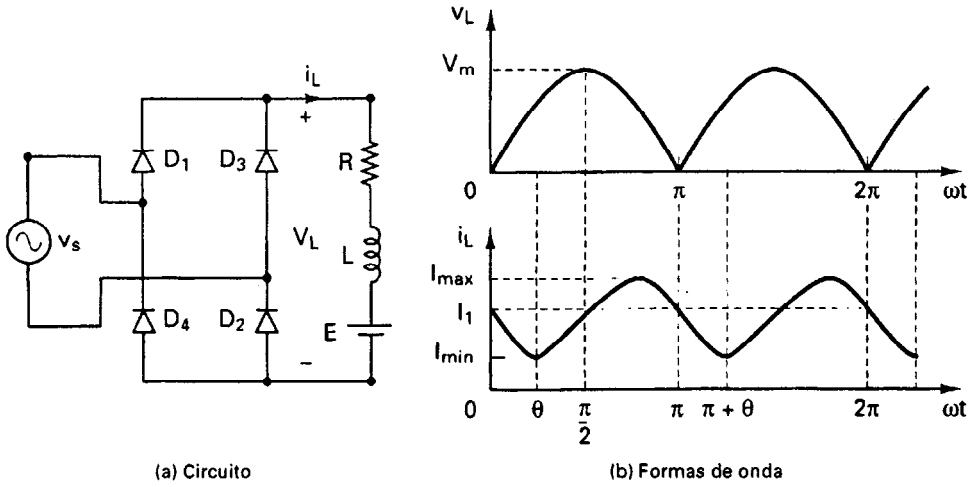
$$\text{HF} = \text{THD} = \left[\left(\frac{1}{0.90}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4843 \quad \text{o} \quad 48.43\%$$

(b) El ángulo de desplazamiento $\phi = 0$ y el factor de desplazamiento DF = cos ϕ = 1. De la ecuación (3-52), el factor de potencia PF = $(I_{s1}/I_s)\cos\phi$ = 0.90 (en atraso).

3-9 RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA CON CARGA *RL*

Con una carga resistiva, la corriente de carga tiene una forma idéntica al voltaje de salida. En la práctica, la mayor parte de las cargas son en cierta cantidad inductivas, la corriente de carga depende de los valores de la resistencia de carga R y de la inductancia de carga L. Esto aparece en la figura 3-21a. Se añade una batería de voltaje E para poder desarrollar ecuaciones de tipo general. Si el voltaje de entrada es $v_s = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$, la corriente de carga i_L se puede deducir de

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$



(a) Circuito (b) Formas de onda

Figura 3-21 Rectificador de puente completo con carga *RL*.

que tiene una solución de la forma

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3-65}$$

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

Caso 1: corriente de carga continua. La constante A_1 en la ecuación (3-65) se puede determinar a partir de la condición: en $\omega t = \pi$, $i_L = I_1$.

$$A_1 = \left(I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,\theta\right) e^{(R/L)(\pi/\omega)}$$

Si sustituimos de A_1 en la ecuación (3-65), obtenemos

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}(\omega t - \theta) + \left(I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,\theta\right) e^{(R/L)(\pi/\omega - t)}$$

Bajo una condición de régimen permanente, $i_L(\omega t = 0) = i_L(\omega t = \pi)$. Esto significa que, $i_L(\omega t = 0) = I_1$. Aplicando esta condición, obtenemos el valor de I_1 como

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,\theta\,\frac{1 + e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_1 \geq 0 \tag{3-66}$$

el cual, después de sustituirse en la ecuación (3-66) y de simplificarse, nos da

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\left[\text{sen}(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}\,\text{sen}\,\theta\,e^{-(R/L)t}\right] - \frac{E}{R} \tag{3-67}$$

$$\text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \text{ e } i_L \geq 0$$

La corriente rms del diodo se puede encontrar de la ecuación (3-67) como

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_L^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

y entonces, la corriente rms de salida se puede determinar mediante la combinación de las corrientes rms de cada diodo como

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

También se puede encontrar la corriente promedio del diodo a partir de la ecuación (3-67) como

$$I_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_L\, d(\omega t)$$

Caso 2: corriente de carga discontinua. La corriente de carga fluye sólo durante el período $\alpha \le \omega t \le b$. Los diodos empiezan a conducir en $\omega t = a$, dado por

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

En $\omega t = \alpha$, $i_L(\omega T) = 0$ y la ecuación (3-65) nos da

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

que, después de sustituirse en la ecuación (3-65), proporciona la corriente de carga

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z}\text{sen}(\omega t - \theta) + \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z}\text{sen}(\alpha - \theta)\right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \qquad (3\text{-}68)$$

En $\omega t = \beta$, la corriente cae a cero, e $i_L(\omega T = \beta) = 0$. Esto es

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

β se puede determinar de esta ecuación trascendental mediante un método de solución iterativo (prueba y error), que se analiza en la sección 6-5. Inicie con $\beta = 0$, e incremente su valor en cantidades muy pequeñas, hasta que el lado izquierdo de esta ecuación se convierta en cero.

La corriente rms del diodo se puede encontrar a partir de la ecuación (3-68) como

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_L^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

La corriente promedio del diodo también se puede encontrar a partir de la ecuación (3-68) como

$$I_d = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_L\, d(\omega t)$$

Ejemplo 3-12 *

El rectificador de onda completa monofásico de la figura 3-21a 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 de carga en régimen permanente I_1 en $\omega t = 0$, (2) la corriente promedio del diodo I_d, (3) la corriente rms del diodo

I_r y (4) la corriente rms de salida I_{rms}. (b) Utilice PSpice para graficar la corriente de salida instantánea i_L. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E–15, BV = 1800 V.

Solución No se sabe si la corriente de carga es continua o discontinua. Supongamos que la corriente de carga es continua y procedamos con la solución. Si la hipótesis no es correcta, la corriente de carga será cero y entonces pasaremos al caso discontinuo correspondiente.

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

(1) La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t = 0$, $I_1 = 32.8$ A. Dado que $I_1 > 0$, la corriente de carga es continua y la hipótesis es correcta.

(2) La integración numérica de i_L de la ecuación (3-67) nos da una corriente promedio de diodo $I_d = 19.61$ A.

(3) Mediante la integración numérica de i_L^2 entre los límites $\omega t = 0$ y π, obtenemos la corriente rms del diodo $I_r = 28.5$ A.

(4) La corriente rms de salida $I_{rms} = \sqrt{2}\ I_r = \sqrt{2} \times 28.50 = 40.3$ A.

Notas

1. I_L tiene un valor mínimo de 25.2 A en $\omega t = 25.5°$ y un valor máximo de 51.46 A en $\omega t = 125.25°$. I_L se convierte en 27.41 A en $\omega t = \theta$ y en 48.2 A en $\omega t = \theta + \pi$. Por lo tanto, el valor máximo de I_L ocurre aproximadamente en $\omega t = \theta$.
2. La conmutación de los diodos hace que las ecuaciones de las corrientes sean no lineales. Un método numérico de solución de las corrientes de diodo es más eficaz que las técnicas clásicas. Para resolver en función de I_l, I_d e I_r se utiliza un programa de computadora que hace uso de la integración numérica. Se recomienda a los estudiantes que verifiquen los resultados de este ejemplo y que valoricen la utilidad de la solución numérica, especialmente en la resolución de ecuaciones no lineales de circuitos de diodos.

(b) El rectificador puente monofásico para la simulación PSpice aparece en la figura 3-22. La lista de archivo de circuito es como sigue:

```
Example 3-12    Single-Phase Bridge Rectifier with RL load
VS      1    0    SIN (0    169.7V    60HZ)
L       2    3    6.5MH
R       3    4    2.5
VX      4    5    DC      10V  ;  Voltaje source to measure the output current
D1      1    2    DMOD                              ; Diode Model
D2      5    0    DMOD
D3      0    2    DMOD
D4      5    1    DMOD
.MODEL    DMOD   D(IS=2.22E-15   BV=1800V)          ; Diode model parameters
.TRAN     1US    32MS    16.667MS                   ; Transient analysis
.PROBE                                             ; Graphics postprocessor
.END
```

La graficación PSpice de la corriente de salida instantánea i_L se muestra en la figura 3-23, que da $I_1 = 31.83$ A.

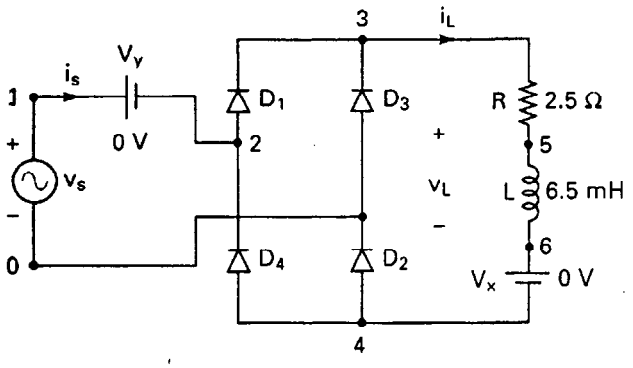


Figura 3-22 Rectificador puente monofásico para simulación de PSpice

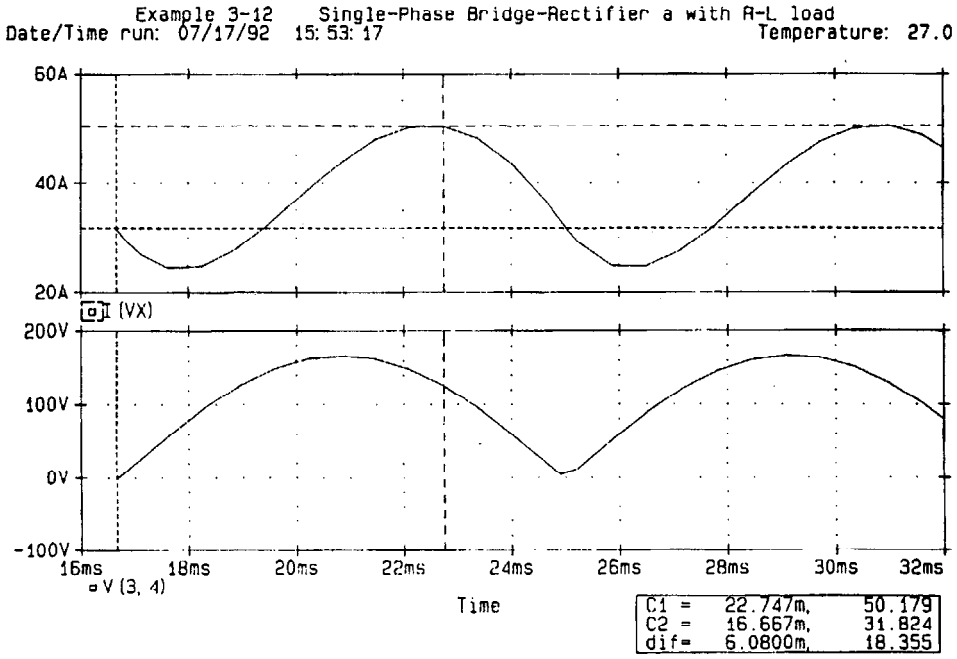


Figura 3-23 Graficas de PSpice para el ejemplo 3-12.

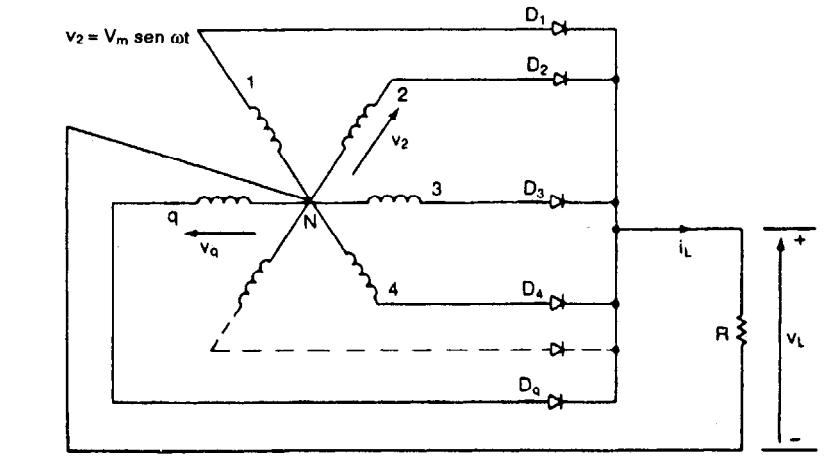
3-10 RECTIFICADORES MULTIFASE EN ESTRELLA

Hemos visto en la ecuación (3-62) que el voltaje promedio de salida que se podría obtener de los rectificadores de onda completa monofásicos es $0.6366 \cdot V_m$. Estos rectificadores se utilizan en aplicaciones hasta un nivel de potencia de 15 kW. Para salidas de potencia mayores, se utilizan los *rectificadores trifásicos y multifásicos*. Las series de Fourier de los voltajes de salida dados por la ecuación (3-63) indican que las salidas contienen armónicas, la frecuencia de la *componente fundamental* es el doble de la frecuencia de la fuente ($2f$). En la práctica es común utilizar un

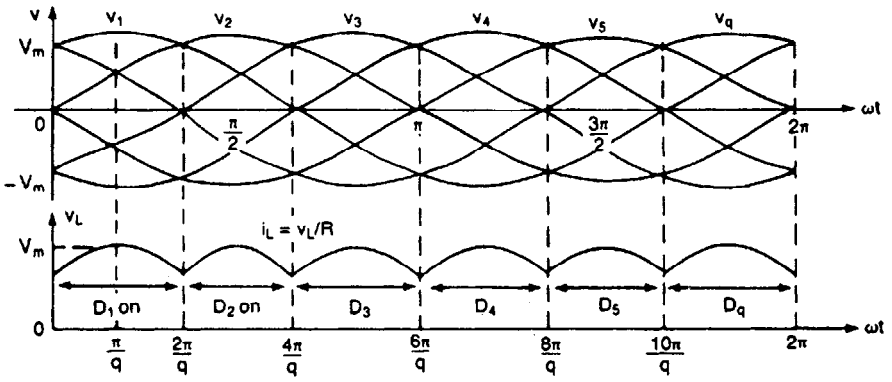
filtro para reducir el nivel de armónicas en la carga; el tamaño del filtro se reduce con el aumento de la frecuencia de las armónicas. Además de la mayor salida de potencia de los rectificadores multifase, también aumenta la frecuencia fundamental de las armónicas y resulta q veces la frecuencia fuente (qf). Este rectificador se conoce como un rectificador estrella.

El circuito rectificador de la figura 3-18a se puede extender a varias fases mediante embobinados multifase en el secundario del transformador, tal y como se muestra en la figura 3-24a. Este circuito se puede considerar como q rectificadores monofásicos de media onda y es del tipo de media onda. El diodo de orden k conducirá durante el periodo cuando el voltaje de la fase k sea mayor que el de las demás fases. Las formas de onda para voltajes y corrientes aparecen en la figura 3-24b. El período de conducción de cada diodo es $2\pi/q$.

De la figura 3-24b se puede notar que la corriente que fluye a través del embobinado secundario es unidireccional y contiene una componente de cd. Sólo el embobinado secundario lleva corriente en un momento determinado y, como resultado, el primario debe estar conectado en del-



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de ondas

Figura 3-24 Rectificadores multifase.

ta, a fin de eliminar la componente de cd del lado de la entrada del transformador. Esto minimiza el contenido armónico de la corriente de línea primaria.

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

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi/q}\int_0^{\pi/q} V_m \cos \omega t \, d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3-69}$$

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi/q}\int_0^{\pi/q} V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= V_m \left[\frac{q}{2\pi}\left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{q}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{3-70}$$

Si la carga es resistiva pura, la corriente de pico a través del diodo es $I_m = V_m/R$ pudiéndose encontrar el valor rms de la corriente del diodo (o de una corriente secundaria de transformador) como

$$\begin{aligned} I_s &= \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi/q} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= I_m \left[\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{q}\right)\right]^{1/2} = \frac{V_{rms}}{R} \end{aligned} \tag{3-71}$$

Ejemplo 3-13

Un rectificador trifásico en estrella tiene una carga puramente resistiva con R ohms. Determine (a) la eficiencia, (b) el factor de forma, (c) el factor de componente ondulatoria, (d) el factor de utilización del transformador, (e) el voltaje de pico inverso PIV de cada diodo (f) la corriente pico a través del diodo, si el rectificador entrega $I_{dc} = 30$ A a un voltaje de salida de $V_{dc} = 140$ V.

Solución Para un rectificador trifásico $q = 3$ en las ecuaciones (3-69), (3-70) y (3-71).

(a) De la ecuación (3-69), $V_{cd} = 0.827\ V_m$ e $I_{cd} = 0.827\ V_m/R$. De la ecuación (3-70), $V_{rms} = 0.84068\ V_m$ e $I_{rms} = 0.84068\ V_m/R$. De la ecuación (3-42), $P_{cd} = (0.827V_m)^2/R$, de la ecuación (3-43), $P_{ca} = (0.84068V_m)^2/R$ y de la ecuación (3-44) la eficiencia

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

(b) De la ecuación (3-46), el factor de forma FF = 0.84068/0.827 = 1.0165, o bien 101.65%.

(c) De la ecuación (3-48), el factor de componente ondulatoria RF = $\sqrt{1.0165^2 - 1}$ = 0.1824 = 18.24%.

(d) De la ecuación (3-56), el voltaje rms del secundario del transformador, $V_s = 0.707\ V_m$. De la ecuación (3-71), la corriente rms del secundario del transformador,

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

La especificación en volts-amperes (VA) del transformador para $q = 3$ es

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

De la ecuación (3-49) $$TUF = \frac{0.827^2}{3 \times 0.707 \times 0.4854} = 0.6643$$

(e) El voltaje de pico inverso de cada diodo es igual al valor pico del voltaje línea a línea en el secundario. En el apéndice A se analizan los circuitos trifásicos. El voltaje línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase y, por lo tanto, PIV = $\sqrt{3}\,V_m$.

(f) La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_d = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi/q} I_m \cos \omega t \, d(\omega t) = I_m \frac{1}{\pi} \operatorname{sen}\frac{\pi}{q} \tag{3-72}$$

Para $q = 3$, $I_d = 0.2757 I_m$. La corriente promedio a través de cada diodo es $I_d = 30/3 = 10$ A dando esto la corriente pico como $I_m = 10/0.2757 = 36.27$ A.

Ejemplo 3-14

(a) Exprese el voltaje de salida del rectificador de q fases de la figura 3-24a en series de Fourier. (b) Si $q = 6$, $V_m = 170$ V, y la frecuencia de alimentación es $f = 60$ Hz, determine el valor rms de la armónica dominante y su frecuencia.

Solución (a) Las formas de onda para q pulsos se muestran en la figura 3-24b, siendo la frecuencia de salida q veces la componente fundamental (qf). Para encontrar las constantes de la serie de Fourier, integremos desde $-\pi/q$ hasta π/q donde las constantes son

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi/q}\int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_m \cos \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{qV_m}{\pi}\left\{\frac{\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n+1}\right\}$$

$$= \frac{qV_m}{\pi}\frac{(n+1)\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q] + (n-1)\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n^2-1}$$

Después de simplificar y usar las relaciones trigonométricas, obtenemos

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

y

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

obtenemos

$$a_n = \frac{2qV_m}{\pi(n^2-1)}\left(n \operatorname{sen}\frac{n\pi}{q}\cos\frac{\pi}{q} - \cos\frac{n\pi}{q}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q}\right) \tag{3-73}$$

En el caso del rectificador con q pulsos por ciclo, las armónicas del voltaje de salida son: la de orden q, la de orden $2q$, la de orden $3q$, la de orden $4q$, la ecuación (3-73) es válida para $n = 0$, $1q$, $2q$, $3q$. El término seno($n\pi/q$) = sen $\pi = 0$ y la ecuación (3-73) se convierte

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

la componente en cd se encuentra haciendo que $n = 0$ y es

$$V_{cd} = \frac{a_0}{2} = V_m \frac{q}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q} \tag{3-74}$$

que es el mismo que el de la ecuación (3-69). La serie de Fourier del voltaje de salida v_L se expresa como

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

Sustituyendo el valor de a_n, obtenemos

$$v_L = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \left(1 - \sum_{n=q,2q,\ldots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{q} \cos n\omega t\right) \tag{3-75}$$

(b) Para $q = 6$, el voltaje de salida se expresa como

$$v_L(t) = 0.9549 V_m \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \cdots\right) \tag{3-76}$$

La sexta armónica es la dominante. El valor rms de un voltaje sinusoidal es $1/\sqrt{2}$ veces su magnitud de pico, y el rms de la sexta armónica es $V_6 = 0.9549\ V_m \times 2/(35 \times \sqrt{2}) = 6.56$ A siendo su frecuencia $f_6 = 6f = 360$ Hz.

3-11 RECTIFICADORES TRIFASICOS EN PUENTE

Un rectificador trifásico en puente como el que se muestra en la figura 3-25 es de uso común en aplicaciones de alta energía. Este es un *rectificador de onda completa*. Puede operar sin o con transformador y genera componentes ondulatorias de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos están numerados en orden de secuencia de conducción, cada uno de ellos conduce durante 120°. La secuencia de la conducción de los diodos es 12, 23, 34, 45, 56 y 61. El par de diodos conectados entre el par de líneas de alimentación que tengan la diferencia de potencial instantáneo más alto de línea a línea serán los que conduzcan. En una fuente conectada en estrella trifásica el voltaje de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase. Las formas de onda y los tiempos de conducción de los diodos aparecen en la figura 3-26.

El voltaje promedio de salida se encuentra a partir de

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}\, V_m \cos \omega t\, d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654 V_m \end{aligned} \tag{3-77}$$

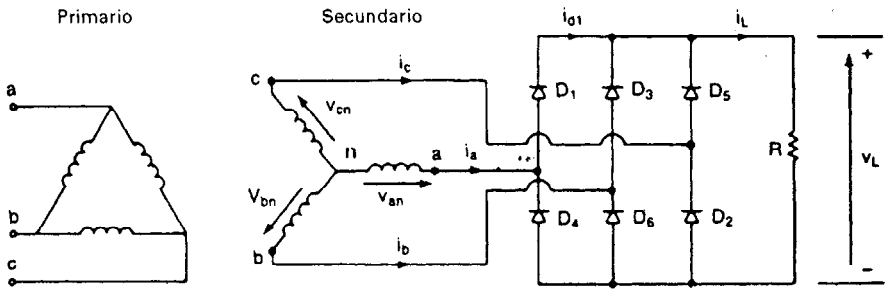


Figura 3-25 Rectificador puente trifásico.

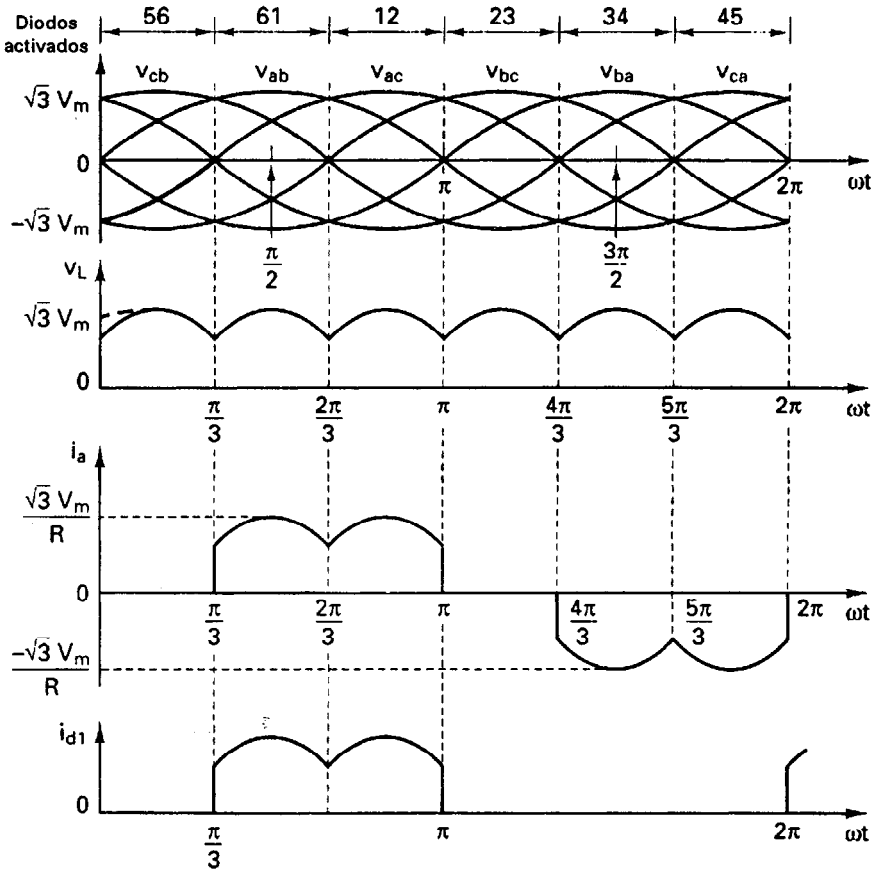


Figura 3-26 Formas de onda y tiempos de conducción de los diodos.

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

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right)^{1/2} V_m = 1.6554V_m \tag{3-78}$$

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 del diodo es

$$I_r = \left[\frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= I_m\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2}\,\text{sen}\,\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2} \tag{3-79}$$
$$= 0.5518I_m$$

el valor rms de la corriente secundaria del transformador, es

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= I_m \left[\frac{2}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2}\,\text{sen}\,\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2} \tag{3-80}$$

$$= 0.7804 I_m$$

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

Ejemplo 3-15

Un rectificador trifásico en puente tiene una carga puramente resistiva de valor R. Determine (a) la eficiencia, (b) el factor de forma, (c) el factor de componente ondulatoria, (d) el factor de utilización del transformador, (e) el voltaje de pico inverso (PIV) de cada diodo y (f) la corriente pico a través de un diodo. El rectificador entrega $I_{cd} = 60$ A a un voltaje de salida de $V_{cd} = 280.7$ V la frecuencia de la fuente es 60 Hz.

Solución (a) De la ecuación (3-77), $V_{cd} = 1.654\ V_m$ e $I_{cd} = 1.654 V_m/R$. De la ecuación (3-78), $V_{rms} = 1.6554\ V_m$ e $I_{rms} = 1.6554 V_m/R$. De la ecuación (3-42), $P_{cd} = (1.654 V_m)^2/R$, de la ecuación (3-43), $P_{ca} = (1.6554 V_m)^2/R$, y de la ecuación (3-44) la eficiencia es

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

(b) De la ecuación (3-46), el factor de forma FF = 1.6554/1.654 = 1.0008 = 100.08%.

(c) De la ecuación (3-48), el factor de componente ondulatoria RF = $\sqrt{1.0008^2 - 1}$ = 0.04 = 4%.

(d) De la ecuación (3-57), el voltaje rms del secundario del transformador, $cdV_s = 0.707 V_m$.

De la ecuación (3-80), la corriente rms del secundario del transformador es

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

La especificación en volt-amperes del transformador es

$$\text{VA} = 3 V_s I_s = 3 \times 0.707 V_m \times 0.7804 \times \sqrt{3}\,\frac{V_m}{R}$$

De la ecuación (3-49)

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

(e) De la ecuación (3-77), el voltaje de línea pico a neutro es $V_m = 280.7/1.654 = 169.7$ V. El voltaje de pico inverso de cada diodo es igual al valor pico del voltaje en el secundario de línea a línea, PIV = $\sqrt{3}\,V_m = \sqrt{3} \times 169.7 = 293.9$ V.

(f) La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_d = = \frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t \, d(\omega t) = I_m \frac{2}{\pi}\,\text{sen}\,\frac{\pi}{6} = 0.3183 I_m$$

La corriente promedio a través de cada diodo es $I_d = 60/3 = 20$ A, y por lo tanto la corriente pico es $I_m = 20/0.3183 = 62.83$ A.

Nota. Este rectificador tiene un rendimiento considerablemente mayor que el rectificador multifase de la figura 3-24 con seis pulsos.

3-12 RECTIFICADOR TRIFASICO EN PUENTE CON CARGA *RL*

Se pueden aplicar las ecuaciones que se han deducido en la sección 3-9 para determinar la corriente de carga de un rectificador trifásico con carga *RL* (similar al de la figura 3-17a). De la figura 3-26 se puede notar que el voltaje de salida se convierte en

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

donde V_{ab} es el voltaje rms de entrada de línea a línea. La corriente de carga i_L se puede encontrar a partir de

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen} \omega t$$

que tiene una solución de la forma

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3-81}$$

donde la impedancia de carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y el ángulo de impedancia de la carga es $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. La constante A_1 de la ecuación (3-81) se puede determinar a partir de la condición: en $\omega t = \pi/3$, $i_L = I_1$.

$$A_1 = \left[I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] e^{(R/L)(\pi/3\omega)}$$

La sustitución de A_1 en la ecuación (3-81) da como resultado

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \left[I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] e^{(R/L)(\pi/\omega - t)} \tag{3-82}$$

En condición de estado permanente, $i_L(\omega t = 2\pi/3) = i_L(\omega t = \pi/3)$. Esto significa que $i_L(\omega t = 2\pi/3) = I_1$. Aplicando esta condición obtenemos el valor de I_1 como

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta) e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \qquad \text{para } I_1 \geq 0 \tag{3-83}$$

que, después de sustituirse en la ecuación (3-82) y simplificarse, nos da

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \left[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} e^{-(R/L)t} \right]$$

$$- \frac{E}{R} \qquad \text{para } \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \quad \text{e} \quad i_L \geq 0 \tag{3-84}$$

La corriente rms del diodo se puede determinar a partir de la ecuación (3-84) como

$$I_r = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

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

$$I_{\text{rms}} = (I_r^2 + I_r^2 + I_r^2)^{1/2} = \sqrt{3}\, I_r$$

La corriente promedio de cada diodo también se puede encontrar a partir de la ecuación (3-84) como

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L \, d(\omega t)$$

Ejemplo 3-16 *

El rectificador de onda completa trifásico de la figura 3-25a tiene una carga de L = 1.5 mH, R = 2.5 Ω y E = 10 V. El voltaje de entrada de línea a línea es V_{ab} = 208 V, 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente de carga en régimen permanente I_1 en $\omega t = \pi/3$, (2) la corriente promedio del diodo I_d, (3) la corriente rms del diodo I_r, (4) la corriente rms de salida I_{rms}. (b) Utilice PSpice para graficar la corriente instantánea de salida i_L. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E–15, BV = 1800 V.

Solución (a) R = 2.5 Ω, 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 Ω, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ = 12.74°.

(1) La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t = \pi/3$, I_1 = 105.85 A.

(2) La integración numérica de i_L en la ecuación (3-84) da la corriente promedio del diodo como I_d = 36.27 A. Dado de que $I_1 > 0$, la corriente de carga es continua.

(3) Mediante la integración numérica de i_L^2 entre los límites $\omega t = \pi/3$ y $2\pi/3$, obtenemos la corriente rms del diodo, como I_r = 62.71 A.

(4) La corriente rms de salida $I_{\text{rms}} = \sqrt{3}\, I_r = \sqrt{3} \times 62.71$ = 108.62 A.

(b) El rectificador trifásico en puente para la simulación PSpice aparece en la figura 3-27. La lista del archivo de circuito es como sigue:

```
Example 3-16    Three_Phase Bridge Rectifier With RL load
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    120DEG)
L       6     7     1.5MH
R       4     6     2.5
VX      7     5     DC      10V   ;  Voltaje source to measure the output current
VY      8     1     DC       0V   ;  Voltaje source to measure the input current
D1      1     4     DMOD                              ;  Diode model
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)             ;  Diode model parameters
.TRAN     10US  25MS    16.667MS    10US              ;  Transient analysis
.PROBE                                                ;  Graphics postprocessor
.options  ITL5=0  abstol = 1.000n  reltol = .01  vntol = 1.000m
.END
```

La graficación PSpice de la corriente instantánea de salida i_L se muestra en la figura 3-28 que nos da I_1 = 104.89 A.

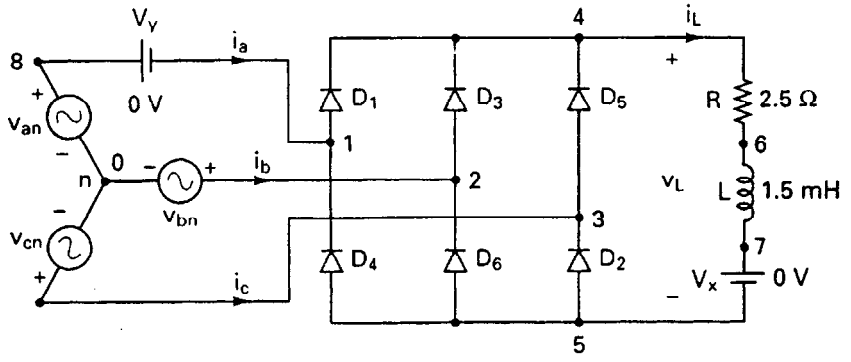


Figura 3-27 Rectificador trifásico en puente para la simulación PSpice.

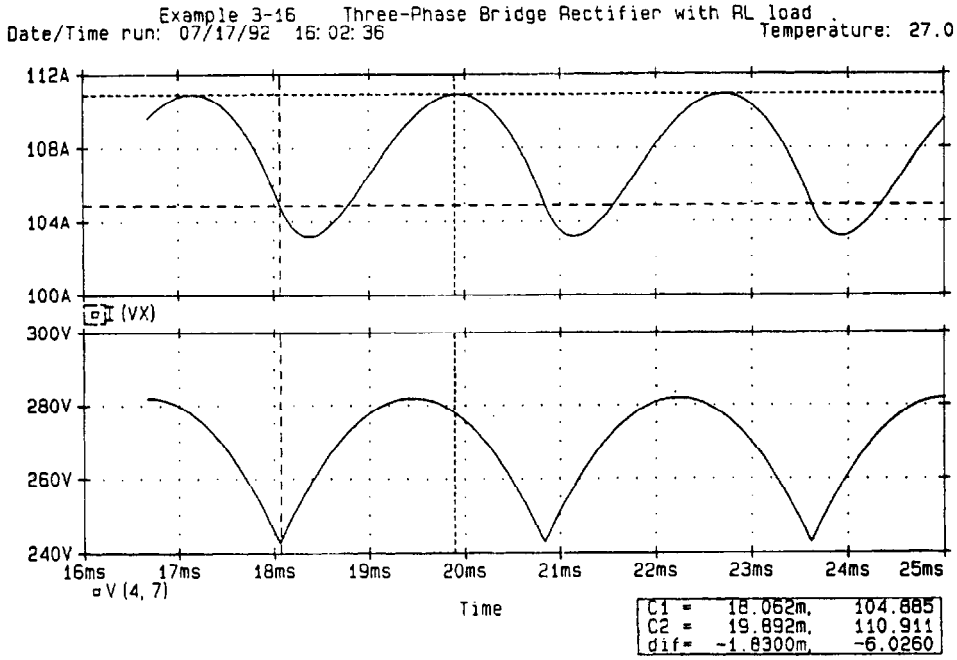


Figura 3-28 Graficación PSpice para el ejemplo 3-16.

3-13 DISEÑO DE CIRCUITOS RECTIFICADORES

El diseño de un rectificador significa determinar las especificaciones de los diodos semiconductores. Las especificaciones de los diodos se llenan normalmente en términos de la corriente promedio, la corriente rms, la corriente pico y el voltaje de pico inverso. No existen procedimientos estándar para el diseño, pero es necesario determinar las formas de la corriente y del voltaje del diodo.

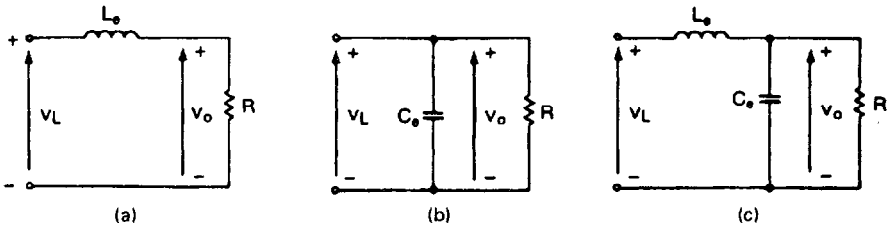


Figura 3-29 Filtros de corriente directa.

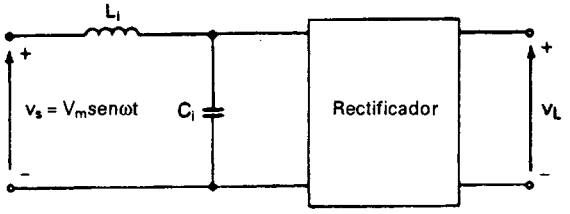


Figura 3-30 Filtros de corriente alterna.

En las ecuaciones (3-61), (3-63) y (3-76) hemos notado que la salida de los rectificadores contiene armónicas. Se pueden utilizar filtros para suavizar la salida de voltaje en cd del rectificador, que se conocen como *filtros de cd*. Los filtros de cd normalmente son de tipo *L*, *C* y *LC*, tal y como se muestra en la figura 3-29. Debido a la acción de rectificación, la corriente de entrada del rectificador también contiene armónicas, para eliminar algunas de las armónicas del sistema de alimentación de energía se utiliza *un filtro de ca*. El filtro de ca es, por lo regular, de tipo *LC*, tal y como se muestra en la figura 3-30. Normalmente, es necesario determinar las magnitudes y las frecuencias de las armónicas para el diseño del filtro. Mediante ejemplos se explican los pasos necesarios en el diseño de rectificadores y filtros.

Ejemplo 3-17

Un rectificador trifásico en puente alimenta una carga altamente inductiva, de tal forma que la corriente promedio de carga es $I_{cd} = 60$ A, el contenido de las componentes ondulatorias es despreciable. Determine las especificaciones de los diodos, si el voltaje de línea a neutro de la alimentación, conectada en estrella, es 120 V a 60 Hz.

Solución Las corrientes a través de los diodos aparecen en la figura 3-31. La corriente promedio de un diodo $I_d = 60/3 = 20$ 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 voltaje de pico inverso, PIV = $\sqrt{3}\,V_m = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 120 = 294$ V.

Nota. El factor de $\sqrt{2}$ se utiliza para convertir el valor de rms a valor pico.

Ejemplo 3-18

La corriente a través de un diodo aparece en la figura 3-32. Determine (a) la corriente rms y (b) la corriente promedio del diodo, si $t_1 = 100$ μs, $t_2 = 350$ μs, $t_3 = 500$ μs, $f = 250$ Hz, $f_s = 5$ kHz, $I_m = 450$ A e $I_a = 150$ A.

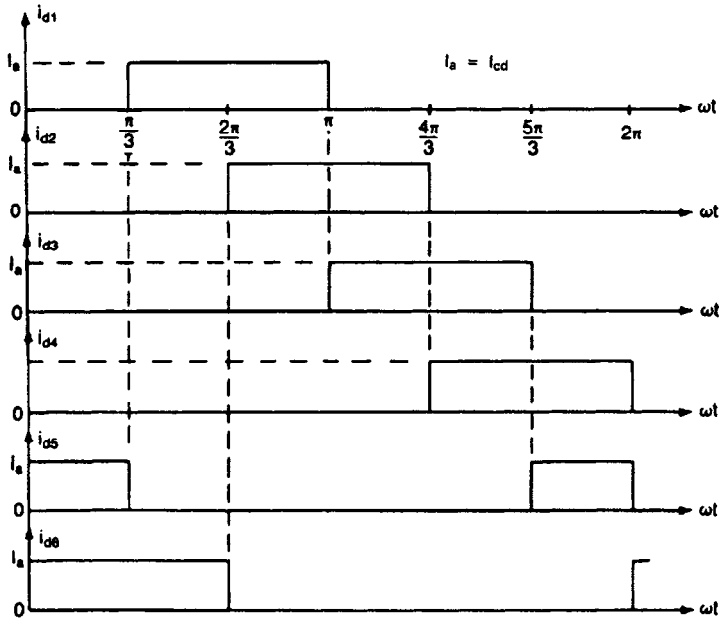


Figura 3-31 Corriente a través de los diodos.

Solución (a) El valor rms se define como

$$I = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \operatorname{sen} \omega_s t)^2\, dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a^2\, dt\right]^{1/2} = (I_{r1}^2 + I_{r2}^2)^{1/2} \tag{3-85}$$

donde $\omega_s = 2\pi f_s = 31{,}415.93$ rad/s, $t_1 = \pi/\omega_s = 100$ ms, y $T = 1/f$.

$$I_{r1} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \operatorname{sen} \omega_s t)^2\, dt\right]^{1/2} = I_m \sqrt{\frac{ft_1}{2}} = 50.31 \text{ A} \tag{3-86}$$

y

$$I_{r2} = \left(\frac{1}{T}\int_{t2}^{t_3} I_a\, dt\right)^2 = I_a \sqrt{f(t_3 - t_2)} = 29.05\ A \tag{3-87}$$

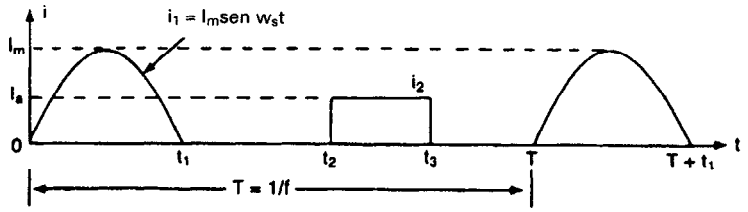


Figura 3-32 Forma de onda de corriente

Sustituyendo las ecuaciones (3-86) y (3-87) en la ecuación (3-85), el valor rms es

$$I = \left[\frac{I_m^2 f t_1}{2} + I_a^2 f(t_3 - t_2)\right]^{1/2}$$
$$= (50.31^2 + 29.05^2)^{1/2} = 58.09 \text{ A} \tag{3-88}$$

(b) La corriente promedio se encuentra a partir de

$$I_d = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \operatorname{sen} \omega_s t)\, dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt\right]$$
$$= I_{d1} + I_{d2}$$

donde

$$I_{d1} = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \operatorname{sen} \omega_s t)\, dt = \frac{I_m f}{\pi f_s} \tag{3-89}$$

$$I_{d2} = \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt = I_a f(t_3 - t_2) \tag{3-90}$$

Por lo tanto, la corriente promedio se convierte en

$$I_{cd} = \frac{I_m f}{\pi f_s} + I_a f(t_3 - t_2) = 7.16 + 5.63 = 12.79 \text{ A}$$

Ejemplo 3-19

El rectificador monofásico en puente está alimentado de una fuente a 12 V, 60 Hz. La resistencia de carga es $R = 500\ \Omega$. Calcule el valor de un inductor en serie que limitará la corriente rms de componente ondulatoria I_{ca} a menos del 5% de I_{cd}.

Solución La impedancia de carga

$$Z = R + j(n\omega L) = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}\ \underline{/\theta_n} \tag{3-91}$$

y

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{n\omega L}{R} \tag{3-92}$$

y la corriente instantánea es

$$i_L(t) = I_{cd} - \frac{4V_m}{\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}\left[\frac{1}{3}\cos(2\omega t - \theta_2) + \frac{1}{15}\cos(4\omega t - \theta_4)\ldots\right] \tag{3-93}$$

donde

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{2V_m}{\pi R}$$

La ecuación (3-93) da el valor rms de la corriente de componente ondulatoria como

$$I_{ca}^2 = \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (2\omega L)^2]}\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (4\omega L)^2]}\left(\frac{1}{15}\right)^2 + \cdots$$

Considerando únicamente la armónica de orden más bajo ($n = 2$), tenemos

$$I_{ca} = \frac{4V_m}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}}\left(\frac{1}{3}\right)$$

Usando el valor de I_{cd} y después de simplificar, el factor de componente ondulatoria es

$$\text{RF} = \frac{I_{ca}}{I_{cd}} = \frac{0.4714}{\sqrt{1 + (2\omega L/R)^2}} = 0.05$$

Para $R = 500\ \Omega$ y $f = 60$ Hz, el valor de inductancia se obtiene como $0.4714^2 = 0.05^2\ [1 + (4 \times 60 \times \pi L/500^2)]$ y esto da un valor de $L = 6.22$ H.

De la ecuación (3-93) podemos notar que una inductancia en la carga ofrece una alta impedancia para las corrientes armónicas y actúa como filtro para reducirlas. Sin embargo, esta inductancia introduce un retraso de la corriente de carga con respecto al voltaje de entrada; en el caso de un rectificador de media onda monofásico, se requiere de un diodo de marcha libre para permitir una trayectoria para esta corriente inductiva.

Ejemplo 3-20

Un rectificador monofásico en puente es alimentado a partir de una fuente de 120 V 60 Hz. La resistencia de la carga es $R = 500\ \Omega$. (a) Diseñe un filtro C, de tal forma que el factor de componente ondulatoria del voltaje de salida sea menor de 5%. (b) Con el valor del capacitor C de la parte (a), calcule el voltaje promedio de la carga V_{cd}.

Solución Cuando el voltaje instantáneo v_s de la figura 3-33 es más alto que el voltaje instantáneo del capacitor v_c, los diodos (D_1 y D_2 o D_3 y D_4) conducen; entonces el capacitor se carga de la alimentación. Si el voltaje instantáneo de alimentación v_s baja por debajo del voltaje instantáneo del capacitor v_c, los diodos (D_1 y D_2 o D_3 y D_4) tienen polarización negativa y el capacitor C_e descarga a través de la resistencia de carga R. El voltaje del capacitor v_c varía entre un mínimo $V_{c(\text{mín})}$ y un máximo $V_{c(\text{máx})}$. Esto se muestra en la figura 3-33b.

Supongamos que t_1 es el tiempo de carga y que t_2 es el tiempo de descarga del capacitor C_e. El circuito equivalente durante la carga se muestra en la figura 3-33c. El capacitor se carga prácticamente en forma instantánea al voltaje de alimentación v_s. El capacitor C_e será cargado al voltaje pico de alimentación V_m, de tal forma que $v_c(t = t_1) = V_m$. En la figura 3-33d se muestra el circuito equivalente durante la descarga. El capacitor se descarga en forma exponencial a través de R.

$$\frac{1}{C_e}\int i_L\,dt + v_c(t = 0) + Ri_L = 0$$

que, con la condición inicial de $v_c(t = 0) = V_m$, da la corriente de descarga como

$$i_L = \frac{V_m}{R}\,e^{-t/RC_e}$$

El voltaje de salida (o del capacitor) v_L durante el período de descarga se puede determinar a partir de

$$v_L(t) = Ri_L = V_m e^{-t/RC_e}$$

El voltaje de componente ondulatoria de pico a pico $V_{r(\text{pp})}$ se puede encontrar a partir de

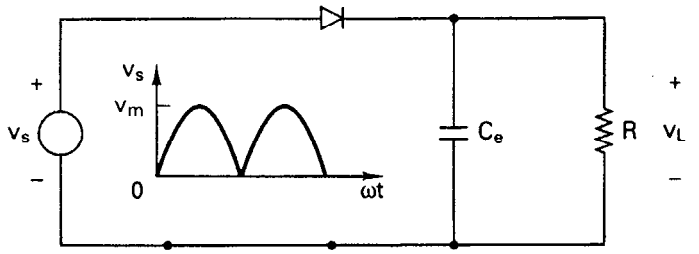
$$V_{r(\text{pp})} = v_L(t = t_1) - v_L(t = t_2) = V_m - V_m e^{-t_2/RC_e} = V_m(1 - e^{-t_2/RC_e}) \qquad (3\text{-}94)$$

dado que $e^{-x} \approx 1 - x$, la ecuación (3-94) se puede simplificar a

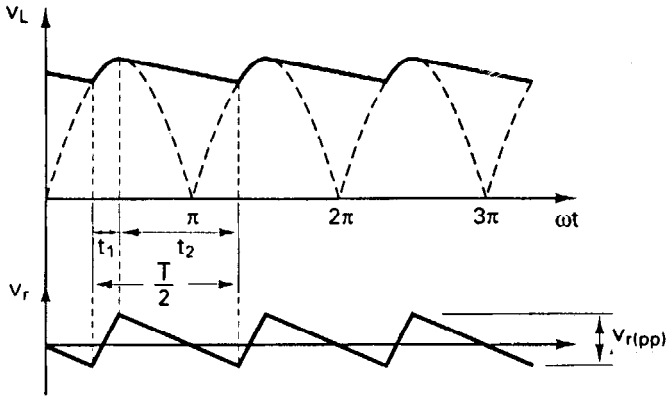
$$V_{r(\text{pp})} = V_m\left(1 - 1 + \frac{t_2}{RC_e}\right) = \frac{V_m t_2}{RC_e} = \frac{V_m}{2fRC_e}$$

Por lo tanto, el voltaje promedio de carga V_{cd} está dado por

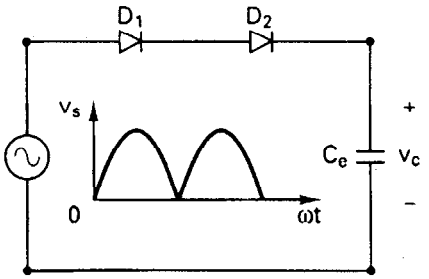
$$V_{cd} = V_m - \frac{V_{r(\text{pp})}}{2} = V_m - \frac{V_m}{4fRC_e} \qquad (3\text{-}95)$$



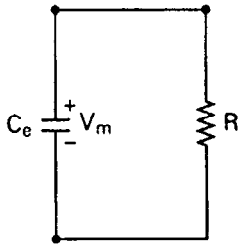
(a) Modelo de circuito



(b) Formas de onda para el rectificador de onda completa



c) Carga



(d) Descarga

Figura 3-33 Rectificador puente monofásico con filtro *C*.

Por lo tanto, el voltaje de componente ondulatoria de salida en valor rms V_{ca} se puede encontrar en forma aproximada a partir de

$$V_{ca} = \frac{V_{r(pp)}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_m}{4\sqrt{2}fRC_e}$$

Y el factor de componente ondulatoria RF se puede determinar a partir de

$$\text{RF} = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} = \frac{V_m}{4\sqrt{2}fRC_e}\frac{4fRC_e}{V_m(4fRC_e - 1)} = \frac{1}{\sqrt{2}(4fRC_e - 1)} \qquad (3\text{-}96)$$

que se puede resolver para C_e:

$$C_e = \frac{1}{4fR}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}\,\text{RF}}\right) = \frac{1}{4 \times 60 \times 500}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2} \times 0.05}\right) = 126.2\ \mu\text{F}$$

(b) De la ecuación (3-95), el voltaje promedio de la carga V_{cd} es

$$V_{cd} = 169.7 - \frac{169.7}{4 \times 60 \times 500 \times 126.2 \times 10^{-6}} = 169.7 - 11.21 = 158.49\ \text{V}$$

Ejemplo 3-21

Un filtro *LC* tal y como se muestra en la figura 3-29c se utiliza para reducir el contenido de componente ondulatoria del voltaje de salida para un rectificador monofásico de onda completa. La resistencia de carga es $R = 40\ \Omega$, la inductancia de carga es $L = 10$ mH y la frecuencia de la fuente es 60 Hz (es decir 377 rad/s). (a) Determine los valores L_e y C_e de tal manera que el factor de componente ondulatoria de voltaje de salida sea 10%. (b) Utilice PSpice para calcular las componentes de Fourier del voltaje de la corriente de salida v_L. Suponga parámetros de diodo IS = 1E–25, BV = 1000 V.

Solución (a) El circuito equivalente para las armónicas aparece en la figura 3-34. Para facilitar el paso de la corriente de componente ondulatoria de la armónica de rango n a través del capacitor del filtro, la impedancia de la carga debe ser mucho mayor que la del capacitor. Esto es,

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} >> \frac{1}{n\omega C_e}$$

Esta condición generalmente queda satisfecha mediante la relación

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_e} \tag{3-97}$$

y bajo esta condición, el efecto de la carga será despreciable. El valor rms de la componente armónica de rango n, que aparecerá en la salida, se puede encontrar utilizando la regla del divisor de voltaje, y se expresa como

$$V_{on} = \left|\frac{-1/(n\omega C_e)}{(n\omega L_e) - 1/(n\omega C_e)}\right| V_n = \left|\frac{-1}{(n\omega)^2 L_e C_e - 1}\right| V_n \tag{3-98}$$

La cantidad total de voltaje de componente ondulatoria debida a todas las armónicas es

$$V_{ca} = \left(\sum_{n=2,4,6\ldots}^{\infty} V_{on}^2\right)^{1/2} \tag{3-99}$$

Para un valor especificado de V_{ca} y con el valor de C_e correspondiente de la ecuación (3-97), se puede calcular el valor de L_e. Podemos simplificar el cálculo considerando sólo la armónica dominante. De la ecuación (3-63) encontramos que la segunda armónica es la dominante y su valor rms es $V_2 = 4V_m/(3\sqrt{2\pi})$ y el valor de cd, $V_{cd} = 2V_m/\pi$.

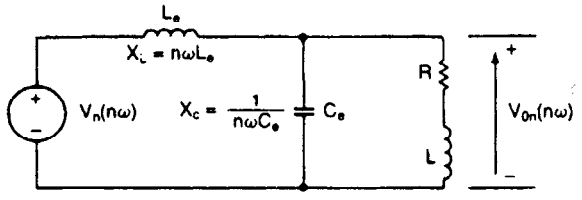


Figura 3-34 Circuito equivalente para armónicas.

Para $n = 2$, las ecuaciones (3-98) y (3-99) dan

$$V_{ca} = V_{o2} = \left|\frac{-1}{(2\omega)^2 L_e C_e - 1}\right| V_2$$

El valor del capacitor C_e se calcula a partir de

$$\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2} = \frac{10}{2\omega C_e}$$

o bien

$$C_e = \frac{10}{4\pi f \sqrt{R^2 + (4\pi f L)^2}} = 326\ \mu\text{F}$$

A partir de la ecuación (3-47), el factor de componente ondulatoria se define como

$$\text{RF} = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} = \frac{V_{o2}}{V_{cd}} = \frac{V_2}{V_{dc}} \frac{1}{(4\pi f)^2 L_e C_e - 1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \left|\frac{1}{[(4\pi f)^2 L_e C_e - 1]}\right| = 0.1$$

o bien, $(4\pi f)^2 L_e C_e - 1 = 4.714$ y $L_e = 30.83$ mH.

(b) El rectificador monofásico en puente para la simulación PSpice aparece en la figura 3-35. La lista del archivo del circuito es como sigue:

```
Example 3-21    Single-Phase Bridge Rectifier with LC Filter
VS      1       0       SIN (0  169.7V  60HZ)
LE      3       8       30.83MH
C       7       4       326UF
Rx      8       7       80M                             ; Used to converge the solution
L       5       6       10MH
R       7       5       40
VX      6       4       DC      0V  ; Voltaje source to measure the output current
VY      1       2       DC      0V  ; Voltaje source to measure the input current
D1      2       3       DMOD                            ; Diode Models
D2      4       0       DMOD
D3      0       3       DMOD
D4      4       2       DMOD
.MODEL  DMOD    D    (IS=2.22E-15    BV=1800V)      ; Diode model parameters
.TRAN     10US      50MS      33MS      50US        ; Transient analysis
.FOUR    120HZ     V(6,5)                        ; Fourier analysis of output voltaje
.options ITL5=0    abstol = 1.000n   reltol = .01   vntol = 1.000m
.END
```

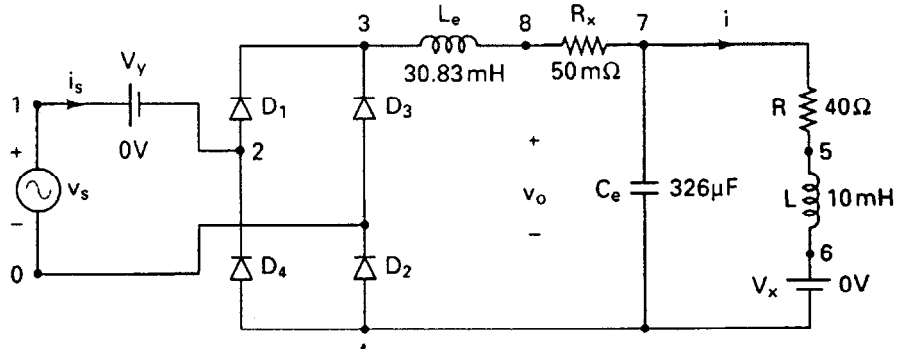


Figura 3-35 Puente rectificador monofásico para la simulación PSpice.

Los resultados de la simulación PSpice para el voltaje de salida V(6,5) son como sigue:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(6,5)
 DC COMPONENT = 1.140973E+02
 HARMONIC     FREQUENCY      FOURIER       NORMALIZED     PHASE          NORMALIZED
    NO          (HZ)         COMPONENT     COMPONENT      (DEG)         PHASE (DEG)
     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
   TOTAL HARMONIC DISTORTION =    5.636070E+00 PERCENT
```

lo que verifica el diseño.

Ejemplo 3-22

Un filtro de entrada *LC*, tal y como aparece en la figura 3-30, se utiliza para reducir las armónicas de corriente de entrada de un rectificador de onda completa monofásico de la figura 3-20a. La corriente de carga está libre de componentes ondulatorias y su valor promedio es I_a. Si la frecuencia de alimentación es $f = 60$ Hz (o 377 rad/s), determine la frecuencia de resonancia del filtro, de tal forma que la corriente armónica total de entrada quede reducida al 1% de la componente fundamental.

Solución El circuito equivalente a la componente armónica de orden n aparece en la figura 3-36. El valor rms de la corriente armónica de orden n que aparece en la alimentación se obtiene utilizando la regla de divisor de corriente

$$I_{sn} = \left|\frac{1/(n\omega C_i)}{(n\omega L_i) - 1/(n\omega C_i)}\right| I_n = \left|\frac{1}{(n\omega)^2 L_i C_i - 1}\right| I_n \tag{3-100}$$

donde I_n es el valor rms de la corriente armónica de orden n. La cantidad total de corriente armónica en la línea de alimentación es

$$I_h = \left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2\right)^{1/2}$$

y el factor armónico de corriente de entrada (con el filtro instalado) es

$$r = \frac{I_h}{I_{s1}} = \left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_1}\right)^2\right]^{1/2} \tag{3-101}$$

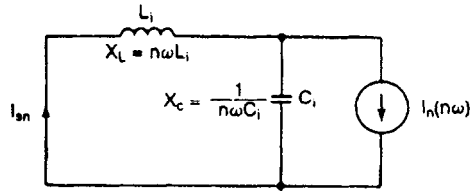


Figura 3-36 Circuito equivalente para corriente armónica.

De la ecuación (3-64), $I_4 = 4I_a/\sqrt{2}\,\pi$ e $I_n = 4I_a/(\sqrt{2}\,n\pi)$ para $n = 3, 5, 7,...$ De las ecuaciones (3-100) y (3-101) obtenemos

$$r^2 = \sum_{n=3,5,7,...}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_1}\right)^2 = \sum_{n=3,5,7,...}^{\infty} \left|\frac{1}{n^2[(n\omega)^2 L_i C_i - 1]^2}\right| I_1 \qquad (3\text{-}102)$$

Esto se puede resolver para el valor de L_iC_i. Para simplificar los cálculos, si consideramos únicamente la tercera armónica, $3[(3 \times 2 \times \pi \times 60)^2 L_iC_i - 1] = 1/0.01 = 100$, o bien, $L_iC_i = 26.84 \times 10^{-6}$ y la frecuencia del filtro es $1/\sqrt{L_iC_i} = 193.02$ rad/s, o sea 30.72 Hz. Suponiendo que C_i sea = 1500 μF, obtenemos que $L_i = 17.893$ mH.

Nota. El filtro de corriente alterna se sintoniza por lo general con la frecuencia armónica involucrada, pero requiere de un diseño cuidadoso, para evitar cualquier posibilidad de resonancia con el sistema de energía. La frecuencia de resonancia de la corriente de tercera armónica es 377 × 3 = 1131 rad/s.

3-14 VOLTAJE DE SALIDA CON FILTRO *LC*

El circuito equivalente de un rectificador de onda completa con un filtro *LC* aparece en la figura 3-37a. Suponga que el valor de C_e es muy grande, de tal forma que su voltaje está libre de componentes ondulatorias con un valor medio de $V_{o(cd)}$. L_e es la inductancia total, incluyendo la inductancia de fuente o de línea, y se coloca generalmente del lado de la entrada, para que actúe como una inductancia de corriente alterna más que un filtro de corriente directa.

Si V_{cd} es menor que V_m, la corriente i_L empezará a fluir en el ángulo α, que está dado por

$$V_{cd} = V_m \operatorname{sen} \alpha$$

que da

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \frac{V_{cd}}{V_m} = \operatorname{sen}^{-1} x$$

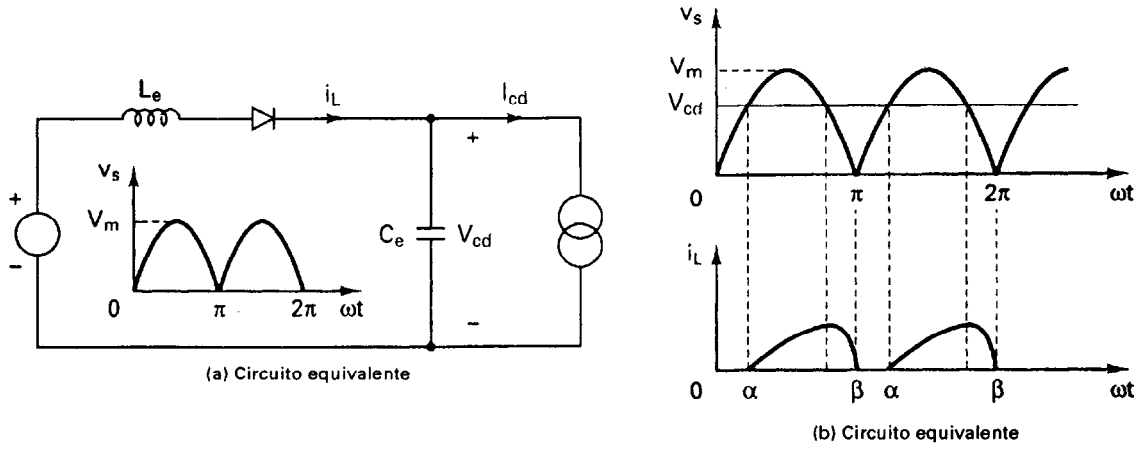


Figura 3-37 Voltaje de salida con filtro *LC*.

donde $x = V_{cd}/V_m$. La corriente de salida I_L está dada por

$$L_e \frac{di_L}{dt} = V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd}$$

que se puede resolver en función de I_L

$$i_L = \frac{1}{L_e} \int_{\alpha}^{\omega t} (V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd})\, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{\omega L_e} (\cos \alpha - \cos \omega t) - \frac{V_{cd}}{\omega L_e} (\omega t - \alpha) \quad \text{para } \omega t \geq \alpha \tag{3-103}$$

El valor de $\omega t = \beta$ en el cual la corriente i_L baja hasta cero se puede encontrar a partir de la condición i_L ($\omega t = \beta$).

$$\cos \beta + x\beta = \cos \alpha + x\alpha \tag{3-104}$$

La ecuación (3-104) se puede resolver en función de β mediante iteración. Una vez que se conocen los valores de α y de β, a partir de la ecuación (3-103), se puede determinar la corriente promedio de carga I_{cd}. 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

$$\frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \frac{\omega L_e I_{cd}}{V_m} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{\omega L_e}{V_m} i_L\, d(\omega t) \tag{3-105}$$

TABLA 3-1 CORRIENTE DE CARGA NORMALIZADA

x (%)	I_{cd}/I_{pk} (%)	I_{rms}/I_{pk} (%)	α (grados)	β (grados)
0	36.34	47.62	0	180
5	30.29	42.03	2.97	150.62
10	25.50	37.06	5.74	139.74
15	21.50	32.58	8.63	131.88
20	18.09	28.52	11.54	125.79
25	15.15	24.83	14.48	120.48
30	12.62	21.48	17.46	116.21
35	10.42	18.43	20.49	112.24
40	8.53	15.67	23.58	108.83
45	6.89	13.17	26.74	105.99
50	5.48	10.91	30.00	103.25
55	4.28	8.89	33.37	100.87
60	3.27	7.10	36.87	98.87
65	2.42	5.51	40.54	97.04
70	1.72	4.13	44.43	95.43
75	1.16	2.95	48.59	94.09
80	0.72	1.96	53.13	92.88
85	0.39	1.17	58.21	91.71
90	0.17	0.56	64.16	90.91
95	0.04	0.16	71.81	90.56
100	0	0	90.00	90.00

Normalizando I_{rms} con respecto a I_{pk} obtenemos

$$\frac{I_{rms}}{I_{pk}} = \frac{\omega L_e I_{rms}}{V_m} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta}\left(\frac{\omega L_e}{V_m} i_L\right)^2 d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{3-106}$$

Dado que α y β dependen de la relación de voltaje x, las ecuaciones (3-105) y (3-106) también dependen únicamente de x. La tabla 3-1 muestra los valores de las relaciones I_{cd}/I_{pk} y de I_{rms}/I_{pk} en función de la relación de voltaje x.

Ejemplo 3-23 *

El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3-37a es 120 V, 60 Hz. (a) Si el voltaje de salida en corriente directa es V_{cd} = 100 V a I_{cd} = 10 A, determine los valores de la inductancia L_e, α, β, e I_{rms}. (b) Si I_{cd} = 5 A y L_e = 6.5 mH, utilice la tabla 3-1 para determinar los valores de V_{cd}, α, β, e I_{rms}.

Solución $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, V_s = 120 V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

(a) La relación de voltaje $x = V_{cd}/V_m$ esto es = 100/169.7 = 58.93%; $\alpha = \text{sen}^{-1}(x) = 36.1°$. Resolviendo la ecuación (3-104) en función de β, obtenemos un valor de β = 99.35°. La ecuación (3-105) da la relación de corriente I_{cd}/I_{pk} = 3.464%. De ahí $I_{pk} = I_{cd}/0.03464$ = 288.67 A. El valor requerido de inductancia es

$$L_e = \frac{V_m}{(\omega I_{pk})} = \frac{169.7}{377 \times 288.67} = 1.56 \text{ mH}$$

La ecuación (3-106) da la relación de corriente I_{rms}/I_{pk} = 7.466%. De ahí $I_{rms} = 0.07466 \times I_{pk} = 0.07466 \times 288.67 = 21.55$ A.

(b) L_e = 6.5 mH, $I_{pk} = V_m/(\omega L_e) = 169.7/(377 \times 6.5 \text{ mH}) = 69.25$ A.

$$y = \frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \frac{5}{69.25} = 7.22\%$$

Utilizando la interpolación lineal, obtenemos

$$x = x_n + \frac{(x_{n+1} - x_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

$$= 40 + \frac{(45 - 40)(7.22 - 8.53)}{6.89 - 8.53} = 43.99\%$$

$$V_{cd} = xV_m = 0.4399 \times 169.7 = 74.66 \text{ V}$$

$$\alpha = \alpha_n + (\alpha_{n+1} - \alpha_n)(y - y_n)$$

$$= 23.58 + \frac{(26.74 - 23.58)(7.22 - 8.53)}{6.89 - 8.53} = 26.1°$$

$$\beta = \beta_n + \frac{(\beta_{n+1} - \beta_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

$$= 108.83 + \frac{(105.99 - 108.83)(7.22 - 8.53)}{6.89 - 8.53} = 106.56°$$

$$z = \frac{I_{rms}}{I_{pk}} = z_n + \frac{(z_{n+1} - z_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

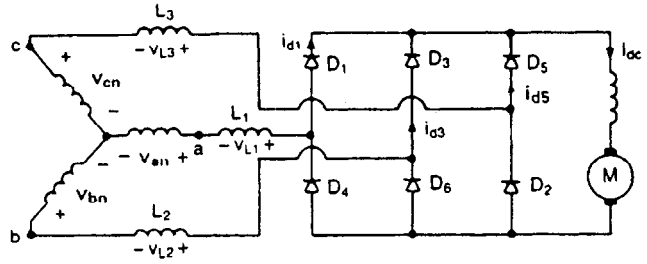
$$= 15.67 + \frac{(13.17 - 15.67)(7.22 - 8.53)}{6.89 - 8.53} = 13.67\%$$

Por lo tanto, $I_{rms} = 0.1367 \times I_{pk} = 0.1367 \times 69.25 = 9.47$ A.

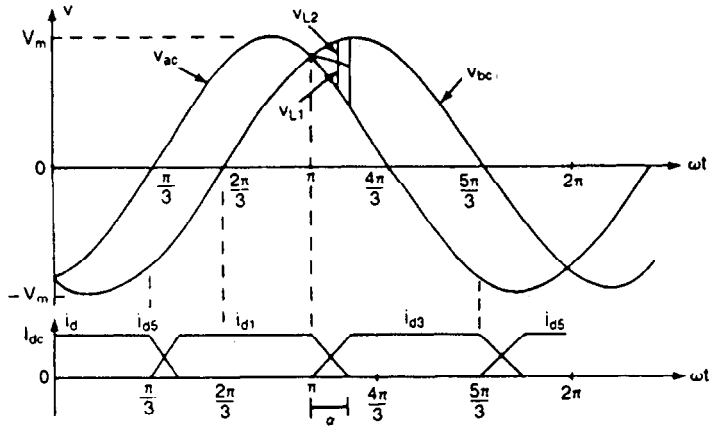
3-15 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE LA FUENTE Y DE LA CARGA

En las deducciones de los voltajes de salida y de los criterios de rendimiento de los rectificadores, se supuso que la fuente no tenía ni inductancias ni resistencias. Pero en un transformador y en una alimentación real, éstas están siempre presentes por lo que los rendimientos de los rectificadores se modifican ligeramente. El efecto de la inductancia de la fuente, que es más significativa que la de la resistencia, se puede explicar haciendo referencia a la figura 3-38.

El diodo con el voltaje más positivo conducirá. Consideremos el punto $\omega t = \pi$ donde los voltajes v_{ac} y v_{bc} son iguales, tal y como se muestra en la figura 3-38. La corriente I_{cd} sigue todavía fluyendo a través del diodo D_1. Debido a la inductancia L_1, la corriente no puede bajar a cero de inmediato, y la transferencia de corriente no puede ser instantánea. La corriente i_{d1} se reduce, resultando en un voltaje inducido a través de L_1, de valor $+v_{L1}$, y el voltaje de salida se convierte en $v_L = v_{ca} + v_{L1}$. Al mismo tiempo, la corriente a través de D_3, i_{d3} aumenta desde cero, induciendo un voltaje igual a través de L_2, de valor $-v_{L2}$, el voltaje de salida se convierte en $v_L = v_{bc} - v_{L2}$. El resultado es que los voltajes de ánodo de los diodos D_1 y D_3 son iguales; y ambos diodos conducen durante un cierto período, que se conoce como *ángulo* μ *de conmutación (o de superposición)*. Esta transferencia de corriente de un diodo al otro se conoce como *conmutación*. La reactancia correspondiente a la inductancia se conoce como *reactancia de conmutación*.



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de onda

Figura 3-38 Rectificador puente trifásico, con inductancias de fuente.

un cierto período, que se conoce como *ángulo* μ *de conmutación (o de superposición)*. Esta transferencia de corriente de un diodo al otro se conoce como *conmutación*. La reactancia correspondiente a la inductancia se conoce como *reactancia de conmutación*.

El efecto de esta superposición es reducir el voltaje promedio de salida de los convertidores. El voltaje a través de L_2 es

$$v_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \tag{3-107}$$

Suponiendo una elevación lineal de corriente i desde 0 hasta I_{cd} (o una constante $di/dt = \Delta i/\Delta t$), podemos escribir la ecuación (3-107) como

$$v_{L2}\,\Delta t = L_2\,\Delta i \tag{3-108}$$

esto se repite seis veces en el caso de un puente rectificador trifásico. Utilizando la ecuación (3-108), la reducción promedio de voltaje debida a las inductancias de conmutación es

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{1}{T} 2(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3})\,\Delta t = 2f(L_1 + L_2 + L_3)\,\Delta i \\ &= 2f(L_1 + L_2 + L_3)I_{cd} \end{aligned} \tag{3-109}$$

Si todas las inductancias son iguales, y L_c es $= L_1 = L_2 = L_3$, la ecuación (3-109) se convierte en

$$V_x = 6f L_c I_{cd} \tag{3-110}$$

donde f es la frecuencia de alimentación en hertz.

Ejemplo 3-24

Un puente rectificador trifásico es alimentado a partir de una fuente conectada en estrella de 208V 60Hz. La corriente promedio de carga es de 60 A y tiene una componente ondulatoria despreciable. Calcule la reducción porcentual del voltaje de salida debida a la conmutación si la inductancia de línea por fase es 0.5 mH.

Solución $L_c = 0.5$ mH, $V_s = 208/\sqrt{3} = 120$V, $f = 60$ Hz, $I_{cd} = 60$ A y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V. De la ecuación (3-77), $V_{cd} = 1.654 \times 169.7 = 280.7$ V. La ecuación (3-110) da la reducción de 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 (280.7 – 10.8) = 266.9 V.

Ejemplo 3-25

Los diodos de un rectificador de onda completa monofásico de la figura 3-19a tienen un tiempo de recuperación inverso $t_{rr} = 50$ *ms* y el voltaje rms de entrada es $V_s = 120$ V. Determine el efecto del tiempo de recuperación inversa sobre el voltaje promedio de salida si la frecuencia de la alimentación es (a) $f_s = 2$ kHz, y (b) $f_s = 60$ Hz.

Solución El tiempo de recuperación inversa debería afectar el voltaje de salida del rectificador. En el rectificador de onda completa de la figura 3-19a, el diodo D_1 no estará desactivado en $wt = \pi$; más bien, seguirá conduciendo hasta que $t = \pi/\omega + t_{rr}$. Como resultado del tiempo de recuperación inversa, el voltaje promedio de salida se reducirá y la forma del voltaje de salida aparece como se muestra en la figura 3-39.

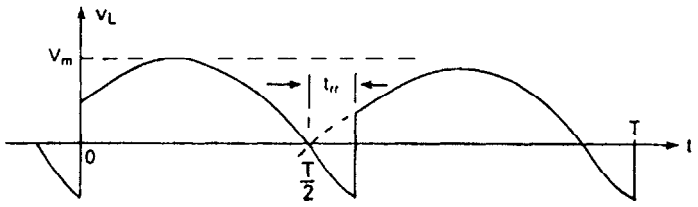


Figura 3-39 Efecto del tiempo de recuperación inversa sobre el voltaje de salida.

Si el voltaje de entrada es $v = V_m \operatorname{sen}\omega t = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen}\omega t$, la reducción promedio de salida es

$$V_{rr} = \frac{2}{T}\int_0^{t_{rr}} V_m \operatorname{sen}\omega t\, dt = \frac{2V_m}{T}\left[-\frac{\cos\omega t}{\omega}\right]_0^{t_{rr}} \tag{3-111}$$

$$= \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos\omega t_{rr})$$

$$V_m = \sqrt{2}\,V_s = \sqrt{2} \times 120 = 169.7 \text{ V}$$

Sin tiempo de recuperación inversa, la ecuación (3-62) da el voltaje promedio de salida $V_{cd} = 0.6366V_m = 108.03$ V.

(a) Para $t_{rr} = 50$ μs y $f_s = 2000$ Hz, la reducción del voltaje promedio de salida es

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr})$$

$$= 0.061V_m = 10.3 \text{ V} \quad \text{or} \quad 9.51\% \text{ of } V_{dc}$$

(b) Para $t_{rr} = 50$ μs y $f_s = 60$ Hz, la reducción del voltaje de salida de corriente directa es

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr}) = 5.65 \times 10^{-5}\, V_m$$

$$= 9.6 \times 10^{-3} \text{ V} \quad \text{o} \quad 8.88 \times 10^{-3}\% \text{ of } V_{dc}$$

Nota. El efecto de t_{rr} es significativo para una fuente de alta frecuencia, en el caso de una fuente normal de 60 Hz, este efecto se puede considerar despreciable.

RESUMEN

En este capítulo hemos visto las aplicaciones de los diodos semiconductores de potencia en acción de marcha libre, recuperando energía a partir de cargas inductivas y en la conversión de señales de corriente alterna a corriente directa. Existen tipos distintos de rectificadores, dependiendo de las conexiones de los diodos y del transformador de entrada. Se definieron los parámetros de rendimiento de los rectificadores y se mostró que los rendimientos de los rectificadores varían según sus tipos. Los rectificadores generan armónicas en la carga y en la línea de alimentación, estas armónicas se pueden reducir mediante filtros. Los rendimientos de los rectificadores también son influidos por las inductancias de fuente y de carga.

REFERENCIAS

1. J. Schaefer, *Rectifier Circuits: Theory and Design*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1975.
2. R. W. Lee, *Power Converter Handbook: Theory, Design, and Application*. Peterborough, Ont.: Canadian General Electric, 1979.
3. M. H. Rashid, *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1993.

PREGUNTAS DE REPASO

3-1. ¿Cuál es la constante de tiempo en un circuito *RL*?

3-2. ¿Cuál es la constante de tiempo en un circuito *RC*?

3-3. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia en un circuito *LC*?

3-4. ¿Qué es el factor de amortiguación en un circuito *RLC*?

3-5. ¿Cuál es la diferencia entre frecuencia de resonancia y frecuencia de amortiguación de un circuito *RLC*?

3-6. ¿Qué es un diodo de marcha libre y cuál es su uso?

3-7. ¿Qué es la energía atrapada en un inductor?

3-8. ¿Cómo se puede recuperar la energía atrapada, mediante un diodo?

3-9. ¿Qué es relación de vueltas en un transformador?

3-10. ¿Qué es un rectificador? ¿Cuál es la diferencia entre un rectificador y un convertidor?

3-11. ¿Qué es la condición de bloqueo de un diodo?

3-12. ¿Cuáles son los parámetros de rendimiento de un rectificador?

3-13. ¿Cuál es el significado del factor de forma de un rectificador?

3-14. ¿Cuál es el significado del factor de componente ondulatoria de un rectificador?

3-15. ¿Qué es la eficiencia de la rectificación?

3-16. ¿Cuál es el significado del factor de utilización del transformador?

3-17. ¿Qué es el factor de desfase?

3-18. ¿Qué es el factor de potencia de entrada?

3-19. ¿Qué es el factor de armónicas?

3-20. ¿Cuál es la diferencia entre un rectificador de media onda y uno de onda completa?

3-21. ¿Cuál es el voltaje de salida en cd de un rectificador monofásico de media onda?

3-22. ¿Cuál es el voltaje de salida en cd de un rectificador de onda completa monofásico?

3-23. ¿Qué es la frecuencia fundamental del voltaje de salida de un rectificador monofásico de onda completa?

3.24. ¿Cuáles son las ventajas de un rectificador trifásico sobre uno monofásico?

3-25. ¿Cuáles son las desventajas de un rectificador multifase de media onda?

3-26. ¿Cuáles son las ventajas de un puente rectificador trifásico sobre un rectificador en estrella de seis fases?

3-27. ¿Cuáles son los objetivos de los filtros en los circuitos de rectificación?

3-28. ¿Cuáles son las diferencias entre los filtros de ca y los de cd?

3-29. ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de la fuente sobre el voltaje de salida de un rectificador?

3-30. ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de carga sobre la salida de un rectificador

3.31. ¿Qué es la conmutación de diodos?

3.32. ¿Qué es el ángulo de conmutación de un rectificador?

PROBLEMAS

3-1. En la figura P3-1 aparecen las formas de onda de corriente de un capacitor. Determine las especificaciones promedio, rms y pico de este capacitor.

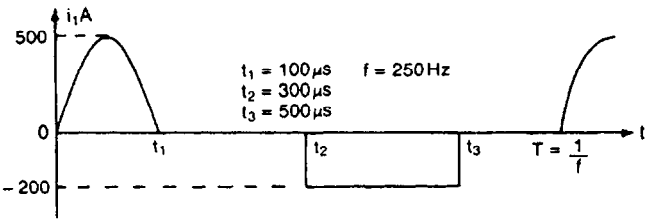


Figura P3-1

3-2. Las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo aparecen en la figura P3-2. Determine las especificaciones de corriente promedio, rms y pico del diodo.

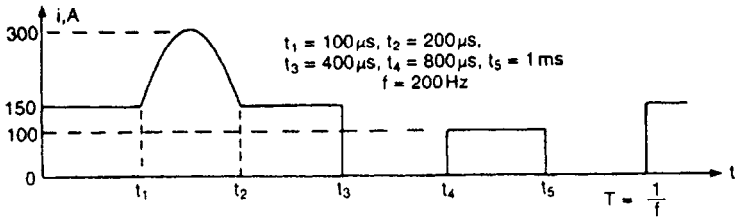


Figura P3-2

3-3. Un circuito de diodo se muestra en la figura P3-3 con $R = 22\ \Omega$ y $C = 10\ \mu F$. Si el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, determine la expresión para el voltaje a través del capacitor y la energía perdida en el circuito.

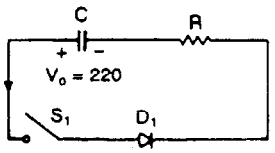


Figura P3-3

3-4. Un circuito de diodo aparece en la figura P3-4 con $R = 10\ \Omega$, $L = 5$ mH y $V_s = 220$ V. Si fluye una corriente de carga de 10 A a través del diodo de marcha libre D_m y el interruptor S_1 se cierra en $t = 0$, determine la expresión de la corriente i a través del interruptor.

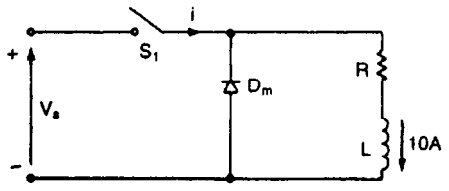


Figura P3-4

3-5. Si el inductor del circuito de la figura 3-4 tiene una corriente inicial de I_0, determine la expresión para el voltaje a través del capacitor.

3-6. Si el interruptor S_1 de la figura P3-6 se cierra en $t = 0$, determine la expresión para (**a**) la corriente que fluye a través del interruptor $i(t)$ y (**b**) la velocidad de elevación de la corriente di/dt. (**c**) Dibuje esbozos de $i(t)$ y de di/dt. (**d**) ¿Cuál es el valor de di/dt inicial? Para la figura P3-6 encuentre sólo di/dt inicial.

3-7. El circuito de segundo orden de la figura 3-6 tiene un voltaje de fuente $V_s = 220$V, una inductancia $L = 5$ mH, una capacitancia $C = 10\ \mu F$ y una resistencia $R = 22\ \Omega$. El voltaje inicial del capacitor es $V_0 = 50$ V. Si el interruptor se cierra en $t = 0$, determine (**a**) una expresión para el valor de la corriente y (**b**) el tiempo de conducción del diodo. (**c**) Dibuje un esbozo de $i(t)$.

3-8. Para el circuito de recuperación de energía de la figura 3-12a, la inductancia magnetizante del transformador es $L_m = 150\ \mu H$, $N_1 = 10$ y $N_2 = 200$. Las inductancias de fuga y las resistencias del transformador son despreciables. El voltaje de fuente es $V_s = 200$ V y en el circuito no existe corriente inicial. Si durante un tiempo $t_1 = 100\ \mu s$ se cierra el interruptor S_1 y a continua-

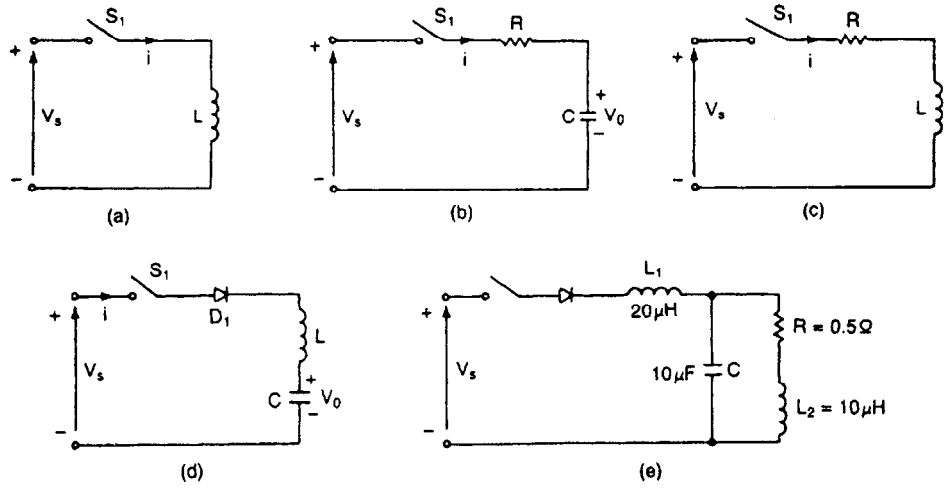


Figura P3-6

ción se abre, (a) determine el voltaje inverso del diodo D_1, (b) calcule la corriente pico del primario, (c) calcule la corriente pico del secundario, (d) determine el tiempo durante el cual el diodo D_1 conduce y (e) determine la energía proporcionada por la fuente.

3-9. Un puente rectificador monofásico tiene una carga puramente resistiva R = 10 Ω, el voltaje pico de alimentación V_m = 170 V y la frecuencia de alimentación f = 60 Hz. Determine el voltaje promedio de salida del rectificador, si la inductancia de la fuente es despreciable.

3-10. Repita el problema 3-9 si la inductancia de la fuente por fase (incluyendo la inductancia de fuga del transformador) es L_c = 0.5 mH.

3-11. Un rectificador de seis fases en estrella tiene una carga puramente resistiva R = 10 Ω, un voltaje pico de alimentación V_m = 170 V y la frecuencia de alimentación f = 60 Hz. Determine el voltaje promedio de salida del rectificador, si la inductancia de fuente es despreciable.

3-12. Repita el problema 3-11 si la inductancia de fuente por fase (incluyendo la inductancia de fuga del transformador) es L_c = 0.5 mH.

3-13. Un puente rectificador trifásico tiene una carga puramente resistiva R = 100 Ω y está alimentado a partir de una fuente de 280-V 60-Hz. El primario y el secundario del transformador de entrada están conectados en estrella. Determine el voltaje promedio de salida del rectificador si las inductancias de fuente son despreciables.

3-14. Repita el problema 3-13 si la inductancia de fuente por fase (incluyendo la inductancia de fuga del transformador es) L_c = 0.5 mH.

3-15. El puente rectificador monofásico de la figura 3-19a se necesita para alimentar un voltaje promedio de V_{cd} = 400 V a una carga resistiva R = 10 Ω. Determine las especificaciones del voltaje y de corriente de los diodos y del transformador.

3-16. Se requiere de un puente rectificador trifásico para alimentar un voltaje promedio de V_{cd} = 750 V en una corriente libre de componente undulatoria de I_{cd} = 9000 A. El primario y el secundario del transformador están conectados en estrella. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente para los diodos y el transformador.

3-17. El rectificador monofásico de la figura 3-18a tiene una carga *RL*. Si el voltaje pico de entrada es V_m = 170 V, la frecuencia de entrada f = 60 Hz, y la resistencia de carga R = 15 Ω, determine la inductancia de carga L para limitar la armónica de corriente de carga a un 4% del valor promedio I_{cd}.

3-18. El rectificador trifásico estrella de la figura 3-24a 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 carga es R = 15 Ω, determine la inductancia

de carga L para limitar las armónicas de corriente de la carga a 2% del valor promedio I_{cd}.

3-19. El voltaje de batería de la figura 3-17a es E = 20 V y su capacidad es 200 W-h. La corriente de carga promedio deberá ser I_{cd} = 10 A. El voltaje de entrada en el primario es V_p = 120 V, 60 Hz teniendo el transformador una relación de vueltas n = 2:1. *Calcule* (a) el ángulo de conducción δ del diodo, (b) la resistencia limitadora de corriente R, (c) la especificación de potencia P_R de R, (d) el tiempo de carga h en horas, (e) la eficiencia η de rectificador y (f) el voltaje de pico inverso PIV del diodo.

3-20. El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3-21a tiene una L = 4.5 mH, R = 5 Ω y E = 20 V. El voltaje de entrada es V_s = 120 V a 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente de carga en régimen permanente I_1 a $\omega t = 0$, (2) la corriente promedio del diodo I_d, (3) la corriente rms del diodo I_r, y (4) la corriente de salida rms I_{rms}. (b) Utilice PSpice para graficar la corriente instantánea de salida i_L. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E–15, BV=1800V.

3-21. El rectificador trifásico de onda completa de la figura 3-25a tiene una carga L = 2.5 mH, R = 5 Ω y E = 20 V. El voltaje de entrada, línea a línea, es V_{ab} = 208 V, 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente de carga en régimen permanente I_1 a $\omega t = \pi/3$, (2) la corriente promedio de diodo I_d, (3) la corriente rms de diodo I_r y (4) la corriente rms de salida I_{rms}. (b) Utilice PSpice para graficar la corriente instantánea de salida i_L. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E–15, BV=1800V.

3-22. Un puente rectificador monofásico está alimentado desde una fuente de 120 V, 60 Hz. La resistencia de carga es R = 200 Ω. (a) Diseñe un filtro C, de tal forma que el factor de componente ondulatoria del voltaje de salida sea menor del 5%. (b) Con el valor del capacitor C de la parte (a), calcule el voltaje promedio de la carga V_{cd}.

3-23. Repita el problema 3-22 para un rectificador monofásico de media onda.

3-24. El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3-33a es 120 V, 60 Hz. (a) Si el voltaje de salida de corriente directa es V_{cd} = 48 V a I_{cd} = 25 A, determine los valores de la inductancia L_e, α, β e I_{rms}. (b) Si I_{cd} = 15 A y L_e = 6.5 mH, utilice la tabla 3-1 para calcular los valores de V_{cd}, a, e I_{rms}.

3-25. El rectificador monofásico de la figura 3-18a tiene una carga resistiva R, y un capacitor C está conectado a través de la carga. La corriente promedio de carga es I_{cd}. Suponiendo que el tiempo de carga del capacitor es despreciable en comparación con el de descarga, determine las armónicas del voltaje rms de salida, V_{ca}.

3-26. El filtro LC que se muestra en la figura 3-29c es utilizado para reducir el contenido de componente ondulatoria del voltaje de salida en un rectificador estrella de seis fases. La resistencia de carga es R = 20 Ω, la inductancia de carga es L = 5 mH, y la frecuencia de la fuente es 60 Hz. Determine los parámetros del filtro L_e y C_e, de tal manera que el factor de componente ondulatoria del voltaje de salida sea 5%.

3-27. El puente rectificador trifásico de la figura 3-25a tiene una carga RL y es alimentado a partir de una fuente conectada en estrella. (a) Use el método de las series de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_L(t)$ y de la corriente de carga $i_L(t)$. (b) Si el voltaje pico de fase es V_m = 170 V a 60 Hz y la resistencia de carga es R = 200 Ω, determine la inductancia de carga L para limitar la corriente de componente ondulatoria a 2% del valor promedio I_{cd}.

3-28. El rectificador monofásico de media onda de la figura 3-16a tiene un diodo de marcha libre y una corriente promedio de carga, libre de componente ondulatoria, I_a. (a) Dibuje las formas de onda para las corrientes en D_1, D_m, y el primario del transformador, (b) exprese la corriente del primario en series de Fourier y (c) determine el factor de potencia de entrada PF y el factor armónico HF de la corriente de entrada del rectificador. Suponga una relación de vueltas del transformador igual a la unidad.

3-29. El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3-18a tiene una corriente promedio de carga, libre de componente ondulatoria, I_a. (a) Dibuje las formas de onda de las corrientes en D_1, D_2 y el primario del transformador, (b) exprese la corriente del primario en series de Fourier y (c) determine el factor de potencia de entrada PF y el factor armónico HF de la corriente de entrada al rectificador. Suponga una

relación de vueltas del transformador igual a la unidad.

3-30. El rectificador multifase en estrella de la figura 3-24a tiene tres pulsos proporcionando una corriente promedio de carga, libre de componente ondulatoria, I_a. El primario y el secundario del transformador están conectados en estrella. Suponga una relación de vueltas del transformador igual a la unidad. (a) Dibuje las formas de onda para las corrientes en D_1, D_2, D_3 y en el primario del transformador, (b) exprese la corriente en el primario en series de Fourier y (c) determine el factor de potencia de entrada PF y el factor armónico HF de la corriente de entrada.

3-31. Repita el problema 3-30 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en estrella.

3-32. El rectificador multifase en estrella de la figura 3-24a tiene seis pulsos proporcionando una corriente promedio de carga, libre de componente ondulatoria, I_a. El primario del transformador está conectado en delta y el secundario en estrella. Suponga una relación de vueltas del transformador igual a la unidad. (a) Dibuje las formas de onda para las corrientes en D_1, D_2, D_3 y el primario del transformador, (b) exprese la corriente en el primario en series de Fourier (c) determine el factor de potencia de entrada PF y el factor armónico HF de la corriente de entrada.

3-33. El puente rectificador trifásico de la figura 3-25a proporciona una corriente de carga, libre de componente ondulatoria, I_a. El primario y el secundario del transformador están conectados en estrella. Suponga una relación de vueltas del transformador igual a la unidad. (a) Dibuje las formas de onda para las corrientes en D_1, D_3, D_5 y la corriente de fase en el secundario del transformador, (b) exprese la corriente de fase en el secundario en series de Fourier y (c) determine el factor de potencia de entrada PF y del factor armónico HF de la corriente de entrada.

3-34. Repita el problema 3-33 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en estrella.

3-35. Repita el problema 3-33 si tanto el primario como el secundario del transformador están conectados en delta.

3-36. Un circuito de diodos se muestra en la figura P3-36, donde la corriente de carga está fluyendo a través del diodo D_m. Si se cierra el interruptor S_1 en $t = 0$, determine (a) expresiones para $v_c(t)$, $i_c(t)$ e $i_d(t)$; (b) el tiempo t_1 donde el diodo D_1 deja de conducir; (c) el tiempo t_q donde el voltaje a través del capacitor se convierte en cero y (d) el tiempo requerido para que el capacitor se recargue al voltaje de alimentación V_s.

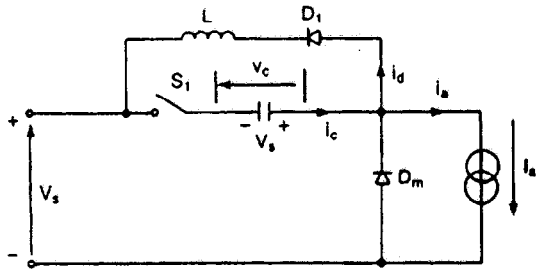


Figura P3-36.

4

Los tiristores

4-1 INTRODUCCION

Un tiristor es uno de los tipos más importantes de dispositivos semiconductores de potencia. Los tiristores se utilizan en forma extensa en los circuitos electrónicos de potencia. Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Para muchas aplicaciones se puede suponer que los tiristores son interruptores o conmutadores ideales, aunque los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones.

4-2 CARACTERISTICAS DE LOS TIRISTORES

Un tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura *pnpn* con tres uniones *pn*. Tiene tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. La figura 4-1 muestra el símbolo del tiristor y una sección recta de tres uniones *pn*. Los tiristores se fabrican por difusión.

Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J_1 y J_3 tienen polarización directa o positiva. La unión J_2 tienen polarización inversa, y sólo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está en *condición de bloqueo directo o* en *estado desactivado* llamándose a la corriente de fuga *corriente de estado inactivo* I_D. Si el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande, la unión J_2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como *ruptura por avalancha* y el voltaje correspondiente se llama *voltaje de ruptura directa* V_{BO}. Dado que las uniones J_1 y J_3 ya tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones, que provocará una gran corriente directa del ánodo. Se dice entonces que el dispositivo está *en estado de conducción o activado*. La caída de voltaje se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común 1 V. En el estado activo, la corriente del ánodo está limitada por una impedancia o una resistencia externa, R_L, tal y como se muestra en la figura 4-2a.

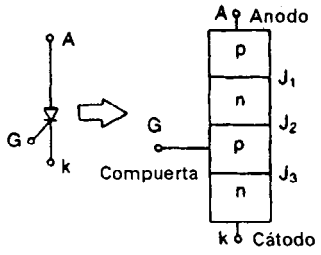


Figura 4-1 Símbolo del tiristor y tres uniones *pn*.

La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como *corriente de enganche* I_L, a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje del ánodo a cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. *La corriente de enganche*, I_L,es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el tiristor en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de la compuerta. En la figura 4-2b aparece una característica *v-i* común de un tiristor.

Una vez que el tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión J_2 no existe una capa de agotamiento debida a movimientos libres de los portadores. Sin embargo, si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como *corriente de mantenimiento* I_H, se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J_2 debida al número reducido de portadores; el tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden

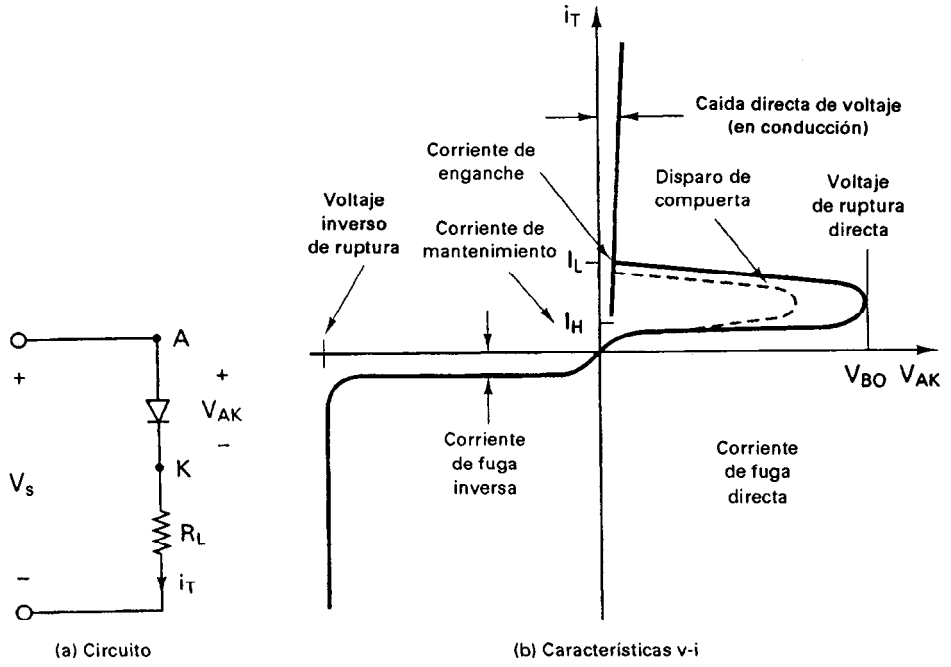


Figura 4-2 Circuito tiristor y características *v-i*.

de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche, I_L. Esto significa que $I_L > I_H$. *La corriente de mantenimiento* I_H es la corriente del ánodo mínima para mantener el tiristor en estado de régimen permanente. La corriente de mantenimiento es menor que la corriente de enganche.

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al ánodo, la unión J_2 tiene polarización directa, pero las uniones J_1 y J_3 tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El tiristor estará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como *corriente inversa*, I_R, fluirá a través del dispositivo.

Un tiristor se puede activar aumentando el voltaje directo de V_{AK} más allá de V_{BO}, pero esta forma de activarlo puede ser destructiva. En la práctica, el voltaje directo se mantiene por debajo de V_{BO} y el tiristor se activa mediante la aplicación de un voltaje positivo entre la compuerta y el cátodo. Esto se muestra en la figura 4-2b con líneas punteadas. Una vez activado el tiristor mediante una señal de compuerta y una vez que la corriente del ánodo es mayor que la corriente de mantenimiento, el dispositivo continúa conduciendo, debido a una retroalimentación positiva, aun si se elimina la señal de compuerta. Un tiristor es un dispositivo de enganche.

4-3 MODELO DE TIRISTOR DE DOS TRANSISTORES

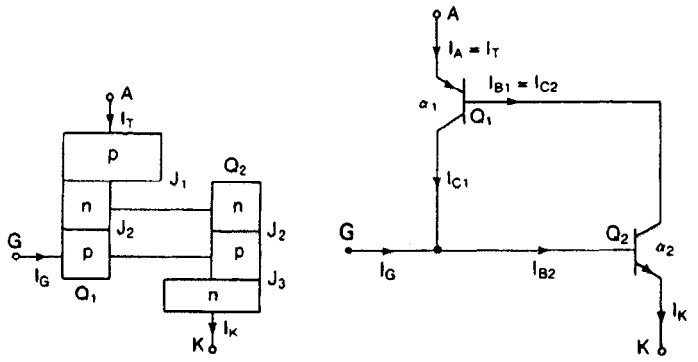
La acción regenerativa o de enganche debida a la retroalimentación directa se puede demostrar mediante un modelo de tiristor de dos transistores. Un tiristor se puede considerar como dos transistores complementarios, un transistor *pnp*, Q_1, y otro *npn*, Q_2, tal y como se muestra en la figura 4-3a.

La corriente del colector I_C de un tiristor se relaciona, en general, con la corriente del emisor I_E y la corriente de fuga de la unión colector-base I_{CBO}, como

$$I_c = \alpha I_E + I_{CBO} \tag{4-1}$$

la ganancia de *corriente de base común* se define como $\alpha \equiv I_C/I_E$. Para el transistor Q_1, la corriente del emisor es la corriente del ánodo I_A, y la corriente del colector I_{C1} se puede determinar a partir de la ecuación (4-1):

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \tag{4-2}$$



(a) Estructura básica (b) Circuito equivalente

Figura 4-3 Modelo de tiristor de dos transistores.

donde α_1 es la ganancia de corriente y I_{CBO1} es la corriente de fuga para Q_1. En forma similar, para el transistor Q_2, la corriente del colector I_{C2} es

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{4-3}$$

donde α_2 es la ganancia de corriente y I_{CBO2} es la corriente de fuga correspondiente a Q_2. Al combinar I_{C1} e I_{C2}, obtenemos

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{4-4}$$

Pero para una corriente de compuerta igual a I_G, $I_K = I_A + I_G$ resolviendo la ecuación (4-4) en función de I_A obtenemos

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{4-5}$$

La ganancia de corriente α_1 varía con la corriente del emisor $I_A = I_E$; y α_2 varía con $I_K = I_A + I_G$. Una variación típica de la ganancia de corriente a con la corriente del emisor I_E se muestra en la figura 4-4. Si la corriente de compuerta I_G se incrementa en forma repentina, digamos desde 0 hasta 1 mA, la corriente del ánodo I_A aumenta inmediatamente, lo que incrementará aún más a α_1 y α_2. α_2 dependerá tanto de I_A como de I_G. El aumento en los valores de α_1 y de α_2 incrementaría aún más a I_A. Por lo tanto, existe un efecto regenerativo o de retroalimentación positiva. Si $(\alpha_1 + \alpha_2)$ tiende a la unidad, el denominador de la ecuación (4-5) se acerca a 0; esto dará como resultado un valor grande de la corriente del ánodo I_A, y el tiristor se activará con una pequeña corriente de compuerta.

Bajo condiciones transitorias, las capacitancias de las uniones *pn*, como aparecen en la figura 4-5, influirán en las características del tiristor. Si el tiristor está en un estado de bloqueo, un voltaje de crecimiento rápido aplicado a través del dispositivo causaría un flujo alto de corriente a través de los capacitores de la unión. La corriente a través del capacitor C_{j2} se puede expresar como

$$i_{j2} = \frac{d(q_{j2})}{dt} = \frac{d}{dt}(C_{j2}V_{j2}) = V_{j2}\frac{dC_{j2}}{dt} + C_{j2}\frac{dV_{j2}}{dt} \tag{4-6}$$

donde C_{j2} y V_{j2} son la capacitancia y el voltaje de la unión J_2, respectivamente. q_{j2} es la carga de la unión. Si la velocidad de elevación del voltaje dv/dt es grande, entonces i_{j2} también será grande

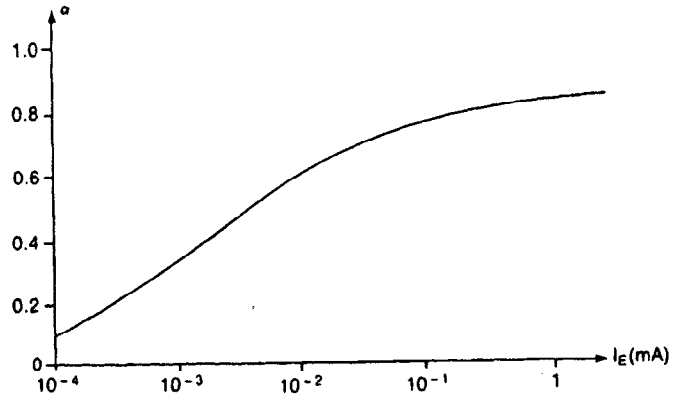


Figura 4-4 Variación típica de ganancia de corriente con la corriente del emisor.

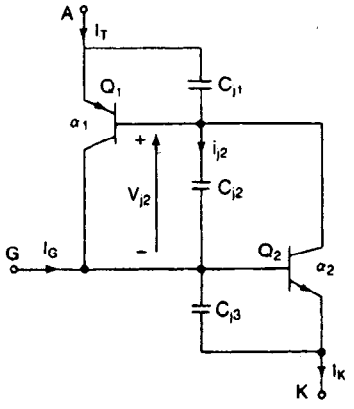


Figura 4-5 Modelo transitorio de un tiristor de dos transistores.

dando esto como resultado corrientes de fuga incrementadas I_{CBO1} e I_{CBO2}. De acuerdo con la ecuación (4-5), valores lo suficientemente altos de I_{CBO1} y de I_{CBO2} pueden causar que $(\alpha_1 + \alpha_2)$ tienda a la unidad dando como resultado una activación indeseable del tiristor. Sin embargo, una corriente grande a través de los capacitores de unión también puede dañar al dispositivo.

4-4 ACTIVACION DEL TIRISTOR

Un tiristor se activa incrementando la corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas.

Térmica. Si la temperatura de un tiristor es alta, habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Este aumento en las corrientes hará que α_1 y α_2 aumenten. Debido a la acción regenerativa $(\alpha_1 + \alpha_2)$ puede tender a la unidad y el tiristor pudiera activarse. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se evita.

Luz. Si se permite que la luz llegue a las uniones de un tiristor, aumentarán los pares electrón–hueco pudiéndose activar el tiristor. La activación de tiristores por luz se logra al permitir que ésta llegue a los discos de silicio.

Alto voltaje. Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo V_{BO}, fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva por lo que se debe evitar.

dv/dt. Se puede notar de la ecuación (4-6) que si la velocidad de elevación del voltaje ánodo-cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el tiristor. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el tiristor; por lo que el dispositivo

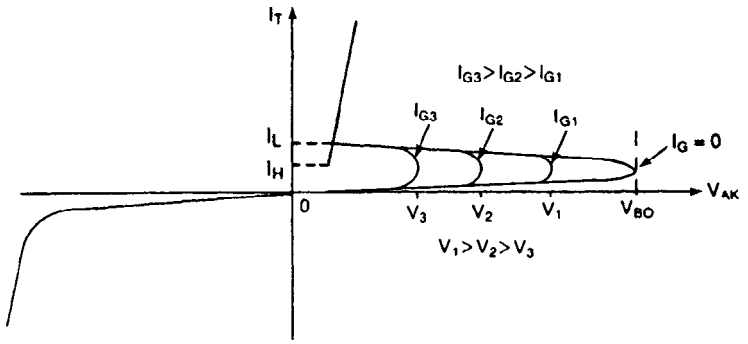


Figura 4-6 Efectos de la corriente de compuerta sobre el voltaje de bloqueo directo.

debe protegerse contra un *dv/dt* alto. Los fabricantes especifican el *dv/dt* máximo permisible de los tiristores.

Corriente de compuerta. Si un tiristor está polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y las terminales del cátodo activará al tiristor. Conforme aumenta la corriente de compuerta, se reduce el voltaje de bloqueo directo, tal y como aparece en la figura 4-6.

La figura 4-7 muestra la forma de onda de la corriente del ánodo, inmediatamente después de la aplicación de la señal de compuerta. Existe un retraso conocido como *tiempo de activación* t_{on} entre la aplicación de la señal de compuerta y la conducción de un tiristor. t_{on} se define como el intervalo de tiempo entre el 10% de la corriente de compuerta de régimen permanente ($0.1I_G$) y el 90% de la corriente activa del tiristor en régimen permanente ($0.9I_T$). t_{on} es la suma del *tiempo de retraso* t_d y el *tiempo de elevación* t_r. t_d se define como el intervalo de tiempo entre el 10% de la corriente de compuerta ($0.1I_G$) y el 10% de la corriente activa del tiristor ($0.1I_T$). t_r es el tiempo requerido para que la corriente del ánodo se eleve del 10% del estado activo ($0.1I_T$) al 90% de la corriente en estado activo ($0.9I_T$). Estos tiempos se ilustran en la figura 4-7.

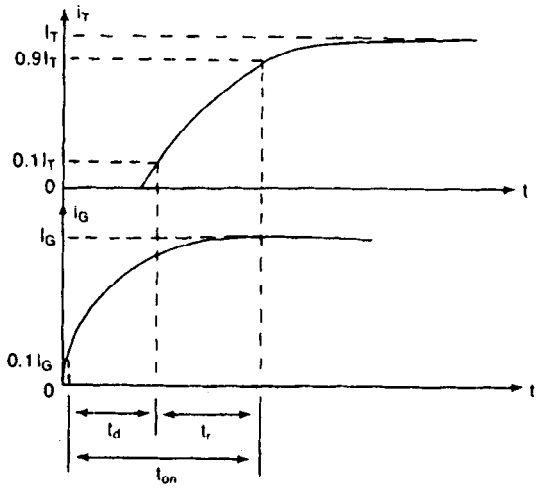


Figura 4-7 Características de activación.

Se deben tomar en cuenta los siguientes puntos en el diseño de un circuito de control de compuerta:

1. La señal de compuerta debe eliminarse después de activarse el tiristor. Una señal continua de compuerta aumentaría la pérdida de potencia en la unión de la compuerta.

2. Mientras el tiristor esté con polarización inversa, no debe haber señal de compuerta; de lo contrario, el tiristor puede fallar debido a una corriente de fuga incrementada.

3. El ancho del pulso de la compuerta t_G debe ser mayor que el tiempo requerido para que la corriente del ánodo se eleve al valor de corriente de mantenimiento I_H. En la práctica, el ancho del pulso t_G por lo general se diseña mayor que el tiempo de activación t_{on} del tiristor.

Ejemplo 4-1

La capacitancia de una unión con polarización inversa J_2 en un tiristor es C_{j2} = 20pF y se puede suponer independiente del voltaje en estado desactivado. El valor limitante de la corriente de carga para activar el tiristor es de 16 mA. Determine el valor crítico de *dv/dt*.

Solución C_{j2} = 20pF e i_{j2} = 16 mA. Dado que $d(C_{j2})/dt = 0$, podemos encontrar el valor crítico de *dv/dt* a partir de la ecuación (4-6):

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i_{j2}}{C_{j2}} = \frac{16 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-12}} = 800 \text{ V}/\mu\text{s}$$

4-5 PROTECCION CONTRA *di/dt*

Un tiristor requiere de un tiempo mínimo para dispersar la conducción de la corriente en forma uniforme a través de las uniones. Si la velocidad de elevación de la corriente del ánodo es muy alta en comparación con la velocidad de dispersión del proceso de activación, aparecerá un punto de calentamiento, debido a una alta densidad de corriente, por lo que el dispositivo puede fallar, debido a una temperatura excesiva.

Los dispositivos prácticos deben protegerse contra un *di/dt* alto. Como ejemplo, consideremos el circuito de la figura 4-8. Bajo una operación de régimen permanente, D_m conduce cuando el tiristor T_1 está desactivado. Si T_1 se dispara cuando D_m aún está conduciendo, *di/dt* puede resultar muy alto y solamente limitado por la inductancia dispersa del circuito.

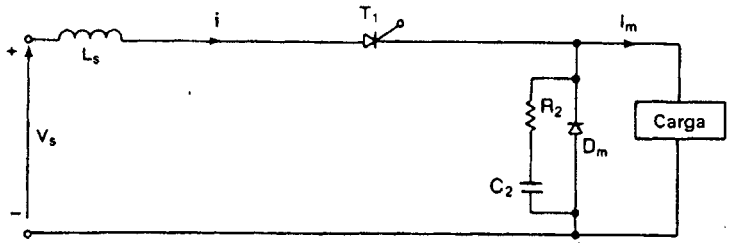


Figura 4-8 Circuito pulsador con inductores limitantes de *di/dt*.

En la práctica, *di/dt* se limita al añadir un inductor en serie L_s, tal y como aparece en la figura 4-8. El *di/dt* directo es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{4-7}$$

donde L_s es la inductancia en serie, que incluye cualquier inductancia dispersa.

4-6 PROTECCION CONTRA *dv/dt*

Si el interruptor S_1 de la figura 4-9a se cierra en $t = 0$, se aplicará un escalón de voltaje a través del tiristor T_1 por lo que *dv/dt* puede ser lo suficientemente alto para activar el dispositivo. El *dv/dt* se puede limitar conectando el capacitor C_s, como aparece en la figura 4-9a. Cuando el tiristor T_1 se active, la corriente de descarga del capacitor estará limitada por el resistor R_s, como aparece en la figura 4-9b.

Con un circuito *RC* conocido como circuito de freno, el voltaje a través del tiristor se elevará en forma exponencial, como se muestra en la figura 4-9c, y el circuito *dv/dt* puede encontrarse aproximadamente a partir de

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_s}{\tau} = \frac{0.632V_s}{R_sC_s} \tag{4-8}$$

El valor de la constante de tiempo del freno $\tau = R_sC_s$ se puede determinar de la ecuación (4-8) a partir de un valor conocido *dv/dt*. El valor de R_s se encuentra a partir de la corriente de descarga I_{TD}.

$$R_s = \frac{V_s}{I_{TD}} \tag{4-9}$$

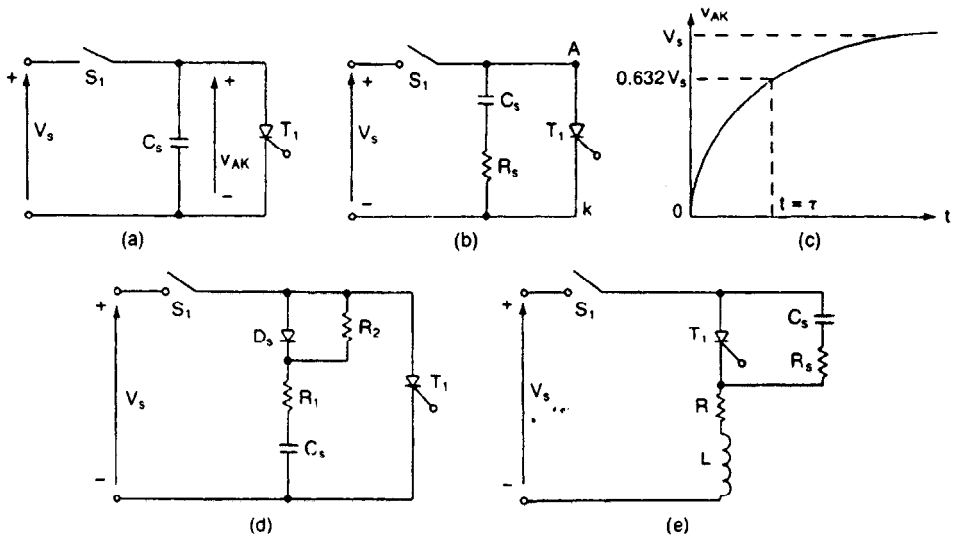


Figura 4-9 Circuitos de protección *dv/dt*.

Es posible utilizar más de una resistencia para *dv/dt* y para la descarga, tal y como aparece en la figura 4-9d. *dv/dt* queda limitado por R_1 y por C_s. $(R_1 + R_2)$ limita la corriente de descarga, de modo que

$$I_{TD} = \frac{V_s}{R_1 + R_2} \tag{4-10}$$

La carga puede formar un circuito en serie con la red de freno, tal y como se muestra en la figura 4-9e. De las ecuaciones (3-23) y (3-24), la relación de amortiguación δ de una ecuación de segundo orden es

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R_s + R}{2}\sqrt{\frac{C_s}{L_s + L}} \tag{4-11}$$

donde L_s es la inductancia dispersa, y L y R son la inductancia y la resistencia de la carga, respectivamente.

A fin de limitar el excedente de voltaje pico aplicado a través del tiristor, la relación de amortiguación se utiliza en el rango de 0.5 a 1.0. Si la inductancia de la carga es alta, que por lo general es el caso, R_s puede ser alto y C_s puede ser pequeño, para reter er el valor deseado de la relación de amortiguación. Un valor alto de R_s reducirá la corriente de descarga y un valor bajo de C_s reducirá la pérdida del circuito de freno. Los circuitos de la figura 4-9 deberán ser totalmente analizados a fin de determinar el valor requerido de la relación de amortiguación para limitar *dv/dt* a un valor deseado. Una vez conocida la relación de amortiguación, se pueden determinar R_s y C_s. Por lo general, se utiliza la misma red *RC* o de freno, tanto para la protección *dv/dt* como para suprimir el voltaje transitorio debido al tiempo de recuperación inversa. En la sección 15-4 se analiza la supresión del voltaje transitorio.

Ejemplo 4-2

El voltaje de entrada de la figura 4-9e es $V_s = 200$ V con una resistencia de carga $R = 5\Omega$. Las inductancias de carga y dispersas son despreciables y el tiristor es operado a una frecuencia de $f_s = 2$ kHz. Si el *dv/dt* requerido es 100 V/μs y la corriente de descarga debe limitarse a 100 A, determine (a) los valores de R_s y C_s, (b) la pérdida en el circuito de freno y (c) la especificación de potencia de la resistencia del circuito de freno.

Solución $dv/dt = 100$ V/μs, $I_{TD} = 100$ A, $R = 5\Omega$, $L = L_s = 0$, y $V_s = 200$ V.

(a) A partir de la figura 4-9e, la corriente de carga del capacitor del circuito de freno se puede expresar de la siguiente forma

$$V_s = (R_s + R)i + \frac{1}{C_s}\int i\,dt + v_c(t = 0)$$

Con la condición inicial $v_c(t = 0) = 0$, la corriente de carga se encuentra como

$$i(t) = \frac{V_s}{R_s + R}e^{-t/\tau} \tag{4-12}$$

donde $\tau = (R_s + R)C_s$. El voltaje directo a través del tiristor es

$$v_T(t) = V_s - \frac{RV_s}{R_s + R}e^{-t/\tau} \tag{4-13}$$

En $t = 0$, $v_T(0) = V_s - RV_s/(R_s + R)$ y en $t = \tau$, $v_T(\tau) = V_s - 0.368RV_s/(R_s + R)$:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{v_T(\tau) - v_T(0)}{\tau} = \frac{0.632RV_s}{C_s(R_s + R)^2} \tag{4-14}$$

De la ecuación 4-9, $R_s = V_s/I_{TD} = 200/100 = 2\Omega$. La ecuación 4-14 da

$$C_s = \frac{0.632 \times 5 \times 200 \times 10^{-6}}{(2 + 5)^2 \times 100} = 0.129\ \mu\text{F}$$

(b) La pérdida del circuito de freno es

$$\begin{aligned} P_s &= 0.5 C_s V_s^2 f_s \\ &= 0.5 \times 0.129 \times 10^{-6} \times 200^2 \times 2000 = 5.2\ \text{W} \end{aligned} \tag{4-15}$$

(c) Suponiendo que toda la energía almacenada en C_s se disipa únicamente en R_s, la especificación de potencia de la resistencia del circuito de freno es 5.2 W.

4-7 DESACTIVACION DEL TIRISTOR

Un tiristor que está en estado activo se puede desactivar reduciendo la corriente directa a un nivel por debajo de la corriente de mantenimiento I_H. Existen varias técnicas para desactivar un tiristor, y se analizan en el capítulo 7. En todas las técnicas de conmutación, la corriente del ánodo se mantiene por debajo de la corriente de mantenimiento durante un tiempo lo suficientemente largo, de tal manera que todos los portadores en exceso en las cuatro capas sean barridos o recombinados.

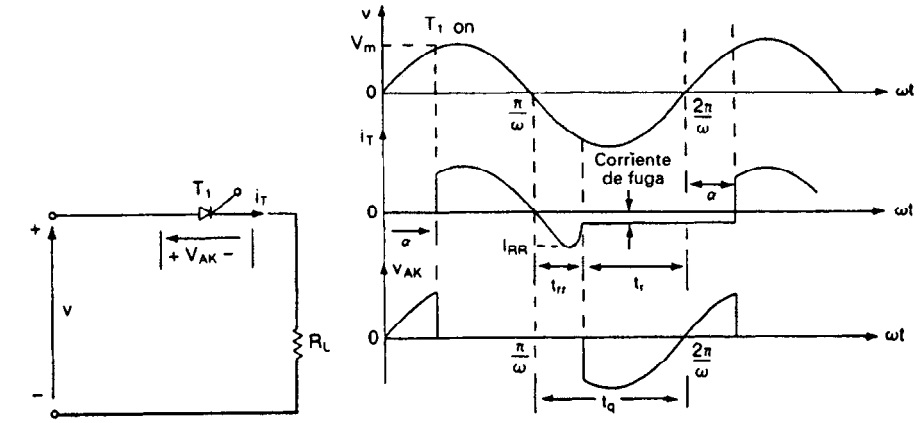
Debido a las dos uniones *pn* exteriores J_1 y J_3, las características de desactivación deberían ser similares a las de un diodo, con la exhibición de un tiempo de recuperación inverso t_{rr} y una corriente de recuperación de pico inverso I_{RR}. I_{RR} puede ser mucho mayor que la corriente de bloqueo inversa normal, I_R. En un circuito convertidor, conmutado por línea, en el que el voltaje de entrada es alterno, como se muestra en la figura 4-10a, aparece un voltaje inverso a través del tiristor inmediatamente después de que la corriente directa pasa a través de un valor cero. Este voltaje inverso acelerará el proceso de desactivación, al barrer los portadores en exceso de las uniones *pn* J_1 y J_3. Para calcular t_{rr} e I_{RR} son aplicables las ecuaciones (2-6) y (2-7).

La unión *pn* interior J_2 requerirá de un tiempo conocido como *tiempo de recombinación* t_{rc} para recombinar los portadores en exceso. Un voltaje inverso negativo reduciría dicho tiempo de recombinación. t_{rc} depende de la magnitud del voltaje inverso. Las características de desactivación se muestran en las figuras 4-10a y b para un circuito conmutado por línea y para un circuito de conmutación forzada, respectivamente.

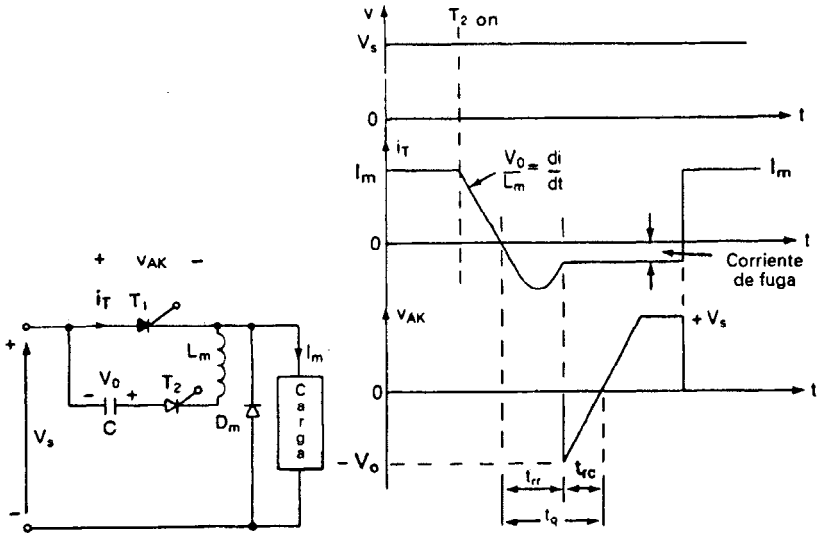
El tiempo de desactivación t_q es la suma del tiempo de recuperación inverso t_{rr} y el tiempo de recombinación t_{rc}. Al final de la desactivación, se desarrolla una capa de agotamiento a través de la unión J_2, y el tiristor recupera su capacidad de soportar voltaje directo. En todas las técnicas de conmutación del capítulo 7, se aplica un voltaje inverso a través del tiristor durante el proceso de desactivación.

El tiempo de desactivación t_q es el valor mínimo del intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente de activación se ha reducido a cero y el instante en que el tiristor es capaz de soportar un voltaje directo sin activarse. t_q depende del valor pico de la corriente de estado activo y del voltaje instantáneo de estado activo.

La *carga recuperada inversa* Q_{RR} es la cantidad de carga que debe recuperarse durante el proceso de desactivación. Su valor queda determinado por el área encerrada por la trayectoria de la corriente de recuperación inversa. El valor de Q_{RR} depende de la velocidad de reducción de la



(a) Circuito tiristor conmutado por línea



(b) Circuito tiristor de conmutación forzada

Figura 4-10 Características de desactivación.

corriente de estado activo y del valor pico de la corriente de estado activo, antes de la desactivación. Q_{RR} causa una correspondiente pérdida de energía dentro del dispositivo.

4-8 TIPOS DE TIRISTORES

Los tiristores se fabrican casi exclusivamente por difusión. La corriente del ánodo requiere de un tiempo finito para propagarse por toda el área de la unión, desde el punto cercano a la compuerta cuando inicia la señal de la compuerta para activar el tiristor. Para controlar el *di/dt*, el tiempo de activación y el tiempo de desactivación, los fabricantes utilizan varias estructuras de compuerta.

Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y de desactivación, en general los tiristores pueden clasificarse en nueve categorías:

1. Tiristores de control de fase (SCR)
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR)
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO)
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC)
5. Tiristores de conducción inversa (RCT)
6. Tiristores de inducción estática (SITH)
7. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR)
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTH)
9. Tiristores controlados por MOS (MCT)

4-8.1 Tiristores de control de fase

Este tipo de tiristores por lo general opera a la frecuencia de línea, y se desactiva por conmutación natural. El tiempo de desactivación, t_q, es del orden de 50 a 100μs. Esto es muy adecuado en especial para las aplicaciones de conmutaciones a baja velocidad. También se les conoce como *tiristores convertidores*. Dado que un tiristor es básicamente un dispositivo controlado y fabricado de silicio, también se conoce como un *rectificador controlado de silicio* (SCR).

El voltaje en estado activo, V_T, por lo común varía desde aproximadamente 1.15 V para 600 V, hasta 2.5 V para dispositivos de 4000-V; y para un tiristor de 5500-A 1200-V es típicamente 1.25 V. Los tiristores modernos utilizan una compuerta amplificadora, en la que se dispara un tiristor auxiliar T_A mediante una señal de compuerta, y de allí la salida amplificada de T_A se aplica como señal de compuerta al tiristor principal T_M. Esto se muestra en la figura 4-11. La compuerta amplificadora permite características altamente dinámicas con *dv/dt* típicas de 1000 V/μs y *di/dt* de 500 A/μs, simplificando el diseño de los circuitos para reducir el inductor limitante *di/dt* y los circuitos de protección *dv/dt*.

4-8.2 Tiristores de conmutación rápida

Estos se utilizan en aplicaciones de conmutación de alta velocidad con conmutación forzada (por ejemplo, pulsadores en el capítulo 9 e inversores en el capítulo 10). Tienen un tiempo corto de desactivación, por lo general de 5 a 50 μs, dependiendo del rango de voltaje. La caída directa en estado activo varía aproximadamente en función inversa del tiempo de desactivación t_q. Este tipo de tiristor también se conoce como *tiristor inversor*.

Estos tiristores tienen un *dv/dt* alto, típicamente de 1000 V/μs, y un *di/dt* de 1000 A/μs. La desactivación rápida y el *di/dt* alto son muy importantes para reducir el tamaño y el peso de los

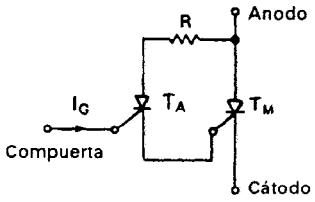


Figura 4-11 Tiristor de compuerta amplificadora.

componentes de conmutación o reactivos del circuito 4. El voltaje en estado activo de un tiristor de 2200 A 1800 V es por lo común de 1.7 V. Los tiristores inversores con una muy limitada capacidad de bloqueo inverso, típicamente de 10 V, y un tiempo de desactivación muy corto, entre 3 y 5 μs, se conocen comúnmente como *tiristores asimétricos* (ASCR). En la figura 4-12 se muestran tiristores de conmutación rápida de varios tamaños.

4-8.3 Tiristores de desactivación por compuerta

Un tiristor de desactivación por compuerta (GTO), al igual que un SCR, puede activarse mediante la aplicación de una señal positiva de compuerta. Sin embargo, se puede desactivar mediante una señal negativa de compuerta. Un GTO es un dispositivo de enganche y se puede construir con especificaciones de corriente y voltaje similares a las de un SCR. Un GTO se activa aplicando a su compuerta un pulso positivo corto y se desactiva mediante un pulso negativo corto. Los GTO tienen varias ventajas sobre los SCR: (1) la eliminación de los componentes auxiliares en la conmutación forzada, que da como resultado una reducción en costo, peso y volumen; (2) la reducción del ruido acústico y electromagnético debido a la eliminación de bobinas de inducción en la conmutación; (3) una desactivación más rápida, que permite frecuencias de conmutación más altas; y (4) una eficiencia mejorada de los convertidores.

En aplicaciones de baja potencia, los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los transistores bipolares: (1) una más alta capacidad de voltaje de bloqueo; (2) una relación alta de corriente de pico controlable a corriente promedio; (3) una relación alta de corriente de pulsación pico a corriente promedio, típicamente de 10:1; (4) una ganancia alta en estado activo (corriente del ánodo dividida entre la corriente de la compuerta) típicamente 600; y (5) una señal de compuerta pulsada de corta duración. Bajo condiciones de pulsación de carga, un GTO pasa a una saturación más profunda debido a la acción regenerativa. Por otra parte, un transistor bipolar tiende a salirse de saturación.

Un GTO tiene una ganancia baja durante el desactivamiento, típicamente de 6, y para desactivarse requiere de un pulso de corriente negativa relativamente alto. Tiene un voltaje en estado activo más alto que el de los SCR. El voltaje en estado activo de un GTO típico de 550 A 1200 V es de 3-4 V. Un GTO de 160 A 200 V del tipo 160PFT aparece en la figura 4-13, las uniones de este GTO se muestran en la figura 4.14.

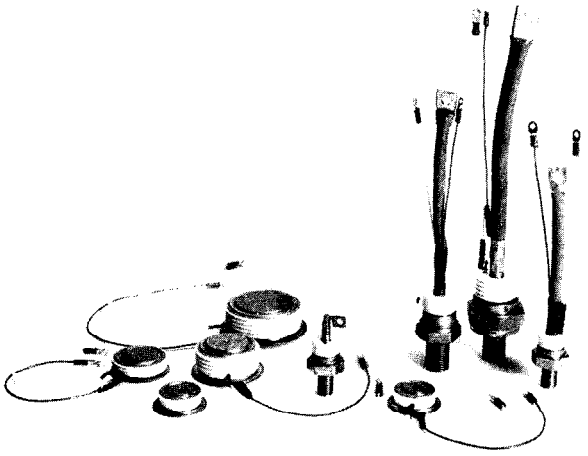


Figura 4-12 Tiristores de conmutación rápida. (Cortesía de Powerex, Inc.)

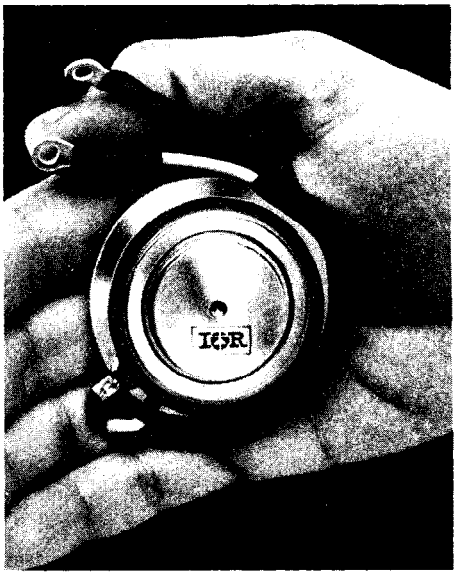


Figura 4-13 Un GTO de 160 A 200 V. (Cortesía de International Rectifier.)

La corriente pico en estado activo controlable I_{TGQ} es el valor pico de la corriente activa que puede desconectarse por control de compuerta. El voltaje en estado desactivado se reaplica en forma inmediata después de la desactivación y el *dv/dt* reaplicado se limita únicamente a la capacitancia del circuito de frenado. Una vez desactivado un GTO, la corriente de carga I_L, que es desviada y carga al capacitor de circuito de freno, determina el *dv/dt* reaplicado.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s}$$

donde C_s es la capacitancia del circuito de frenado.

4-8.4 Tiristores de triodo bidireccional

Un TRIAC puede conducir en ambas direcciones, y normalmente se utiliza en el control de fase de corriente alterna (por ejemplo, controladores de voltaje de ca del capítulo 6). Se puede conside-

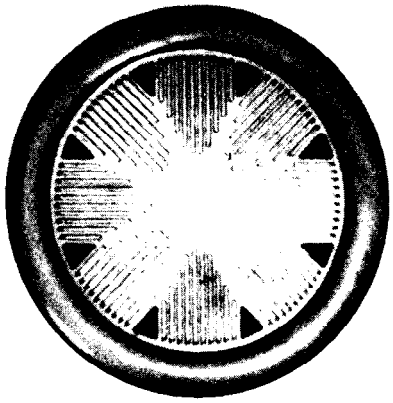


Figura 4-14 Uniones del GTO de 160 A de la figura 4-13. (Cortesía de International Rectifier.)

rar como si fueran dos SCR conectados en antiparalelo, con una conexión de compuerta común, como se muestra en la figura 4-15a. Las características *v–i* aparecen en la figura 4-15c.

Dado que el TRIAC es un dispositivo bidireccional, no es posible identificar sus terminales como ánodo y cátodo. Si la terminal MT_2 es positiva con respecto a la terminal MT_1, el TRIAC se puede activar aplicando una señal de compuerta positiva entre la compuerta G y la terminal MT_1. Si la terminal MT_2 es negativa con respecto a la terminal MT_1, se activará al aplicar una señal negativa a la compuerta, entre la compuerta G y la terminal MT_1. No es necesario que estén presentes ambas polaridades en las señales de la compuerta y un TRIAC puede ser activado con una sola señal positiva o negativa de compuerta. En la práctica, la sensibilidad varía de un cuadrante a otro, el TRIAC normalmente se opera en el cuadrante I^+ (voltaje y corriente de compuerta positivos) o en el cuadrante III^- (voltaje y corriente de compuerta negativos).

4-8.5 Tiristores de conducción inversa

En muchos circuitos pulsadores e inversores, se conecta un diodo antiparalelo a través de un SCR, con la finalidad de permitir un flujo de corriente inversa debido a una carga inductiva, y para mejorar el requisito de desactivación de un circuito de conmutación. El diodo fija el voltaje de bloqueo inverso del SCR a 1 o 2 V por debajo de las condiciones de régimen permanente. Sin embargo, bajo condiciones transitorias, el voltaje inverso puede elevarse hasta 30 V debido al voltaje inducido en la inductancia dispersa del circuito dentro del dispositivo.

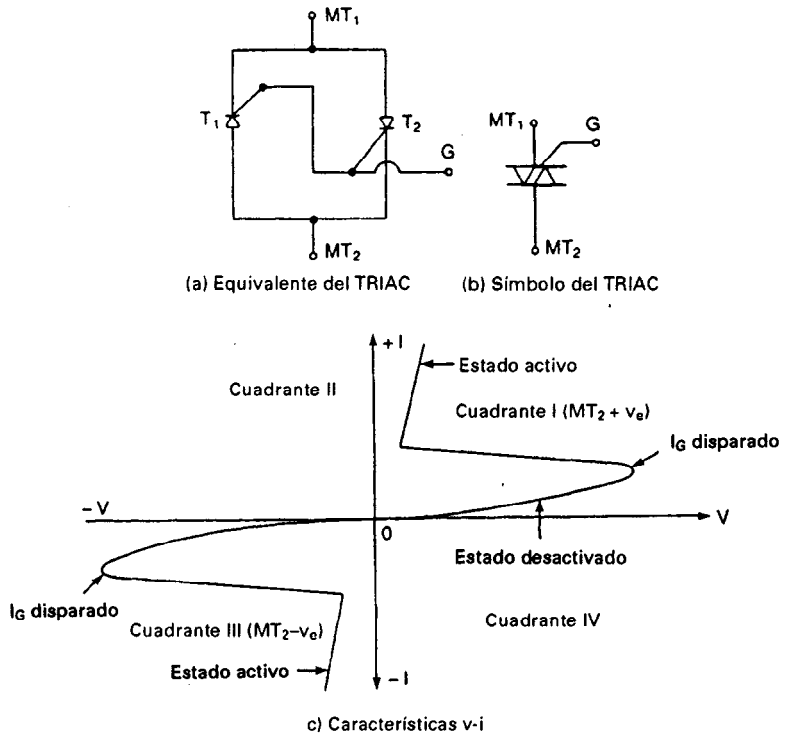


Figura 4-15 Características de un TRIAC.

Un RCT es un intercambio entre características del dispositivo y requisitos del circuito; puede considerarse como un tiristor con un diodo antiparalelo incorporado, tal y como se muestra en la figura 4-16. Un RCT se conoce también como *tiristor asimétrico* (ASCR). El voltaje de bloqueo directo varía de 400 a 2000 V y la especificación de corriente llega hasta 500 A. El voltaje de bloqueo inverso es típicamente 30 a 40 V. Dado que para un dispositivo determinado está preestablecida la relación entre la corriente directa a través de un tiristor y la corriente inversa del diodo, sus aplicaciones se limitarán a diseños de circuitos específicos.

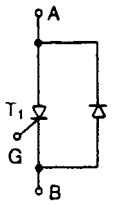


Figura 4-16 Tiristor de conducción inversa.

4-8.6 Tiristores de inducción estática

Las características de un SITH son similares a las de un MOSFET del capítulo 8. Por lo general, un SITH es activado al aplicársele un voltaje positivo de compuerta, como los tiristores normales, y desactivado al aplicársele un voltaje negativo a su compuerta. Un SITH es un dispositivo de portadores minoritarios. Como consecuencia, el SITH tiene una baja resistencia en estado activo así como una baja caída de potencial, y se puede fabricar con especificaciones de voltaje y corriente más altas.

Un SITH tiene velocidades de conmutación muy rápidas y capacidades altas de *dv/dt* y *di/dt*. El tiempo de conmutación es del orden de 1 a 6 μs. La especificación de voltaje puede alcanzar hasta 2500 V y la de corriente está limitada a 500 A. Este dispositivo es extremadamente sensible a su proceso de fabricación, por lo que pequeñas variaciones en el proceso de manufactura pueden producir cambios de importancia en sus características.

4-8.7 Rectificadores controlados de silicio activados por luz

Este dispositivo se activa mediante radiación directa sobre el disco de silicio provocada con luz. Los pares electrón-hueco que se crean debido a la radiación producen la corriente de disparo bajo la influencia de un campo eléctrico. La estructura de compuerta se diseña a fin de proporcionar la suficiente sensibilidad para el disparo, a partir de fuentes luminosas prácticas (por ejemplo, LED y para cumplir con altas capacidades de *di/dt* y *dv/dt*).

Los LASRC se utilizan en aplicaciones de alto voltaje y corriente [por ejemplo, transmisión de cd de alto voltaje (HVDC) y compensación de potencia reactiva estática o de volt–amperes reactivos (VAR)]. Un LASCR ofrece total aislamiento eléctrico entre la fuente de disparo luminoso y el dispositivo de conmutación de un convertidor de potencia, que flota a un potencial tan alto como unos cuantos cientos de kilovoltios. La especificación de voltaje de un LASCR puede llegar tan alto como 4 kV a 1500 A, con una potencia de disparo luminoso de menos de 100 mW. El *di/dt* típico es 250 A/μs y el *dv/dt* puede ser tan alto como 2000 V/μs.

4-8.8 Tiristores controlados por FET

Un dispositivo FET-CTH combina un MOSFET y un tiristor en paralelo, tal y como se muestra en la figura 4-17. Si a la compuerta del MOSFET se le aplica un voltaje suficiente, típicamente 3 V, se genera internamente una corriente de disparo para el tiristor. Tiene una alta velocidad de conmutación, un *di/dt* alto y un *dv/dt* alto.

Este dispositivo se puede activar como los tiristores convencionales, pero no se puede desactivar mediante control de compuerta. Esto serviría en aplicaciones en las que un disparo óptico debe utilizarse con el fin de proporcionar un aislamiento eléctrico entre la señal de entrada o de control y el dispositivo de conmutación del convertidor de potencia.

4-8.9 Tiristores controlados por MOS

Un tiristor controlado por MOS (MCT) combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. En la figura 4-18a aparece un diagrama esquemático de una celda MCT. El circuito equivalente se muestra en la figura 4-18b y el símbolo correspondiente en la 4-18c. La estructura *NPNP* se puede representar por un transistor *NPN* Q_1 y un transistor *PNP* Q_2. La estructura de compuerta MOS se puede representar por un MOSFET de canal *p* M_1 y un MOSFET de canal *n* M_2.

Debido a que se trata de una estructura *NPNP*, en vez de la estructura *PNPN* de un SCR normal, el ánodo sirve como la terminal de referencia con respecto a la cual se aplican todas las señales de compuerta. Supongamos que el MCT está en estado de bloqueo directo y se aplica un voltaje negativo V_{GA}. Un canal *p* (o una capa de inversión) se forma en el material dopado *n*, haciendo que los huecos fluyan lateralmente del emisor *p* E_2 de Q_2 (fuente S_1 del MOSFET M_1 del canal *p*) a través del canal *p* hacia la base *p* B_1 de Q_1 (que es drenaje D_1 del MOSFET M_1 del canal *p*). Este flujo de huecos forma la corriente de base correspondiente al transistor *npn* Q_1. A continuación, el emisor n^+ E_1 de Q_1 inyecta electrones, que son recogidos en la base *n* B_2 (y en el colector *n* C_1) que hace que el emisor *p* E_2 inyecte huecos en la base *n* B_2, de tal forma que se active el transistor *PNP* Q_2 y engancha al MCT. En breve, un V_{GA} de compuerta negativa activa al MOSFET M_1 del canal *p*, proporcionando así la corriente de base del transistor Q_2.

Supongamos que el MCT está en estado de conducción, y se aplica un voltaje positivo V_{GA}. Se forma entonces un canal *n* en el material contaminado *p*, haciendo que fluyan lateralmente electrones de la base *n* B_2 de Q_2 (fuente S_2 del MOSFET M_2 del canal *n*) a través del canal *n* del emisor n^+ fuertemente contaminado de Q_1 (drenaje D_2 del MOSFET M_2 del canal n^+). Este flujo de electrones desvía la corriente de base del transistor *PNP* Q_2 de tal forma que su unión base-

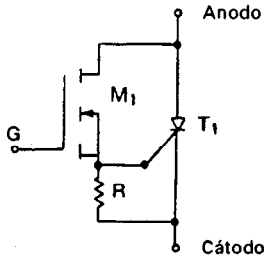
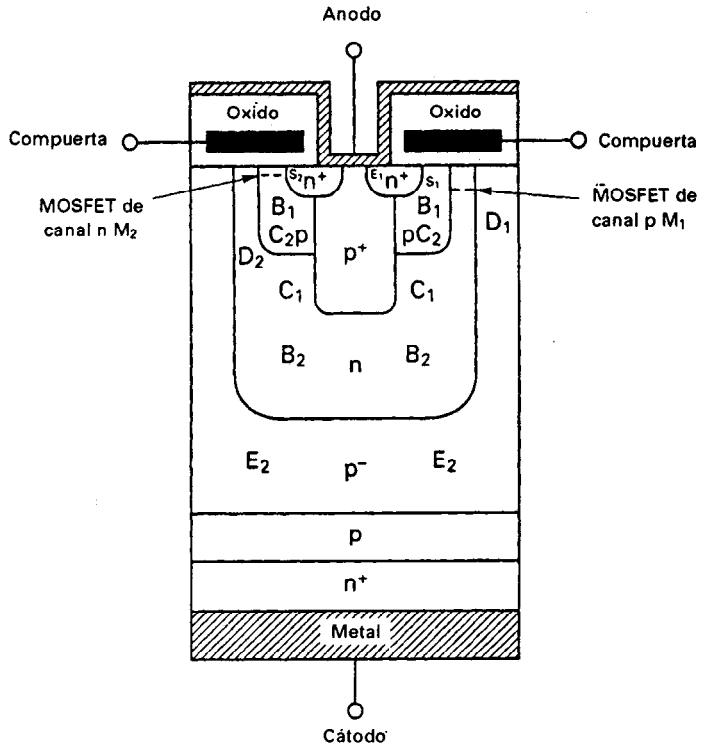
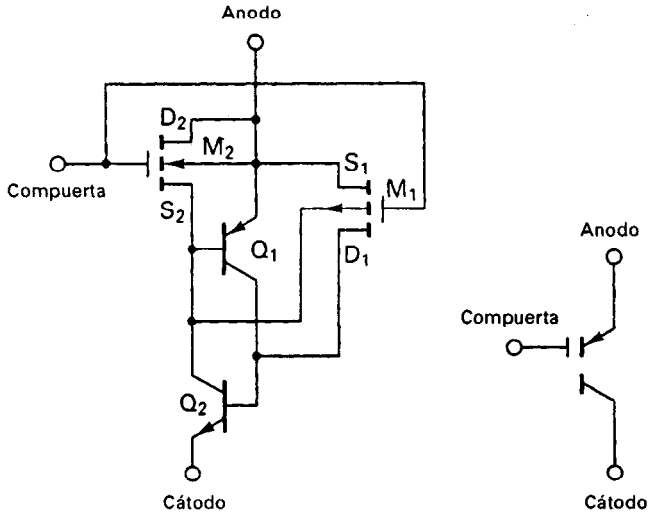


Figura 4-17 Tiristor controlado por FET.



(a) Diagrama esquemático



(b) Circuito equivalente (c) Símbolo

Figura 4-18 Diagrama esquemático de circuito equivalente correspondiente a los MCT.

emisor se desactiva, y ya no habrá huecos disponibles para recolección por la base p B_1 de Q_1 (y el colector p C_2 de Q_2). La eliminación de esta corriente de huecos en la base p B_1 hace que se desactive el transistor NPN Q_1, y el MCT regresa a su estado de bloqueo. En breve, un pulso positivo de compuerta V_{GA} desvía la corriente que excita la base de Q_1, desactivando por lo tanto el MCT.

El MCT se puede operar como dispositivo controlado por compuerta, si su corriente es menor que la corriente controlable pico. Intentar desactivar el MCT a corrientes mayores que su corriente controlable pico de especificación, puede provocar la destrucción del dispositivo. Para valores más altos de corriente, el MCT debe ser conmutado como un SCR estándar. Los anchos de pulso de la compuerta no son críticos para dispositivos de corrientes pequeñas. Para corrientes mayores, el ancho del pulso de desactivación debe ser mayor. Además, durante la desactivación, la compuerta utiliza una corriente pico. En muchas aplicaciones, incluyendo inversores y pulsadores, se requiere, de un pulso continuo de compuerta sobre la totalidad del período de encendido/apagado a fin de evitar ambigüedad en el estado.

Un MCT tiene (1) una baja caída de voltaje directo durante la conducción; (2) un tiempo de activado rápido, típicamente 0.4 μs, y un tiempo de desactivado rápido, típicamente 1.25 μs, para un MCT de 300 A, 500 V; (3) bajas pérdidas de conmutación; (4) una baja capacidad de bloqueo de voltaje inverso y (5) una alta impedancia de entrada de compuerta, lo que simplifica mucho los circuitos de excitación. Es posible ponerlo efectivamente en paralelo, para interrumpir corrientes altas, con sólo modestas reducciones en la especificación de corriente del dispositivo. No se puede excitar fácilmente a partir de un transformador de pulso, si se requiere de una polarización continua a fin de evitar ambigüedad de estado.

Ejemplo 4-3

Un tiristor conduce una corriente, tal y como se muestra en la figura 4-19, y el pulso de corriente se repite con una frecuencia f_s = 50 Hz. Determine la corriente promedio en estado activo I_T.

Solución $I_p = I_{TM} = 1000$ A, $T = 1/f_s = 1/50 = 20$ ms, y $t_1 = t_2 = 5$ μs. La corriente promedio en estado activo es

$$I_T = \frac{1}{20{,}000}[0.5 \times 5 \times 1000 + (20{,}000 - 2 \times 5) \times 1000 + 0.5 \times 5 \times 1000]$$

$$= 999.5 \text{ A}$$

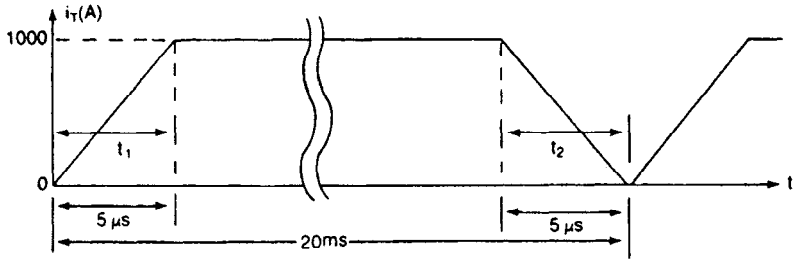


Figura 4-19 Forma de onda de corriente del tiristor.

4-9 OPERACION EN SERIE DE TIRISTORES

Para aplicaciones de alto voltaje, es posible conectar dos o más tiristores en serie, a fin de proporcionar la especificación de voltaje. Sin embargo, debido a la diversidad en la producción, las características de los tiristores del mismo tipo no son idénticas. En la figura 4-20 se muestran las

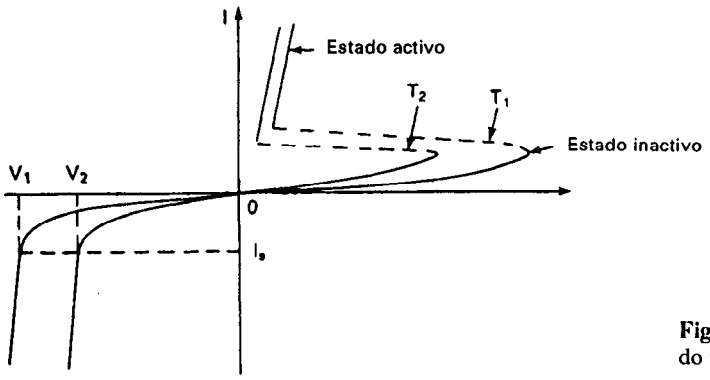


Figura 4-20 Características en estado inactivo de dos tiristores.

características en estado no activo de dos tiristores. Para la misma corriente en estado inactivo, los voltajes difieren.

En el caso de los diodos, sólo se tienen que compartir los voltajes de bloqueo inverso, en tanto que tratándose de los tiristores, se requieren redes de distribución de voltaje, tanto para condiciones inversas, como para condiciones de inactividad. La distribución del voltaje se lleva a cabo, por lo común, conectando resistencias a través de cada tiristor, tal y como se muestra en la figura 4-21. Para voltajes compartidos iguales, las corrientes de estado inactivo difieren, tal y como se muestra en la figura 4-22. Supongamos que en la cadena existen n_s tiristores. La corriente en estado inactivo del tiristor T_1 es I_{D1} y las de los demás tiristores son iguales, de tal forma que $I_{D2} = I_{D3} = I_{Dn}$ e $I_{D1} < I_{D2}$. Dado que el tiristor T_1 en estado inactivo tiene la corriente más baja, T_1 compartirá un mayor voltaje.

Si I_1 es la corriente de la resistencia R a través de T_1 y las corrientes de las demás resistencias son iguales, de tal manera que $I_2 = I_3 = I_n$, la repartición de corriente en estado inactivo es

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} = I_T - I_2 \quad - I_T + I_1 = I_1 - I_2 \quad \text{o} \quad I_2 = I_1 - \Delta I_D$$

El voltaje a través de T_1 es $V_{D1} = RI_1$. Utilizando las leyes de voltaje de Kirchhoff obtenemos

$$\begin{aligned} V_s &= V_{D1} + (n_s - 1)I_2R = V_{D1} + (n_s - 1)(I_1 - \Delta I_D)R \\ &= V_{D1} + (n_s - 1)I_1R - (n_s - 1)R\,\Delta I_D \\ &= n_sV_{D1} - (n_s - 1)R\,\Delta I_D \end{aligned} \tag{4-16}$$

Resolviendo la ecuación (4-16) en función del voltaje V_{D1} a través de T_1 obtenemos

$$V_{D1} = \frac{V_s + (n_s - 1)R\,\Delta I_D}{n_s} \tag{4-17}$$

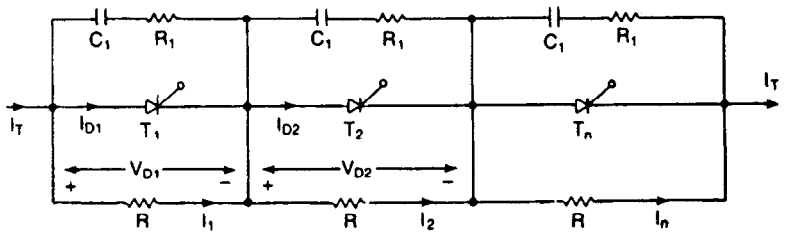


Figura 4-21 Tres tiristores conectados en serie.

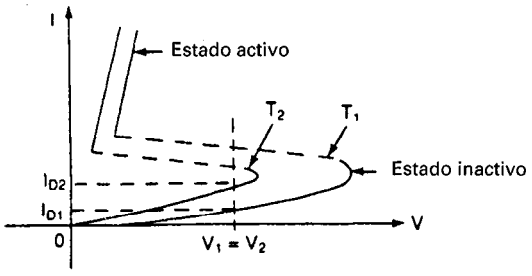


Figura 4-22 Corrientes de fuga directa en el caso de una distribución igual del voltaje.

V_{D1} resultará máximo cuando I_D sea máximo. Para $I_{D1} = 0$ y $\Delta I_D = I_{D2}$, la ecuación (4-17) proporciona el voltaje en régimen permanente en el peor de los casos a través de T_1,

$$V_{DS(\max)} = \frac{V_s + (n_s - 1)RI_{D2}}{n_s} \tag{4-18}$$

Durante la desactivación, las diferencias en la carga almacenada causan diferencias en la distribución del voltaje inverso, tal y como aparece en la figura 4-23. El tiristor con menos carga recuperada (o con menos tiempo de recuperación inversa) se enfrentará al voltaje transitorio más alto. Las capacitancias de unión, que controlan las distribuciones de voltaje transitorias, no serán adecuadas y, por lo general, será necesario conectar un capacitor C_1 a través de cada tiristor, tal y como aparece en la figura 4-21. R_1 limita la corriente de descarga. Por lo general, se utiliza la misma red *RC*, tanto para la compartición de voltaje transitorio, como para la protección de *dv/dt*.

El voltaje transitorio a través de T_1 se puede determinar a partir de la ecuación (4-17) aplicando la relación de la diferencia de voltajes

$$\Delta V = R\,\Delta I_D = \frac{Q_2 - Q_1}{C_1} = \frac{\Delta Q}{C_1} \tag{4-19}$$

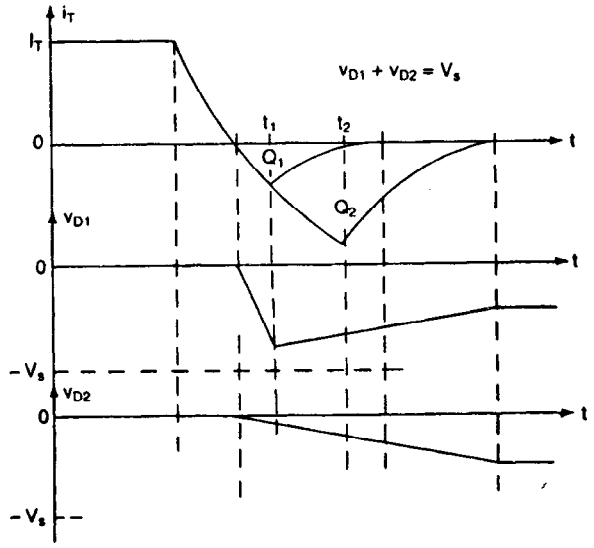


Figura 4-23 Tiempo de recuperación inversa y distribución de voltaje.

donde Q_1 es la carga almacenada de T_1, y Q_2 es la carga de los demás tiristores, de tal forma que $Q_2 = Q_3 = Q_n$ y $Q_1 < Q_2$. Sustituyendo la ecuación (4-19) en la ecuación (4-17) obtenemos

$$V_{D1} = \frac{1}{n_s}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)\,\Delta Q}{C_1}\right] \tag{4-20}$$

La compartición de voltaje transitorio, en el peor caso ocurrirá cuando $Q_1 = 0$ y $\Delta Q = Q_2$ es

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{1}{n_s}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)Q_2}{C_1}\right] \tag{4-21}$$

Un factor de reducción de especificación, que se utiliza normalmente para aumentar la confiabilidad de la cadena, se define como

$$\text{DRF} = 1 - \frac{V_s}{n_s V_{DS(\text{max})}} \tag{4-22}$$

Ejemplo 4-4

En una cadena se utilizan diez tiristores para soportar un voltaje de cd $V_s = 15$ kV. La corriente de fuga máxima y las diferencias de carga de recuperación de los tiristores son 10 mA y 150 μC, respectivamente. Cada tiristor tiene una resistencia de distribución de voltaje $R = 56$ kΩ y una capacitancia $C_1 = 0.5$ μF. Determine (a) la distribución de voltaje máxima en régimen permanente $V_{DS(\text{max})}$, (b) el factor de reducción de especificación de voltaje en régimen permanente, (c) la compartición de voltaje transitorio máximo $V_{DT(\text{max})}$ y (d) el factor de reducción de especificación de voltaje transitorio.

Solución $n_s = 10$, $V_s = 15$ kV, $\Delta I_D = I_{D2} = 10$ mA, y $\Delta Q = Q_2 = 50$ μC.

(a) De la ecuación (4-18), la distribución de voltaje máximo de régimen permanente es

$$V_{DS(\text{máx})} = \frac{15{,}000 + (10 - 1) \times 56 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3}}{10} = 2004 \text{ V}$$

(c) De la ecuación (4-22), el factor de reducción de especificación en régimen permanente es

$$\text{DRF} = 1 - \frac{15{,}000}{10 \times 2004} = 25.15\%$$

(c) De la ecuación (4-21), la compartición máxima del voltaje transitorio es

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{15{,}000 + (10 - 1) \times 150 \times 10^{-6}/(0.5 \times 10^{-6})}{10} = 1770 \text{ V}$$

(d) De la ecuación (4-22) el factor de reducción de especificación transitorio es

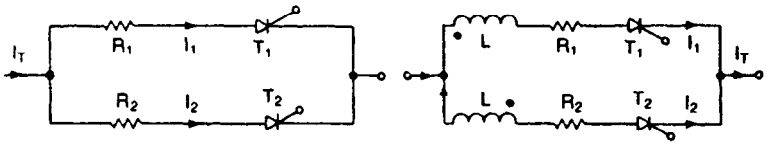
$$\text{DRF} = 1 - \frac{15{,}000}{10 \times 1770} = 15.25\%$$

4-10 OPERACION EN PARALELO DE TIRISTORES

Cuando los tiristores se conectan en paralelo, la corriente de la carga no se comparte en forma igual, debido a diferencias en sus características. Si un tiristor conduce más corriente que los demás, aumenta su disipación de potencia, incrementando por lo tanto la temperatura de la unión y reduciendo su resistencia interna. Esto, a su vez, aumentará la distribución de corriente y puede dañar al tiristor. Esta fuga térmica puede evitarse si se instala un disipador de calor co-

mún, tal y como se analiza en el capítulo 15, de forma que todas las unidades operen a la misma temperatura.

Una pequeña resistencia, como se muestra en la figura 4-24, puede conectarse en serie con cada tiristor, para forzar una distribución igual de corriente, pero existirá una pérdida considerable de potencia en las resistencias en serie. Una solución común para la repartición de corriente en los tiristores es la utilización de inductores acoplados magnéticamente, como se muestra en la figura 4-24b. Si aumenta la corriente a través del tiristor T_1, se inducirá un voltaje de polaridad opuesta en los embobinados del tiristor T_2 y se reducirá la impedancia a través de la trayectoria de T_2, incrementando por lo tanto el flujo de corriente a través de T_2.



(a) Distribución estática de corriente (b) Distribución dinámica de corriente

Figura 4-24 Distribución de corriente en los tiristores.

4-11 CIRCUITOS DE DISPARO DE TIRISTOR

En los convertidores de tiristor, aparecen diferentes potenciales en las distintas terminales. El circuito de potencia está sujeto a un alto voltaje, por lo general mayor de 100 V, y el circuito de compuerta se mantiene a un bajo voltaje, típicamente de 12 a 30 V. Se requiere de un circuito aislante entre el tiristor individual y su circuito generador de impulso de compuerta. El aislamiento se puede llevar a cabo ya sea mediante transformadores de pulso, o mediante acopladores ópticos. Un acoplador óptico podría ser un fototransistor o un foto SCR, tal y como se muestra en la figura 4-25. Un pequeño pulso a la entrada de un diodo de emisor de luz infrarroja (ILED), D_1, activa el foto SCR T_1, y dispara el tiristor de potencia T_L. Este tipo de aislamiento requiere de una fuente de alimentación de energía por separado V_{cc}, y aumenta el costo y el peso del circuito de disparo.

En la figura 4-26a aparece un sencillo arreglo de aislamiento con transformadores de pulso. Cuando se aplica un pulso de voltaje adecuado en la base del transistor conmutador Q_1, el transistor se satura y el voltaje de cd V_{cc} aparece a través del primario del transformador, produciendo un

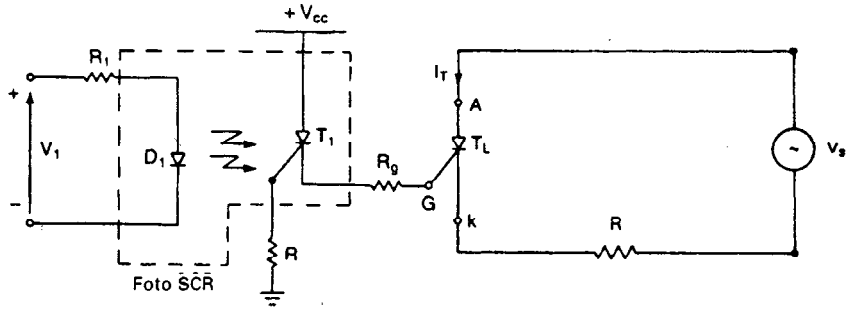


Figura 4-25 Aislador acoplado por foto SCR.

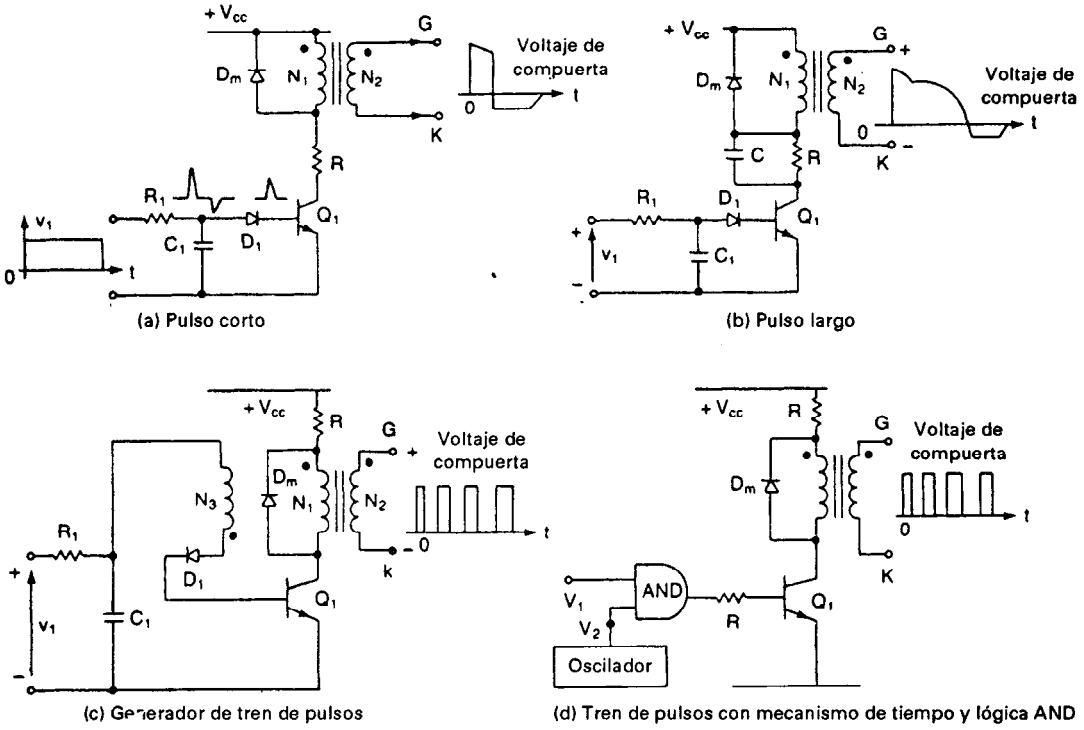


Figura 4-26 Aislamiento por transformador de pulso.

voltaje pulsado sobre el secundario del transformador, el cual es aplicado entre la compuerta del tiristor y su cátodo. Cuando se elimina el pulso de la base del transistor Q_1, el transistor se desactiva apareciendo un voltaje de polaridad opuesta inducido en el primario del transformador por lo que el diodo de marcha libre D_m conduce. La corriente debida a la energía magnética del transformador se reduce desde D_m hasta cero. Durante esta reducción transitoria, un voltaje inverso correspondiente se induce en el secundario. El ancho del pulso se puede hacer más largo, conectando un capacitor C a través de la resistencia R, tal y como se muestra en la figura 4-26b. El transformador conduce corriente unidireccional y el núcleo magnético se saturará, limitando por lo tanto el ancho del pulso. Este tipo de aislamiento es adecuado para pulsos típicamente de 50 μs a 100 μs.

En muchos convertidores de potencia con cargas inductivas, el período de conducción de un tiristor depende del factor de potencia de la carga; por lo tanto, el inicio de la conducción del tiristor no queda bien definido. En esta situación, a menudo resulta necesario disparar los tiristores en forma continua. Sin embargo, una conmutación continua aumenta las pérdidas del tiristor. Se puede obtener un tren de pulsos, cosa que resulta preferible, mediante un embobinado auxiliar, tal y como se muestra en la figura 4-26c. Cuando se activa el transistor Q_1, también se induce un voltaje en el embobinado auxiliar N_3 en la base del transistor Q_1, de tal forma que el diodo D_1 queda con polarización inversa y Q_1 se desactiva. Entretanto, el capacitor C_1 se carga a través de R_1 y vuelve a activar a Q_1. Este proceso de activación y desactivación continuará siempre que exista una señal de entrada v_1 al circuito aislador. En vez de utilizar el embobinado auxiliar como oscila-

dor de bloqueo, se podría generar un tren de pulsos mediante una compuerta lógica AND con un oscilador (o un mecanismo de tiempo), tal y como se muestra en la figura 4-26d. En la práctica, la compuerta AND no puede excitar directamente al transistor Q_1, y normalmente se conecta una etapa intermedia antes del transistor.

La salida de los circuitos de compuerta de las figuras 4-25 o 4-26 normalmente se conecta entre compuerta y cátodo, junto con otros componentes de protección de compuerta, tal y como aparece en la figura 4-27. La resistencia R_g de la figura 4-27a aumenta la capacidad *dv/dt* del tiristor, reduce el tiempo de desactivación y aumenta las corrientes de mantenimiento y de enganche. El capacitor C_g de la figura 4-27b elimina los componentes de ruido de alta frecuencia, aumenta la capacidad *dv/dt* y el tiempo de retraso de la compuerta. El diodo D_g de la figura 4-27c protege la compuerta de un voltaje negativo. Sin embargo, para SCR asimétricos, es deseable tener cierta cantidad de voltaje negativo de compuerta, para mejorar la capacidad *dv/dt* y también para reducir el tiempo de desactivación. Todas estas características se pueden combinar, tal y como se muestra en la figura 4-27d, en la que el diodo D_1 permite sólo pulsos positivos, R_1 amortigua cualquier oscilación transitoria y limita la corriente de compuerta.

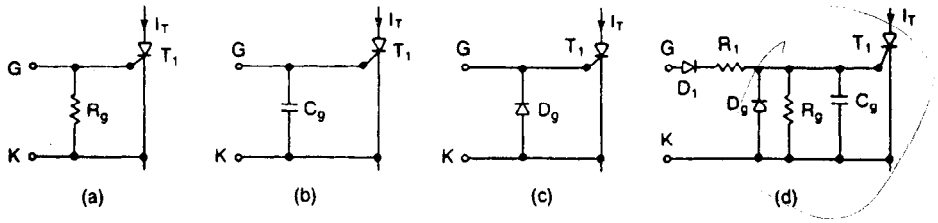


Figura 4-27 Circuitos de protección de compuerta.

4-12 TRANSISTOR MONOUNION

El transistor monounión (UJT) se utiliza comúnmente para generar señales de disparo en los SCR. En la figura 4-28a aparece un circuito básico de disparo UJT. Un UJT tiene tres terminales, conocidas como emisor E, base uno B_1 y base dos B_2. Entre B_1 y B_2 la monounión tiene las características de una resistencia ordinaria (la resistencia entre bases R_{BB} teniendo valores en el rango de 4.7 a 9.1 kΩ). Las características estáticas de un UJT se muestran en la figura 4-28b.

Cuando se aplica el voltaje de alimentación V_s en cd, se carga el capacitor C a través la resistencia R, dado que el circuito emisor del UJT está en estado abierto. La constante de tiempo del circuito de carga es $\tau_1 = RC$. Cuando el voltaje del emisor V_E, el mismo que el voltaje del capacitor v_C, llega al *voltaje pico*, V_P, se activa el UJT y el capacitor C se descarga a través de R_{B1} a una velocidad determinada por la constante de tiempo $\tau_2 = R_{B1}C$. τ_2 es mucho menor que τ_1. Cuando el voltaje del emisor V_E se reduce al punto del valle V_v, el emisor deja de conducir, se desactiva el UJT y se repite el ciclo de carga. Las formas de onda del emisor y de los voltajes de disparo aparecen en la figura 4-28c.

La forma de onda del voltaje de disparo V_{B1} es idéntica a la corriente de descarga del capacitor C_1. El voltaje de disparo V_{B1} debe diseñarse lo suficientemente grande como para activar al

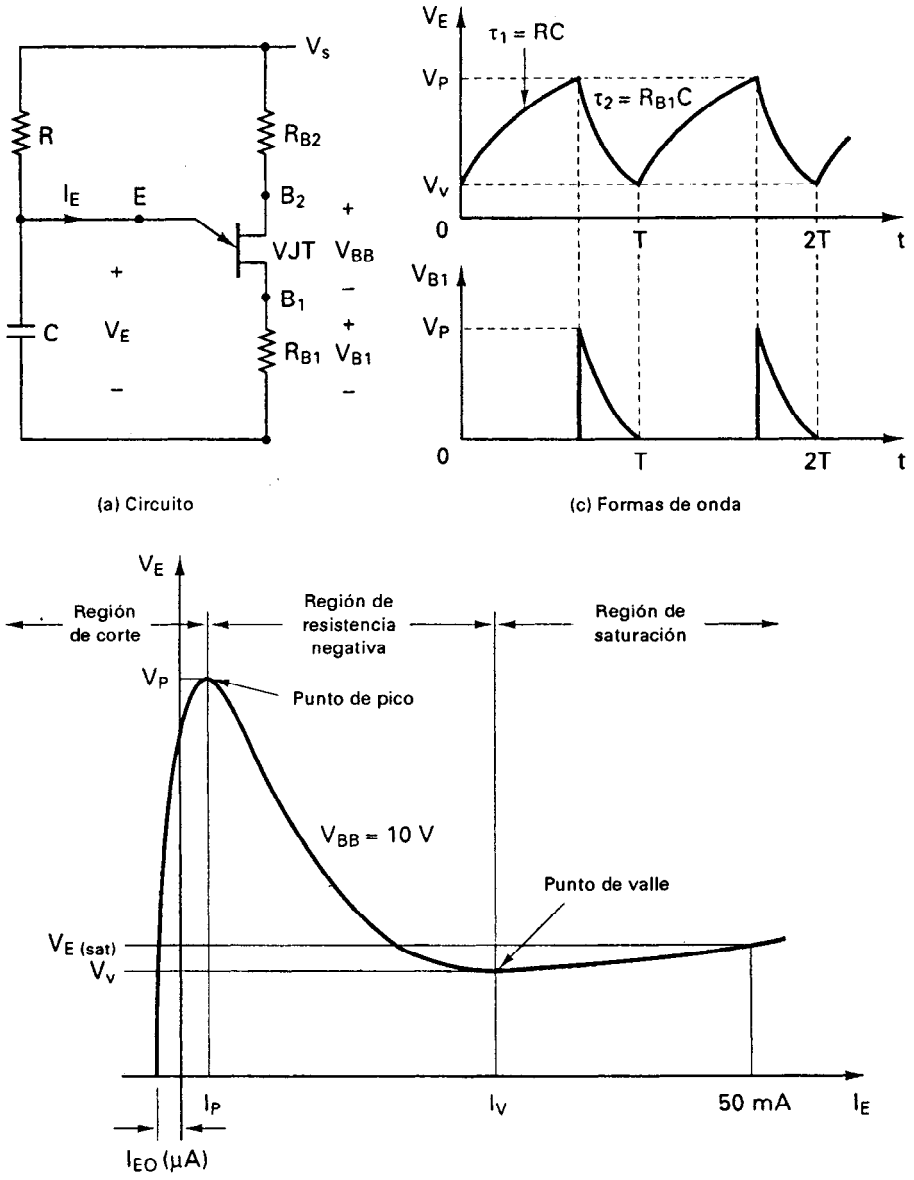


Figura 4-28 Circuito de disparo UJT.

SCR. El período de oscilación, T, es totalmente independiente del voltaje de alimentación V_s y está dado por

$$T = \frac{1}{f} \approx RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \tag{4-23}$$

donde el parámetro η se conoce como la *relación intrínseca de equilibrio*. El valor de η está entre 0.51 y 0.82.

La resistencia R está limitada a un valor entre 3 kΩ y 3 MΩ. El límite superior de R está determinado por el requisito de que la recta de carga formada por R, y V_s intersecte a las características del dispositivo a la derecha del punto de pico, pero a la izquierda del punto de valle. Si la recta de carga no cae a la derecha del punto de pico, el UGT no se activa. Esta condición se satisface si $V_s - I_p R > V_p$. Esto es,

$$R < \frac{V_s - V_p}{I_p} \tag{4-24}$$

En el punto de valle $I_E = I_V$ y $V_E = V_v$ de tal forma que la condición del límite inferior de R para asegurar la desactivación es $V_s - I_v R < V_v$. Esto es,

$$R > \frac{V_s - V_v}{I_v} \tag{4-25}$$

El rango recomendado de voltaje de alimentación V_s es de 10 a 35 V. Para valores fijos de η, el voltaje pico V_p varía con el voltaje entre las dos bases, V_{BB}. V_p está dado por

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D(= 0.5 \text{ V}) \approx \eta V_s + V_D(= 0.5 \text{ V}) \tag{4-26}$$

donde V_D es la caída de voltaje directa de un diodo. El ancho t_g del pulso de disparo es

$$t_g = R_{B1} C \tag{4-27}$$

En general, R_{B1} está limitado a un valor por debajo de 100 Ω, aunque en algunas aplicaciones es posible tener valores de 2 a 3 kΩ. Por lo general, una resistencia R_{B2} se conecta en serie con la base dos, para compensar la reducción de V_p debida al aumento de la temperatura, y para proteger al UJT de un posible desbocamiento térmico. La resistencia R_{B2} tiene un valor de 100 Ω o mayor, y se puede determinar en forma aproximada a partir de

$$R_{B2} = \frac{10^4}{\eta V_s} \tag{4-28}$$

Ejemplo 4-5

Diseñe el circuito de disparo de la figura 4-28a. Los parámetros del UJT son $V_s = 30$ V, $\eta = 0.51$, $I_p = 10$ μA, $V_v = 3.5$ V e $I_v = 10$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 60$ Hz, y el ancho del pulso de disparo $t_g = 50$ ms.

Solución $T = 1/f = 1/60$ Hz $= 16.67$ ms. De la ecuación (4-26), $V_p = 0.51 \times 30 + 0.5 = 15.8$ V. Si suponemos que $C = 0.5$ μF. De las Ecuaciones (4-24) y (4-25), los valores límitantes de R son

$$R < \frac{30 - 15.8}{10\ \mu\text{A}} = 1.42\ \text{M}\Omega$$

$$R > \frac{30 - 3.5}{10\ \text{mA}} = 2.65\ \text{k}\Omega$$

De la ecuación (4-23), 16.67 ms = $R \times 0.5\ \mu\text{F} \times \text{In}[1/(1 - 0.51)]$, lo que da un valor de R = 46.7 kΩ, que cae dentro de los valores limitantes. El voltaje de compuerta pico $V_{B1} = V_p = 15.8$ V.

De la ecuación (4-27),

$$R_{B1} = \frac{t_g}{C} = \frac{50\ \mu s}{0.5\ \mu F} = 100\ \Omega$$

Y de la ecuación (4-28),

$$R_{B2} = \frac{10^4}{0.51 \times 30} = 654\ \Omega$$

4-13 TRANSISTOR MONOUNION PROGRAMABLE

El transistor monounión programable (PUT) es un pequeño tiristor que aparece en la figura 4-29a. Un PUT se puede utilizar como un oscilador de relajación, tal y como se muestra en la figura 4-29b. El voltaje de compuerta V_G se mantiene desde la alimentación mediante el divisor resistivo de voltaje R_1 y R_2, y determina el voltaje de punto de pico V_p. En el caso del UJT, V_p está fijo para un dispositivo por el voltaje de alimentación de cd. Pero el V_p de un PUT puede variar al modificar el valor del divisor resistivo R_1 y R_2. Si el voltaje del ánodo V_A es menor que el voltaje de compuerta V_G, el dispositivo se conservará en su estado inactivo. Si V_A excede el voltaje de compuerta en una caída de voltaje de diodo V_D, se alcanzará el punto de pico y el dispositivo se activará. La corriente de pico I_p y la corriente del punto de valle I_v dependen de la impedancia equivalente en la compuerta $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ y del voltaje de alimentación de cd V_s. En general, R_k está limitado a un valor por debajo de 100 Ω.

V_p está dado por

$$V_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \tag{4-29}$$

que da la relación intrínseca como

$$\eta = \frac{V_p}{V_s} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4-30}$$

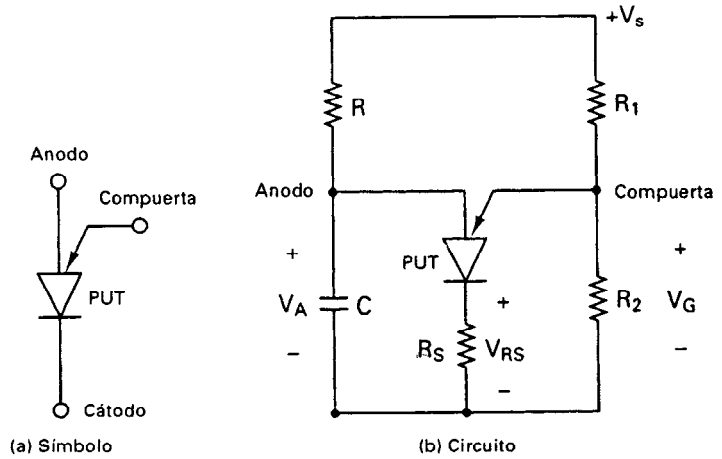


Figura 4-29 Circuito de disparo para un PUT.

R y C controlan la frecuencia, junto con R_1 y R_2. El período de oscilación T está dado en forma aproximada por

$$T = \frac{1}{f} \approx RC \ln \frac{V_s}{V_s - V_p} = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{4-31}$$

La corriente de compuerta I_G en el valle está dada por

$$I_G = (1 - \eta) \frac{V_s}{R_G} \tag{4-32}$$

donde $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. R_1 y R_2 se pueden determinar a partir de

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} \tag{4-33}$$

$$R_2 = \frac{R_G}{1 - \eta} \tag{4-34}$$

Ejemplo 4-6

Diseñe el circuito de disparo de la figura 4-29b. Los parámetros del PUT son $V_s = 30$ V e $I_G = 1$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 60$ Hz. El ancho del pulso es $t_g = 50$ ms y el voltaje de pico de disparo es $V_{Rk} = 10$ V.

Solución $T = 1/f = 1/60$ Hz $= 16.67$ ms. El voltaje pico de disparo $V_{Rk} = V_p = 10$ V. Sea $C = 0.5$ μF. De la ecuación (4-27), $R_k = t_g/C = 50$ μs/0.5 μF $= 100$ Ω. De la ecuación (4-30), $\eta = V_p/V_s = 10/30 = 1/3$. De la ecuación (4-31), 16.67 ms $= R \times 0.5$ μF $\times$ In[30/(30 − 10)] lo que da $R = 82.2$ kΩ. Para $I_G = 1$ mA, la ecuación (4-32) da un valor $R_G = (1 - \frac{1}{3}) \times 30/1$ mA $= 20$ kΩ. De la ecuación (4-33),

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} = 20 \text{ k}\Omega \times \frac{3}{1} = 60 \text{ k}\Omega$$

De la ecuación (4-34),

$$R_2 = \frac{R_G}{1 - \eta} = 20 \text{ k}\Omega \times \frac{3}{2} = 30 \text{ k}\Omega$$

4-14 MODELO SPICE DE TIRISTOR

Supongamos que el tiristor, tal y como se muestra en la figura 4-30a, es operado a partir de una fuente de alimentación de corriente alterna. Este tiristor deberá tener las siguientes características.

1. Deberá conmutarse al estado activo, con la aplicación de un pequeño voltaje positivo en la compuerta, siempre y cuando el voltaje ánodo a cátodo sea positivo.
2. Deberá mantenerse en estado activo, en tanto fluya corriente en el ánodo.
3. Deberá conmutarse al estado inactivo cuando la corriente del ánodo pase por cero en la dirección negativa.

La acción de conmutación del tiristor se puede representar en un modelo mediante un interruptor controlado por voltaje y una fuente de corriente polinomial [14]. Esto aparece en la figura

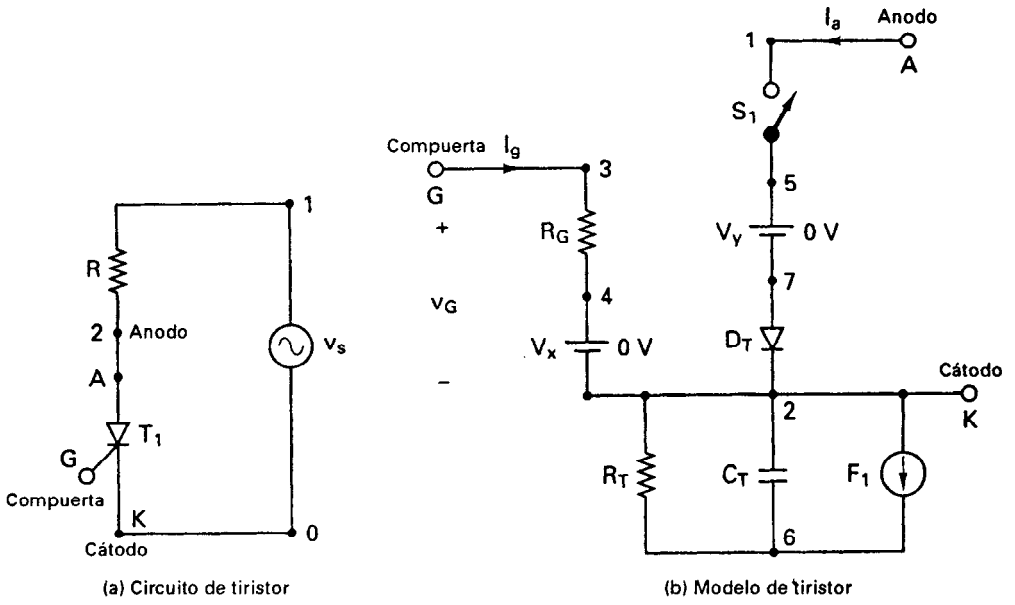


Figura 4-30 Modelo SPICE de tiristor.

4-30b. El proceso de activación se explica en los pasos siguientes:

1. Para un voltaje de compuerta positivo V_g entre los nodos 3 y 2, la corriente de compuerta es $I_g = I(VX) = V_g/R_G$.
2. La corriente de compuerta I_g activa la fuente de corriente F_1 produciendo una corriente de valor $F_g = P_1 I_g = P_1 I(VX)$, de tal forma que $F_1 = F_g + F_a$.
3. La fuente de corriente F_g produce un voltaje de rápido crecimiento V_R a través de la resistencia R_T.
4. Conforme V_R se incrementa sobre cero, la resistencia R_S del interruptor controlado por voltaje S_1 se reduce desde R_{OFF} hasta R_{ON}.
5. Conforme la resistencia R_S del interruptor S_1 se reduce, la corriente del ánodo $I_a = I(VY)$ aumenta, siempre que el voltaje ánodo a cátodo sea positivo. Esta corriente creciente del ánodo I_a produce una corriente $F_a = P_2 I_a = P_2 I(VY)$. Esto da como resultado un valor incrementado de voltaje V_R.
6. Esto produce una condición regenerativa, que lleva rápidamente al interruptor a una baja resistencia (estado activo). El interruptor se mantiene activo aun cuando el voltaje de la compuerta V_g se elimine.
7. La corriente del ánodo I_a continúa fluyendo, siempre que sea positiva y que el interruptor se mantenga en estado activo.

Durante la desactivación, la corriente de compuerta es nula e $I_g = 0$. Esto es, $F_g = 0$, $F_1 = F_g + F_a = F_a$. La operación de desactivación se puede explicar mediante los pasos siguientes:

1. Conforme se hace negativa la corriente del ánodo I_a, se invierte la corriente F_1, siempre que

ya no esté presente el voltaje de la compuerta V_g.

2. Con un F_1 negativo, el capacitor C_T se descarga a través de la fuente de corriente F_1 y de la resistencia R_T.
3. Con la caída de voltaje V_R a un bajo nivel, la resistencia R_S del interruptor S_1 se incrementa desde un valor bajo (R_{ON}) hasta uno alto (R_{OFF}).
4. Esta es, otra vez, una condición regenerativa, con la resistencia del interruptor excitada rápidamente a un valor R_{OFF}, conforme el voltaje V_R tienda a cero.

Este modelo funciona bien en un circuito convertidor, en el cual la corriente del tiristor cae a cero por sí misma, debido a las características naturales de la corriente. Pero para un convertidor de onda completa ca–cd con una corriente de carga continua analizada en el capítulo 5, la corriente del tiristor se desvía a otro tiristor y este modelo puede no dar la salida real. Este problema se puede remediar añadiendo el diodo D_T, tal y como aparece en la figura 4-30b. El diodo impide cualquier flujo de corriente inverso a través del tiristor, debido al disparo de otro tiristor dentro del circuito.

Este modelo de tiristor se puede utilizar como un subcircuito. El interruptor S_1 es controlado por el voltaje de control V_R conectado entre los nodos 6 y 2. El interruptor y/o los parámetros del diodo pueden ajustarse para obtener la caída deseada activa del tiristor. Utilizaremos los parámetros de diodo IS=2.2E–15, BV=1800V, TT=0, y los parámetros de interruptor RON=0.0125, ROFF=10E+5, VON=0.5 V, VOFF=0V. La definición del subcircuito para el modelo de tiristor SCR se puede describir como sigue:

```
*   Subcircuit for ac thyristor model
.SUBCKT     SCR       1        2         3            2
*         model     anode    cathode     +control     -control
*          name                          voltage      voltaje
S1     1     5      6      2     smod          ; Voltage-controlled switch
RG     3     4      50
VX     4     2      DC      0V
VY     5     7      DC      0V
DT     7     2      DMOD                       ; Switch diode
RT     6     2      1
CT     6     2      10UF
F1     2     6      POLY (2)    VX     VY     0     50    11
.MODEL  SMOD  VSWITCH  (RON=0.0125 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)  ; Switch model
.MODEL  DMOD  D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)  ; Diode model parameters
.ENDS  SCR                                 ; Ends subcircuit definition
```

RESUMEN

Existen nueve tipos de tiristores. Sólo los GTO, SITH y MCT son dispositivos de desactivación por compuerta. Cada uno de los tipos tiene ventajas y desventajas. Las características de los tiristores reales difieren en forma significativa de las de los dispositivos ideales. Aunque existen varios procedimientos para activar los tiristores, el control de la compuerta es el que resulta más

dv/dt alto. Debido a la carga recuperada, algo de energía se almacena en el *di/dt* y en inductores dispersos; los dispositivos deben protegerse de esta energía almacenada. Las pérdidas de conmutación de los GTO son mucho más altas que las de los SCR normales. Los componentes del circuito de freno del GTO resultan críticos para su rendimiento.

Debido a diferencias en las características de tiristores de un mismo tipo, las operaciones en serie y en paralelo requieren de redes para repartición de voltaje y de corriente, a fin de protegerlos bajo condiciones de regímenes permanente y transitorio. Es obligatorio un procedimiento de aislamiento entre el circuito de potencia y los circuitos de compuerta. El aislamiento por transformador de pulso es simple, pero eficaz. En el caso de las cargas inductivas, un tren de pulsos reduce las pérdidas de tiristor y se utiliza normalmente para disparar dispositivos, en vez de un pulso continuo. Los UJT y los PUT se utilizan para la generación de pulsos de disparo.

REFERENCIAS

1. General Electric, D. R. Grafham y F. B. Golden, eds., *SCR Manual*, 6a ed. Englewood Cliffs. N. J.: Prentice Hall, 1982.
2. D. Grant y A. Honda, *Applying International Rectifier's Gate Turn–Off Thyristors*, Application Note AN–315A. El Segundo, Calif.: International Rectifier.
3. C. K. Chu, P. B. Spisak, y D. A. Walczak, "High power asymmetrical thyristors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1985, pp. 267-272.
4. O. Hashimoto, H. Kirihata, M. Watanabe, A. Nishiura y S. Tagami, "Turn–on and turn–off characteristics of a 4.5-KV 3000–A gate turn–off thyristor". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA22, No. 3, 1986, pp. 478–482.
5. O. Hashimoto, Y. Takahashi, M. Watanabe, O. Yamada y T. Fujihira, "2.5kV, 2000–A monolithic gate turn–off thyristor". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1986, pp. 388–392.
6. E. Y. Ho y P. C. Sen, "Effect of gate drive on GTO thyristor characteristics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE33, No. 3, 1986, pp. 325-331.
7. H. Fukui, H. Amano y H. Miya, "Paralleling of gate turn–off thyristors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1982, pp. 741-746.
8. Y. Nakamura, H. Tadano, M. Takigawa, I. Igarashi y J. Nishizawa, "Very high speed static induction thyristor". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA22, No. 6, 1986, pp. 1000-1006.
9. V. A. K. Temple, "MOS controlled thyristors: a class of power devices". *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED33, No. 10, 1986, pp. 1609–1618.
10. T. M. Jahns, R. W. De Donker, J. W. A. Wilson, V. A. K. Temple y S. L. Watrous "Circuit utilization characteristics or MOS–controlled thyristors". *Conference Record of the IEEE–IAS Annual Meeting*, San Diego, Octubre 1989, pp. 1248-1254.
11. J. L. Hudgins, D. F. Blanco, S. Menhart y W. M. Portnoy, "Comparison of the MCT and MOSFET for high frequency inverter". *Conference Record of the IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, Octubre 1989, pp. 1255–1259.
12. General Electric Company, *SCR Manual: Gate Trigger Characteristics, Ratings, and Methods*, 6a ed. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1982.
13. Transistor Manual, *Unijunction Transistor Circuits*, 7a ed. Publication 450.37. Syracuse, N. Y.: General Electric Company, 1964.
14. L. J. Giacoletto, "Simple SCR and TRIAC PSpice computer models". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE36, No. 3, 1989, pp. 451–455.

PREGUNTAS DE REPASO

4-1. ¿Qué es la característica *v-i* de los tiristores?
4-2. ¿Qué es la condición inactiva de los tiristores?
4-3. ¿Qué es la condición activa de los tiristores?
4-4. ¿Qué es la corriente de enganche entre tiristores?
4-5. ¿Qué es la corriente de mantenimiento de los tiristores?
4-6. ¿Cuál es el modelo del tiristor con dos transistores?
4-7. ¿Cuáles son los procedimientos para activar tiristores?
4-8. ¿Cuál es el tiempo de activación de los tiristores?
4-9. ¿Cuál es el objeto de la protección *di/dt*?
4-10. ¿Cuál es método común de protección *di/dt*?
4-11. ¿Cuál es el objeto de la protección *dv/dt*?
4-12. ¿Cuál es el método común de protección *dv/dt*?
4-13. ¿Cuál es el tiempo de desactivación de los tiristores?
4-14. ¿Cuáles son los tipos de tiristores?
4-15. ¿Qué es un SCR?
4-16. ¿Cuál es la diferencia entre un SCR y un TRIAC?
4-17. ¿Cuál es la característica de desactivación de los tiristores?
4-18. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los GTO?
4-19. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los SITH?
4-20. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los RCT?
4-21. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los LASCR?
4-22. ¿Qué es una red de freno?
4-23. ¿Cuáles son las consideraciones de diseño para las redes de freno?
4-24. ¿Cuál es la técnica común para la repartición de voltaje en tiristores conectados en serie?
4-25. ¿Cuáles son las técnicas comunes para la repartición de corriente entre tiristores conectados en paralelo?
4-26. ¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inverso sobre la repartición del voltaje transitorio de los tiristores conectados en paralelo?
4-27. ¿Cuál es el factor de reducción de la especificación o decaimiento de los tiristores conectados en serie?
4-28. ¿Qué es un UJT?
4-29. ¿Cuál es el voltaje pico de un UJT?
4-30. ¿Cuál es el voltaje del punto de valle de un UJT?
4-31. ¿Cuál es la relación de equilibrio intrínseca de un UJT?
4-32. Qué es un PUT?
4-33. ¿Cuáles son las ventajas de un PUT sobre un UJT?

PROBLEMAS

4-1. La capacitancia de unión de un tiristor puede suponerse independiente del voltaje en estado inactivo. El valor limitante de la corriente de carga para activar el tiristor es 12 mA. Si el valor crítico de *dv/dt* es 800 V/μs, determine la capacitancia de la unión.

4-2. La capacitancia de unión de un tiristor es C_{J2} = 20 pF y se puede suponer independiente del voltaje en estado inactivo. El valor limitante de la corriente de carga para activar el tiristor es 15 mA. Si se conecta un capacitor de 0.01 μF a través del tiristor, determine el valor crítico de *dv/dt*.

4-3. En la figura P4-3 aparece un circuito de tiristor. La capacitancia de unión del tiristor es C_{J2} = 15 pF y se puede suponer independiente del voltaje en estado inactivo. El valor limitante de la corriente de carga para activar el tiristor es 5 mA y

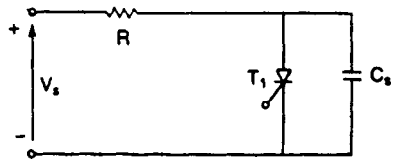


Figura P4-3

el valor crítico de *dv/dt* es 200 V/μs. Determine el valor de la capacitancia C_s tal que el tiristor no se activa debido a *dv/dt*.

4-4. El voltaje de entrada en la figura 4-9e es V_s = 200 V, con una resistencia de carga de $R = 10\ \Omega$ y una inductancia de carga de $L = 50\ \mu H$. Si la relación de amortiguación es 0.7 y la corriente de descarga del capacitor es de 5 A, determine (a) los valores de R_s y C_s, y (b) el *dv/dt* máximo.

4-5. Repita el problema 4-4 si el voltaje de entrada es de ca, $v_s = 179 \text{ sen } 377t$.

4-6. Un tiristor conduce una corriente como aparece en la figura P4-6. La frecuencia de conmutación es f_s = 50 Hz. Determine la corriente promedio en estado activo I_T.

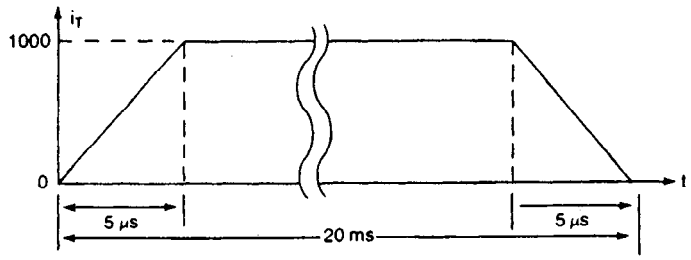


Figura P4-6

4-7. Una cadena de tiristores se conecta en serie para soportar un voltaje de cd V_s = 15 kV. La corriente de fuga máxima y las diferencias de carga de recuperación de los tiristores son 10 mA y 150 μC, respectivamente. Un factor de reducción de especificación o decaimiento del 20% ha sido aplicado a la distribución en régimen de estado permanente y de voltaje transitorio de los tiristores. Si la compartición máxima de voltaje de régimen permanente es 1000 V, determine (a) la resistencia R de compartición de voltaje en régimen permanente de cada tiristor y (b) la capacitancia C_1 del voltaje transitorio de cada tiristor.

4-8. Dos tiristores están conectados en paralelo para convertir una corriente de carga total I_L = 600 A. La caída de voltaje en estado activo de un tiristor es V_{T1} = 1.0 a 600 A y la de los otros tiristores es V_{T2} = 1.5 V a 300 A. Determine los valores de las resistencias en serie necesarias para obligar a la compartición de corriente con una diferencia del 10%. El voltaje total v = 2.5 V.

4-9. Diseñe el circuito de disparo de la figura 4-28a. Los parámetros del UJT son V_s = 20 V, η = 0.66, I_p = 10 μA, V_v = 2.5 V e I_v = 10 mA. La frecuencia de oscilación es f = 1 kHz, y el ancho del pulso de compuerta es $t_g = 40\ \mu s$.

4-10. Diseñe el circuito de disparo de la figura 4-29b. Los parámetros del PUT son V_s = 20 V e I_G = 1.5 mA. La frecuencia de oscilación es f = 1 kHz. El ancho del pulso es $t_g = 40\ \mu s$, y el pulso pico de disparo es V_{Rs} = 8 V.

5

Los rectificadores controlados

5-1 INTRODUCCION

En el capítulo 3 vimos que los diodos rectificadores sólo suministran un voltaje de salida fijo. Para obtener voltajes de salida controlados, se utilizan tiristores de control de fase en vez de diodos. Es posible modificar el voltaje de salida de los rectificadores a tiristores controlando el retraso o ángulo de disparo de los mismos. Un tiristor de control de fase se activa aplicándole un pulso corto a su compuerta y se desactiva debido a la *conmutación natural o de línea*; en el caso de una carga altamente inductiva, se desactiva mediante el disparo de otro tiristor del rectificador durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos y, en general, su eficiencia es superior al 95%. Dado que estos rectificadores controlados convierten ca en cd, se conocen también como *convertidores ca-cd*, y se utilizan en forma extensa en aplicaciones industriales, especialmente en propulsores de velocidad variable, con potencias desde fraccionarias hasta niveles de megawats.

Los convertidores de control de fase se pueden clasificar en dos tipos, dependiendo de la fuente de alimentación: (1) convertidores monofásicos y (2) convertidores trifásicos. Cada tipo se puede subdividir en (a) semiconvertidor, (b) convertidor completo y (c) convertidor dual. Un *semiconvertidor* es un convertidor de un cuadrante, y tiene una misma polaridad de voltaje y de corriente de salida. Un *convertidor completo* es un convertidor de dos cuadrantes, la polaridad de su voltaje de salida puede ser positiva o negativa. Sin embargo, la corriente de salida del convertidor completo sólo tiene una polaridad. Un *convertidor dual* puede operar en cuatro cuadrantes, y tanto su voltaje como su corriente de salida pueden ser positivos o negativos. En algunas aplicaciones, los convertidores se conectan en serie, a fin de que operen a voltajes más altos y para mejorar el factor de potencia de entrada.

Para analizar el rendimiento de los convertidores controlados por fase con carga *RL* se puede aplicar el método de las series de Fourier, similar al de los rectificadores con diodos. Sin embargo, a fin de simplificar el análisis, se puede suponer que la inductancia de carga es lo suficientemente alta como para que la corriente de carga se considere continua y tenga una componente ondulatoria despreciable.

Consideremos el circuito de la figura 5-1a, con carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el ánodo del tiristor es positivo con respecto al cátodo por lo que se dice que el tiristor tiene *polarización directa*. Cuando el tiristor T_1 se dispara, en $\omega t = \alpha$ el tiristor T_{10} conduce, apareciendo a través de la carga el voltaje de entrada. Cuando en el voltaje de entrada empieza a hacerse negativo, $\omega t = \pi$, el ánodo del tiristor es negativo con respecto al cátodo y se dice que el tiristor T_1 tiene *polarización inversa*; por lo que se desactiva. El tiempo desde que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$, se llama *ángulo de retraso o de disparo* α.

La figura 5-1b muestra la región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad. La figura 5-1c muestra las formas de onda de los voltajes de entrada, y de salida, asi como de la corriente de carga y del voltaje a través de T_1. por lo general, este convertidor no se utiliza en aplicaciones industriales, porque su salida tiene un alto contenido de componentes ondulatorias, de bajas frecuencia. Si f_s es la frecuencia de la alimentación de entrada, la frecuencia más baja del voltaje de salida de la componente ondulatoria es f_s.

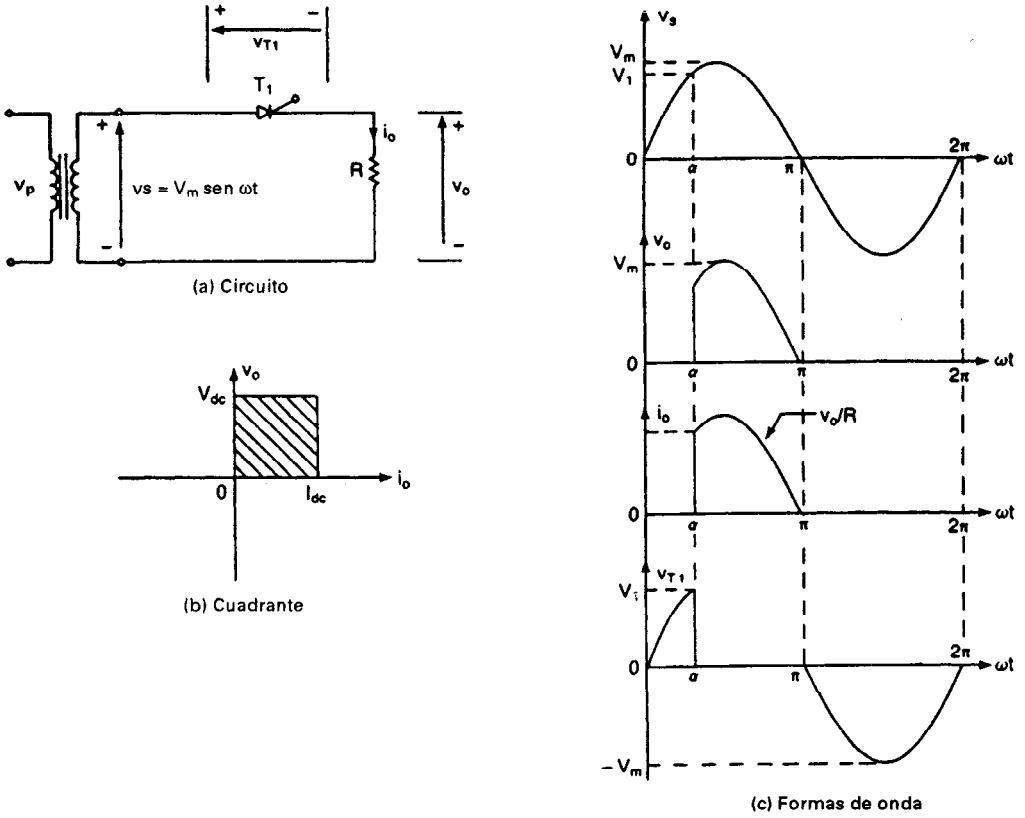


Figura 5-1 Convertidor monofásico de tiristor, con carga resistiva.

Si V_m es el voltaje pico de entrada, el voltaje promedio de salida V_{cd} puede determinarse a partir de

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi}[-\cos\omega t]_{\alpha}^{\pi}$$
$$= \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{5-1}$$

y V_{cd} puede variar desde V_m/π hasta 0, al variar α desde 0 hasta π. El voltaje promedio de salida se hace máximo cuando $\alpha = 0$ y el voltaje de salida máximo V_{dm} es

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi} \tag{5-2}$$

Normalizando el voltaje de salida con respecto a V_{dm}, el voltaje de salida normalizado sera

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \tag{5-3}$$

El voltaje de salida rms está dado por

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \operatorname{sen}^2\omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \frac{V_m}{2}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{5-4}$$

Ejemplo 5-1

Si el convertidor de la figura 5-1a tiene una carga puramente resistiva R y el ángulo de retraso es $\alpha = \pi/2$, determine (a) la eficiencia de la rectificación, (b) el factor de forma FF, (c) el factor de componente ondulatoria RF, (d) el factor de utilización del transformador TUF y (e) el voltaje de pico inverso PIV del tiristor T_1.

Solución El ángulo de retraso, $\alpha = \pi/2$. De la ecuación (5-1), $V_{cd} = 0.1592V_m$ e $I_{cd} = 0.1592V_m/R$. De la ecuación (5-3), $V_n = 0.5$ pu. De la ecuación (5-4) $V_{rms} = 0.3536V_m$ e $I_{rms} = 0.3536V_m/R$. De la ecuación (3-42), $P_{cd} = V_{cd}I_{cd} = (0.1592V_m)^2/R$ y de la ecuación (3-43), $P_{ca} = V_{rms}I_{rms} = (0.3536V_m)^2/R$.

(a) De la ecuación (3-44), la eficiencia de la rectificación

$$\eta = \frac{(0.1592V_m)^2}{(0.3536V_m)^2} = 20.27\%$$

(b) De la ecuación (3-46), el factor de forma

$$FF = \frac{0.3536V_m}{0.1592V_m} = 2.221 \quad \text{o} \quad 222.1\%$$

(c) De la ecuación (3-48), el factor de componente ondulatoria $RF = (2.221^2 - 1)^{1/2} = 1.983$ es decir 198.3%.

(d) El voltaje rms del secundario del transformador, $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$. El valor rms de la corriente del secundario del transformador es la misma que la de la carga, $I_s = 0.3536V_m/R$. La clasificación en volt-amperes (VA) del transformador, $VA = V_sI_s = 0.707V_m / 0.3536V_m/R$. De la ecuación (3-49)

$$\text{TUF} = \frac{0.1592^2}{0.707 \times 0.3536} = 0.1014 \qquad \text{y} \qquad \frac{1}{\text{TUF}} = 9.86$$

(e) El voltaje de pico inverso PIV = V_m.

Nota. El rendimiento del convertidor se degrada en el rango inferior del ángulo de retraso α.

5-3 SEMICONVERTIDORES MONOFASICOS

La disposición del circuito de un semiconvertidor monofásico aparece en la figura 5-2a, con una carga altamente inductiva. La corriente de carga se supone continua y libre de componentes ondulatorias. Durante el medio ciclo positivo, el tiristor T_1 tiene polarización directa. Cuando el tiristor T_1 se dispara en $\omega t = \alpha$, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 durante el período $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Durante el período $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$, el voltaje de entrada es negativo y el diodo de marcha libre D_m tiene polarización directa. D_m conduce para proporcionar la continuidad de corriente de la carga inductiva. La corriente de carga se transfiere de T_1 y D_2 a D_m, y el tiristor T_1 así como el diodo D_2 se desactivan. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el tiristor T_2 queda con polarización directa y el disparo del tiristor T_2 en $\omega t = \pi + \alpha$ invierte la polarización de D_m. El diodo D_m se desactiva y la carga se conecta a la alimentación a través de T_2 y D_1.

La figura 5-2b muestra la región de operación del convertidor, donde tanto el voltaje como la corriente de salida tienen polaridad positiva. La figura 5-2c muestra las formas de onda para el voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada y las corrientes a través de T_1, T_2, D_1 y D_2. Este convertidor tiene un mejor factor de potencia, debido a la operación del diodo de marcha libre y es de uso común en aplicaciones hasta de 15 kW, donde la operación en un cuadrante es todavía aceptable.

El voltaje promedio de salida se puede encontrar a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{dc}} &= \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi}[-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} \\ &= \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha) \end{aligned} \tag{5-5}$$

y V_{cd} puede modificarse o variar, desde $2V_m/\pi$ hasta 0 al variar α desde 0 hasta π. El voltaje promedio máximo de salida es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{\text{dc}}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha) \tag{5-6}$$

El voltaje de salida rms se determina a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5-7}$$

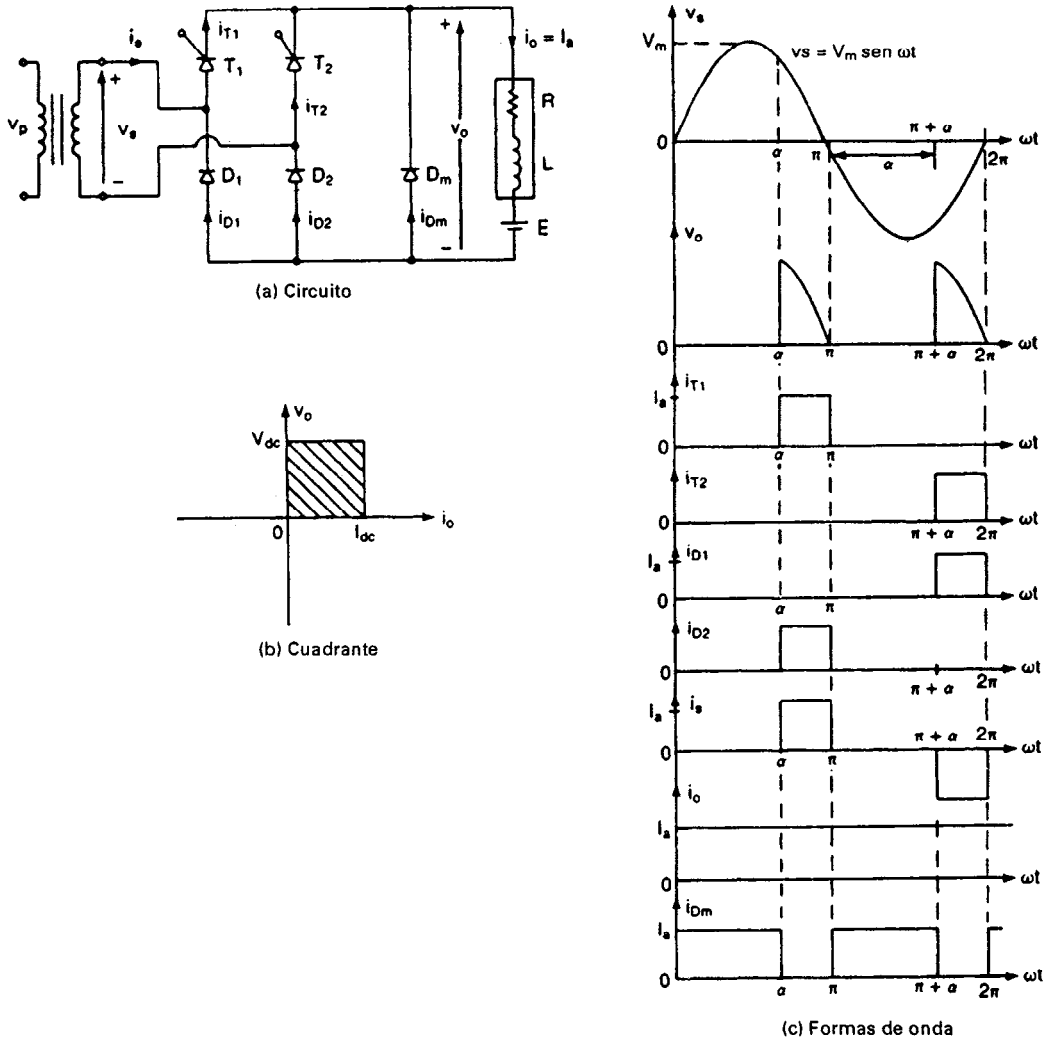


Figura 5-2 Semiconvertidor monofásico.

Ejemplo 5-2

El semiconvertidor de la figura 5-2a está conectado a una alimentación de 120 V 60 Hz. La corriente de carga I_a se puede suponer continua y su contenido de componentes ondulatorias despreciable. La relación de vueltas del transformador es la unidad. (a) Exprese la corriente de entrada en una serie de Fourier; determine el factor armónico de la corriente de entrada HF, el factor de desplazamiento DF, y el factor de potencia de entrada PF. (b) Si el ángulo de retraso es $\alpha = \pi/2$, calcule V_{cd}, V_n, V_{rms}, HF, DF y PF.

Solución (a) La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 5-2c y la corriente de entrada instantánea se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{5-8}$$

donde

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a\, d(\omega t)\right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{2I_a}{n\pi}\operatorname{sen} n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{2I_a}{n\pi}(1 + \cos n\alpha) \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

Dado que $I_{cd} = 0$, la ecuación (5-8) se puede escribir como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5-9}$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -\frac{n\alpha}{2} \tag{5-10}$$

El valor rms de la componente armónica de orden n de la corriente de entrada se deduce como

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}\cos\frac{n\alpha}{2} \tag{5-11}$$

De la ecuación (5-11), el valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi}\cos\frac{\alpha}{2}$$

La corriente de entrada rms se puede calcular a partir de la ecuación (5-11) como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} I_{sn}\right)^{1/2}$$

I_s también se puede determinar directamente a partir de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_a^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)^{1/2}$$

De la ecuación (3-51), $HF = [(I_s/I_{s1})^2 - 1]^{1/2}$, o bien

$$HF = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha)}{4(1 + \cos \alpha)} - 1\right]^{1/2} \tag{5-12}$$

De las Ecuaciones (3-50) y (5-10),

$$DF = \cos \phi_1 = \cos - \frac{\alpha}{2} \tag{5-13}$$

De la ecuación (3-52),

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos \alpha)}{[\pi(\pi - \alpha)]^{1/2}} \tag{5-14}$$

(b) $\alpha = \pi/2$ y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V. De la ecuación (5-5), $V_{cd} = (V_m/\pi)(1 + \cos \alpha) = 54.02$ V, de la ecuación (5-6), $V_n = 0.5$ pu, y de la ecuación (5-7),

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} = 84.57 \text{ V}$$

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\,I_a}{\pi} \cos \frac{\pi}{4} = 0.6366 I_a$$

$$I_s = I_a \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)^{1/2} = 0.7071 I_a$$

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4835 \quad \text{o} \quad 48.35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \qquad \text{y} \qquad DF = \cos - \frac{\pi}{4} = 0.7071$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = 0.6366 \text{ (atrasado)}$$

Nota. Los parámetros de rendimiento del convertidor dependen del ángulo de retraso α.

5-3.1 Semiconvertidor monofásico con carga *RL*

En la práctica, una carga tiene una inductancia finita. La corriente de carga depende de los valores de la resistencia de carga R y de la inductancia de carga L. La operación del convertidor se puede dividir en dos modos: modo 1 y modo 2.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \leq \omega t \leq \alpha$, durante el cual conduce el diodo de marcha libre D_m. La corriente de carga i_{L1} durante el modo 1 queda descrita por

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0 \tag{5-15}$$

misma que, con la condición inicial $i_{L1}(\omega t = 0) = I_{Lo}$ en el estado de régimen permanente, da

$$i_{L1} = I_{Lo} e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } i_{L1} \geq 0 \tag{5-16}$$

Al final de este modo en $\omega t = \alpha$, la corriente de carga se convierte en I_{L1}; es decir

$$I_{L1} = i_{L1}(\omega t = \alpha) = I_{Lo}e^{-(R/L)(\alpha/\omega)} - \frac{E}{R}[1 - e^{-(R/L)(\alpha/\omega)}] \qquad \text{para } I_{L1} \geq 0 \tag{5-17}$$

Modo 2. Este modo es válido para $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, donde el tiristor T_1 conduce. Si $v_s = \sqrt{2}V_s$ sen ωt es el voltaje de entrada, la corriente de carga i_{L2} durante el modo 2 se puede encontrar mediante

$$L\frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen}\omega t \tag{5-18}$$

cuya solución es de la forma

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \qquad \text{para } i_{L2} \geq 0$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y el ángulo de la impedancia de la carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La constante A_1, que se puede determinar a partir de la condición inicial: en $\omega t = \alpha$, $i_{L2} = I_{L1}$, se encuentra como

$$A_1 = \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha - \theta)\right] e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

La sustitución de A_1 da como resultado

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha - \theta)\right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}$$
$$\text{para } i_{L2} \geq 0 \tag{5-19}$$

Al final del modo 2 en la condición de régimen permanente: $I_{L2}(\omega t = \pi) = I_{Lo}$. Al aplicar esta condición a la ecuación (5-16) y resolviendo en función de I_{Lo}, obtenemos

$$I_{Lo} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\frac{\operatorname{sen}(\pi - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha - \pi)/\omega}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R}$$
$$\text{para } I_{Lo} \geq 0 \text{ y } \theta \leq \alpha \leq \pi \tag{5-20}$$

La corriente rms de un tiristor se puede determinar a partir de la ecuación (5-19) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi i_{L2}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

La corriente promedio de un tiristor también se puede determinar de la ecuación (5-19) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi i_{L2}\, d(\omega t)$$

La corriente de salida rms puede encontrarse de las ecuaciones (5-16) y (5-19) como

$$I_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^\alpha i_{L1}^2\, d(\omega t) + \frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi i_{L2}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

La corriente de salida promedio se puede encontrar de las ecuaciones (5-16) y (5-19) como

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\alpha} i_{L1}\, d(\omega t) + \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}\, d(\omega t)$$

Ejemplo 5-3*

El semiconvertidor monofásico de la figura 5-2a tiene una carga *RL* con $L = 6.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$ y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. Determine (a) la corriente de carga I_{Lo} en $\omega t = 0$ y la corriente de carga I_{L1} en $\omega t = \alpha = 60°$, (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) la corriente rms de salida I_{rms},y (e) la corriente promedio de salida I_{cd}.

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

(a) La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t = 0$, $I_{Lo} = 29.77$ A. La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t = \alpha$, $I_{L1} = 7.6$ A.

(b) La integración numérica de i_{L2} en la ecuación (5-19), da como resultado la corriente promedio del tiristor como $I_A = 11.42$ A.

(c) De la integración numérica de i_{L2}^2 entre los límites $\omega t = \alpha$ hasta π, obtenemos la corriente rms del tiristor como $I_A = 20.59$ A.

(d) La corriente rms de salida $I_{rms} = 30.92$ A.

(e) La corriente promedio de salida $I_{cd} = 28.45$ A.

5-4 CONVERTIDORES MONOFASICOS COMPLETOS

El arreglo de circuito de un convertidor monofásico completo aparece en la figura 5-3a con una carga altamente inductiva, de tal forma que la corriente de carga es continua y libre de componentes ondulatorias. Durante el medio ciclo positivo, los tiristores T_1 y T_2 tienen polarización directa; cuando en $\omega t = \alpha$ estos dos tiristores se disparan simultáneamente, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y T_2. Debido a la carga inductiva, los tiristores T_1 y T_2 seguirán conduciendo más allá de $\omega t = \pi$, aun cuando el voltaje de entrada sea negativo. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, los tiristores T_3 y T_4 tienen una polarización directa; el disparo de los tiristores T_3 y T_4 aplicará el voltaje de alimentación a través de los tiristores T_1 y T_2 como un voltaje de bloqueo inverso. Debido a la *conmutación natural* o *de línea*, T_1 y T_2 se desactivarán y la corriente de carga será transferida de T_1 y T_2 a T_3 y T_4. En la figura 5-3b se muestran las regiones de operación del convertidor y en la figura 5-3c aparecen las formas de onda para el voltaje de entrada, el voltaje de salida y las corrientes de entrada y salida.

Durante el período que va desde α hasta π, el voltaje de entrada v_s y la corriente de entrada i_s son positivos; la potencia fluye de la alimentación a la carga. Se dice que el convertidor se opera en *modo de rectificación*. Durante el período de π hasta $\pi + \alpha$, el voltaje de entrada v_s es negativo y la corriente de entrada i_s es positiva; existiendo un flujo inverso de potencia, de la carga hacia la alimentación. Se dice que el convertidor se opera en *modo de inversión*. Este convertidor es de uso extenso en aplicaciones industriales hasta 15 kW. Dependiendo del valor de α, el voltaje promedio de salida puede resultar positivo o negativo y permite la operación en dos cuadrantes.

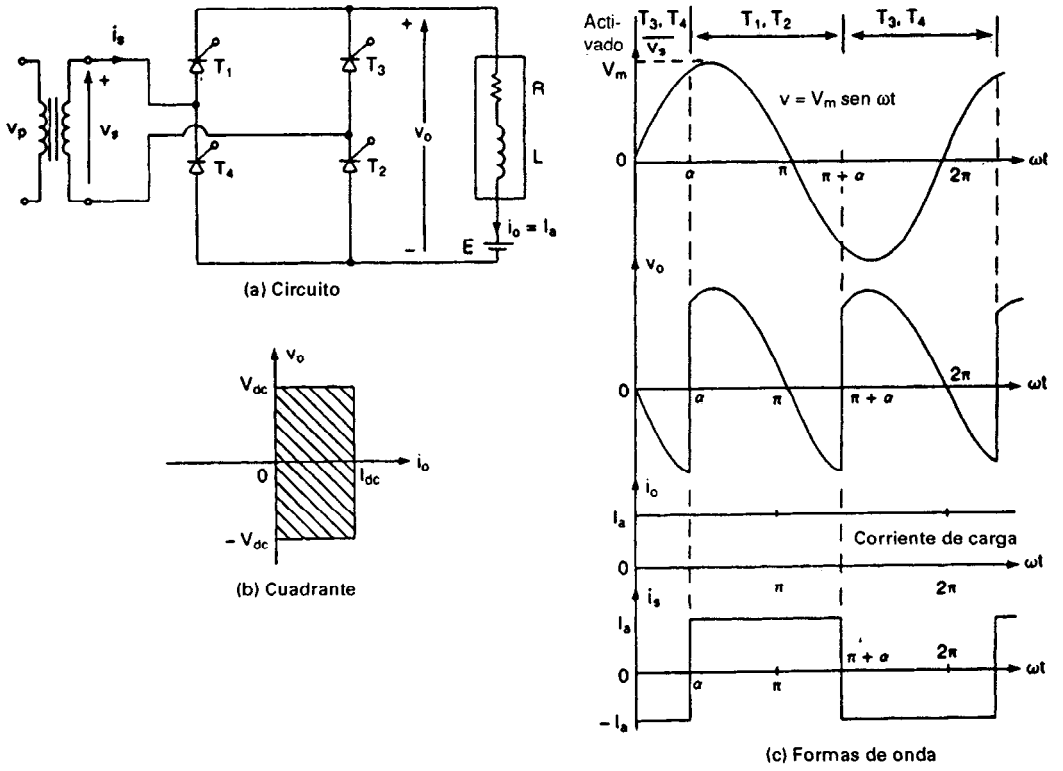


Figura 5-3 Convertidor monofásico completo.

El voltaje promedio de salida se puede determinar a partir de

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi}[-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha}$$
$$= \frac{2V_m}{\pi}\cos \alpha \tag{5-21}$$

y variando α desde 0 hasta π se puede variar V_{cd} desde $2V_m/\pi$ hasta $-2V_m/\pi$. El voltaje promedio de salida máximo es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{5-22}$$

El valor rms del voltaje de salida está dado por

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}(1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s \tag{5-23}$$

Con una carga puramente resistiva, los tiristores T_1 y T_2 conducirán desde α hasta π, y los tiristores T_3 y T_4 conducirán desde $\alpha + \pi$ hasta 2π. El voltaje instantáneo de salida será similar a los de los semiconvertidores de la figura 5-2b. Las ecuaciones (5-5) y (5-7) son aplicables para determinar los voltajes de salida rms y promedio.

Ejemplo 5-4

Para un ángulo de retraso de $\alpha = \pi/3$, repita el ejemplo 5-2 para el convertidor completo monofásico de la figura 5-3a.

Solución (a) La forma de onda de la corriente de entrada aparece en la figura 5-3c y la corriente instantánea de entrada se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$i_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a\, d(\omega t)\right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) \cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen} n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i(t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi} \cos n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

Dado que $I_{cd} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir en la forma

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(\omega t + \phi_n)$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{5-24}$$

y ϕ_n es el ángulo de desplazamiento de la corriente de la armónica de orden n. El valor rms de la corriente de entrada de la armónica de orden n es

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \tag{5-25}$$

y el valor rms de la corriente fundamental es

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

El valor rms de la corriente de entrada se puede calcular a partir de la ecuación (5-25), como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2 \right)^{1/2}$$

I_s también se puede determinar directamente a partir de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a$$

De la ecuación (3-51) se puede encontrar el factor armónico con

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.483 \quad \text{o} \quad 48.3\%$$

De las ecuaciones (3-50) y (5-24), el factor de desplazamiento

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos - \alpha \tag{5-26}$$

De la ecuación (3-52) se encuentra el factor de potencia como

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos -\alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \tag{5-27}$$

(b) $\alpha = \pi/3$.

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha = 54.02 \text{ V} \qquad \text{y} \qquad V_n = 0.5 \text{ pu}$$

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s = 120 \text{ V}$$

$$I_{s1} = \left(2\sqrt{2} \frac{I_a}{\pi} \right) = 0.90032 I_a \qquad \text{y} \qquad I_s = I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.4834 \quad \text{o} \quad 48.34\%$$

$$\phi_1 = -\alpha \qquad \text{y} \qquad \text{DF} = \cos -\alpha = \cos \frac{-\pi}{3} = 0.5$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos -\alpha = 0.45 \text{ (atrasado)}$$

Nota. La componente fundamental de la corriente de entrada es siempre 90.03% de I_a y el factor armónico se mantiene constante en 48.34%.

5-4.1 Convertidor monofásico completo con carga *RL*

La operación del convertidor de la figura 5-3a se puede dividir en dos modos idénticos: modo 1, cuando T_1 y T_2 conducen, y modo 2 cuando T_3 y T_4 conducen. Las corrientes de salida durante es-

tos modos son similares, y por tanto es necesario sólo considerar un modo para encontrar la corriente de salida i_L.

El modo 1 es válido para $\alpha \leq \omega t \leq (\alpha + \pi)$. Si el voltaje de entrada es $v_s = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$, la ecuación (5-18) se puede resolver con la condición inicial: en $\omega t = \alpha$, $i_L = I_{Lo}$. La ecuación (4-19) da I_{Lo} como

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{Lo} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \tag{5-28}$$

Al final del modo 1 en la condición de régimen permanente $i_L(\omega t = \pi + \alpha) = I_{L1} = I_{Lo}$. Aplicando esta condición a la ecuación (5-28) y resolviendo en función de I_{Lo}, obtenemos

$$I_{Lo} = I_{L1} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \frac{-\operatorname{sen}(\alpha - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{-(R/L)(\pi)/\omega}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R}$$

$$\text{para } I_{Lo} \geq 0 \tag{5-29}$$

El valor crítico de α en el cual I_o se convierte en cero se puede resolver para valores conocidos de θ, R, L, E y V_s mediante un método iterativo. La corriente rms o eficaz de un tiristor se puede encontrar a partir de la ecuación (5-28) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

La corriente rms de salida se puede entonces determinar a partir de

$$I_{\text{rms}} = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_R$$

Le corriente promedio de un tiristor también se puede encontrar de la ecuación (5-28) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L \, d(\omega t)$$

La corriente promedio de salida se puede determinar a partir de

$$I_{\text{dc}} = I_A + I_A = 2I_A$$

Ejemplo 5-5*

El convertidor completo monofásico de la figura 5-3a tiene una carga RL con $L = 6.5$ mH, $R = 0.5\ \Omega$ y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a (rms) 60 Hz. Determine (a) la corriente de carga I_{Lo} a $\omega t = \alpha = 60°$, (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) la corriente rms de salida I_{rms} y (e) la corriente promedio de salida I_{cd}.

Solución $\alpha = 60°$, $R = 0.5\ \Omega$, $L = 6.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, V_s 120 V y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 78.47°$.

(a) La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t = \alpha$, $I_{Lo} = 49.34$ A.

(b) La integración numérica de i_L en la ecuación (5-28), resulta en la corriente promedio del tiristor como $I_A = 44.05$ A.

(c) Mediante la integración numérica de i_L^2 entre los límites $\omega t = \alpha$ hasta $\pi + \alpha$, obtenemos la corriente rms del tiristor como $I_R = 63.71$ A.

(d) La corriente rms de salida $I_{\text{rms}} = \sqrt{2}\, I_R = \sqrt{2} \times 63.71 = 90.1$ A.

(e) La corriente promedio de salida $I_{\text{cd}} = 2I_A = 2 \times 44.04 = 88.1$ A.

5-5 CONVERTIDORES MONOFASICOS DUALES

Vimos en la sección 5-4 que los convertidores monofásicos completos con cargas inductivas sólo permiten la operación en dos cuadrantes. Si se conectan dos de estos convertidores completos espalda con espalda, tal y como aparece en la figura 5-4a, se pueden invertir tanto el voltaje de salida como la corriente de carga. El sistema permitirá una operación en cuatro cuadrantes, llamándosele *convertidor dual*. Los convertidores duales son de uso común en propulsores de velocidad variable de alta potencia. Si α_1 y α_2 son los ángulos de retraso de los convertidores 1 y 2, respectivamente, los voltajes promedio de salida correspondientes son V_{cd1} y V_{cd2}. Los ángulos de retraso se controlan de tal forma que un convertidor funciona como rectificador y el otro convertidor funciona como inversor; pero ambos convertidores producen el mismo voltaje promedio de salida. En la figura 5-4b se muestran las formas de onda de salida de los dos convertidores, en los que los dos voltajes promedio de salida son los mismos. En la figura 5-4c aparecen las características *v-i* de un convertidor dual.

De la ecuación (5-21), los voltajes promedio de salida son

$$V_{cd1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \tag{5-30}$$

y

$$V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 \tag{5-31}$$

Dado que un convertidor rectifica y el otro invierte,

$$V_{cd1} = -V_{cd2} \qquad \text{o bien,} \qquad \cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

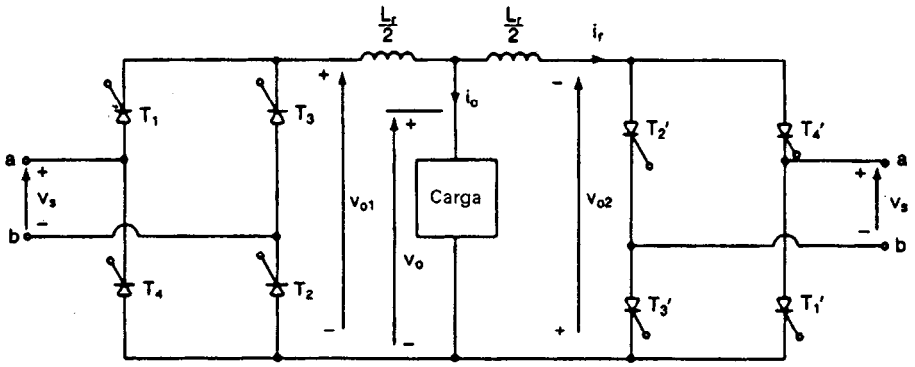
Y, por lo tanto,

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \tag{5-32}$$

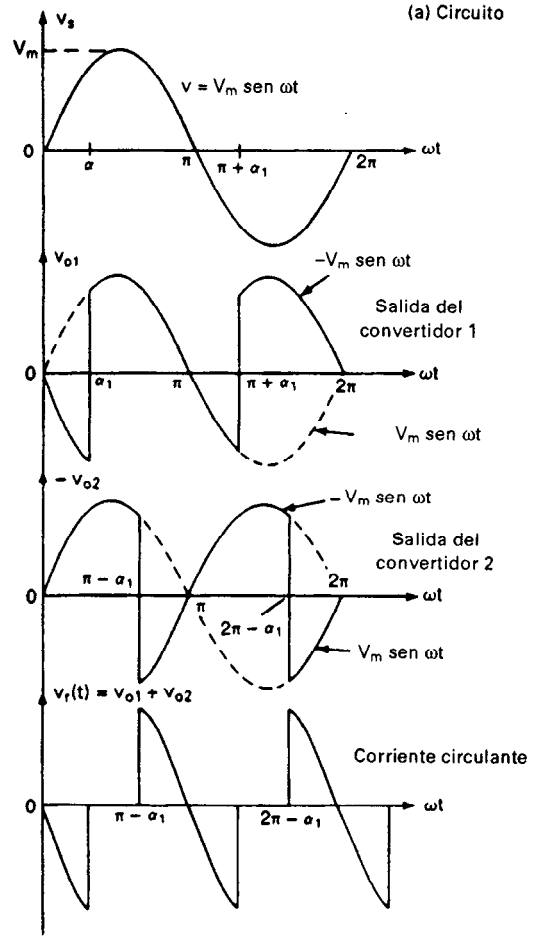
Dado que los voltajes instantáneos de salida de los dos convertidores están fuera de fase, existirá una diferencia instantánea de voltaje que dará como resultado una corriente circulante entre ambos convertidores. Esta corriente circulante no fluirá a través de la carga y por lo general estará limitada por un *reactor de corriente circulante* L_r tal y como se muestra en la figura 5-4a.

Si v_{o1} y v_{o2} son los voltajes de salida instantáneos de los convertidores 1 y 2, respectivamente, la corriente circulante puede determinarse integrando la diferencia de voltaje instantáneo a partir de $\omega t = 2\pi - \alpha_1$. Dado que los dos voltajes promedio de salida son iguales y opuestos durante el intervalo $\omega t = \pi + \alpha_1$ hasta $2\pi - \alpha_1$, su contribución a la corriente circulante instantánea i_r es cero.

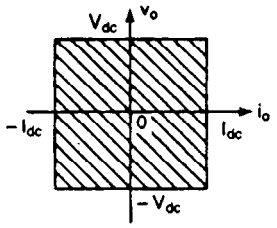
$$\begin{aligned} i_r &= \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} v_r \, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} (v_{o1} + v_{o2}) \, d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\omega L_r} \left[\int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} - \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) - \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2V_m}{\omega L_r} (\cos \omega t - \cos \alpha_1) \end{aligned} \tag{5-33}$$



(a) Circuito



(b) Formas de onda



(c) Cuadrante

Figura 5-4 Convertidor monofásico dual.

La corriente circulante instantánea depende del ángulo de retraso. Para $\alpha_1 = 0$, su magnitud se hace mínima cuando $\omega t = n\pi$, $n = 0, 2, 4...$, y máxima cuando $\omega t = n\pi$, $n = 1, 3, 5,...$ Si la corriente pico de carga es I_p, uno de los convertidores que controla el flujo de potencia puede llevar una corriente de pico de $(I_p + 4V_m/\omega L_r)$.

Los convertidores duales pueden operarse con o sin corriente circulante. En caso de operación sin corriente circulante, sólo opera un convertidor a la vez llevando la corriente de carga; estando el otro convertidor totalmente bloqueado debido a pulsos de compuerta. Sin embargo, la operación con corriente circulante tiene las siguientes ventajas:

1. La corriente circulante mantiene conducción continua en ambos convertidores sobre todo el rango de control, independiente de la carga.
2. Dado que un convertidor siempre opera como rectificador y el otro como un inversor, el flujo de potencia es posible en cualquier dirección y en cualquier momento.
3. Dado que ambos convertidores están en conducción continua, es más rápido el tiempo de respuesta para pasar de una operación de un cuadrante a otra.

Ejemplo 5-6

El convertidor dual monofásico de la figura 5-4 se opera a partir de una alimentación de 120-V 60-Hz la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. La inductancia circulante es $L_c = 40$ mH; los ángulos de retraso son $\alpha_1 = 60°$ y $\alpha_2 = 120°$. Calcule la corriente de pico circulante y la corriente de pico del convertidor 1.

Solución $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\alpha_1 = 60°$, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V, $f = 60$ Hz, y $L_r = 40$ mH. Para $\omega t = 2\pi$ y $\alpha_1 = \pi/3$, la ecuación (5-33) nos da la corriente de pico circulante.

$$I_r(\text{max}) = \frac{2V_m}{\omega L_r}(1 - \cos \alpha_1) = \frac{169.7}{377 \times 0.04} = 11.25 \text{ A}$$

La corriente de pico de carga $I_p = 169.71/10 = 16.97$ A. La corriente de pico del convertidor 1 es $(16.97 + 11.25) = 28.22$ A.

5-6 CONVERTIDORES MONOFASICOS EN SERIE

En el caso de las aplicaciones en alto voltaje, se pueden conectar dos o más convertidores en serie para compartir el voltaje y mejorar el factor de potencia. En la figura 5-5a aparecen dos semiconvertidores conectados en serie. Cada secundario tiene el mismo número de vueltas, la relación de vueltas entre el primario y el secundario es $N_p/N_s = 2$. Si α_1 y α_2 son los ángulos de retraso del convertidor 1 y del convertidor 2, respectivamente, el voltaje máximo de salida V_{dm} se obtiene cuando $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

En sistemas de dos convertidores, uno de los convertidores se opera para obtener un voltaje de salida desde 0 hasta $V_{dm}/2$ y el otro se pasa por alto a través de su diodo de marcha libre. Para tener un voltaje de salida a partir de $V_{dm}/2$ hasta V_{dm}, uno de los convertidores está totalmente activo (en el ángulo de retraso $\alpha_1 = 0$) siendo ángulo de retraso del otro convertidor, α_2, se modifica. En la figura 5-5b se muestra el voltaje de salida, las corrientes de entrada a los convertidores y la

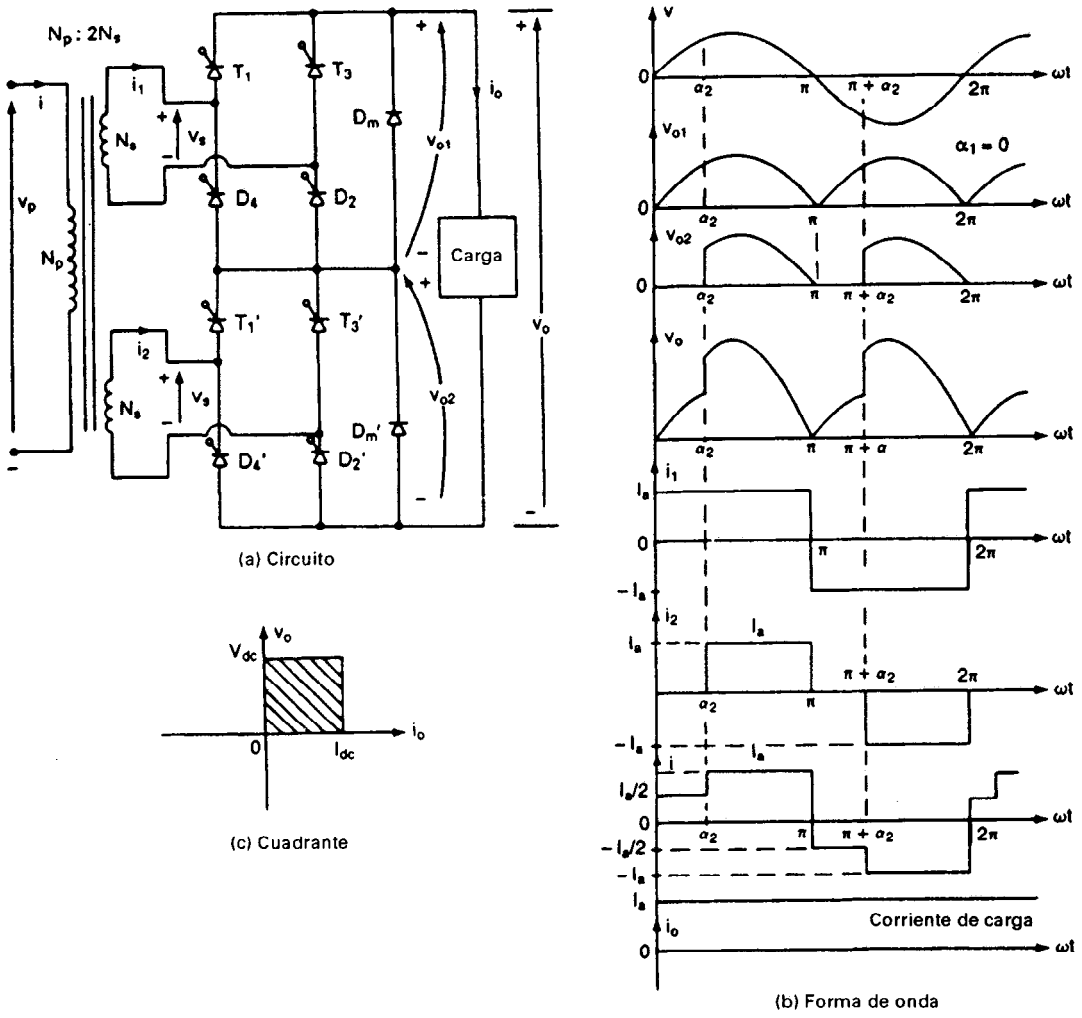


Figura 5-5 Semiconvertidores monofásicos en serie.

corriente de entrada desde la alimentación cuando ambos convertidores están operando con una carga altamente inductiva.

De la ecuación (5-5), los voltajes promedio de salida de los dos semiconvertidores son

$$V_{cd1} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_1)$$

$$V_{cd2} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_2)$$

El voltaje de salida resultante de los convertidores es

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{V_m}{\pi}(2 + \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \qquad (5\text{-}34)$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ es $V_m = 4V_m/\pi$. Si el convertidor 1 está operando: $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ y $\alpha_2 = \pi$, entonces

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_1) \tag{5-35}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.25(1 + \cos \alpha_1) \tag{5-36}$$

Si ambos convertidores están operando: $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$, entonces

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{V_m}{\pi}(3 + \cos \alpha_2) \tag{5-37}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.25(3 + \cos \alpha_2) \tag{5-38}$$

La figura 5-6a muestra dos convertidores completos conectados en serie, la relación de vueltas entre el primario y el secundario es $N_p/N_s = 2$. Debido a que no existen diodos de marcha libre, no es posible pasar por alto uno de los convertidores, y ambos convertidores deben operar al mismo tiempo.

En modo de rectificación, un convertidor está totalmente avanzado ($\alpha_1 = 0$) y el ángulo de retraso del otro convertidor, α_2, varía desde 0 hasta π, a fin de controlar el voltaje de salida de corriente directa. En la figura 5-6b se muestra el voltaje de entrada, los voltajes de salida, las corrientes de entrada de los convertidores y la corriente de entrada de alimentación. Comparando la figura 5-6b con la figura 5-2b, podemos notar que la corriente de entrada desde la alimentación es similar a la de un semiconvertidor. Como resultado, el factor de potencia del convertidor mejora, pero el factor de potencia es menor que en el caso de una serie de semiconvertidores.

En modo inversor, un convertidor está totalmente retrasado, $\alpha_2 = \pi$, y el ángulo de retraso del otro convertidor, α_1, varía desde 0 hasta π para controlar el voltaje promedio de salida. En la figura 5-6d se muestran las características *v–i* de los convertidores completos en serie.

De la ecuación (5-21) los voltajes promedio de salida de dos convertidores completos son

$$V_{cd1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1$$

$$V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2$$

El voltaje promedio de salida resultante es

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi}(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \tag{5-39}$$

El voltaje promedio de salida máximo para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ es $V_{dm} = 4V_{dm}/\pi$. En modo de rectificación, $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$; entonces

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_2) \tag{5-40}$$

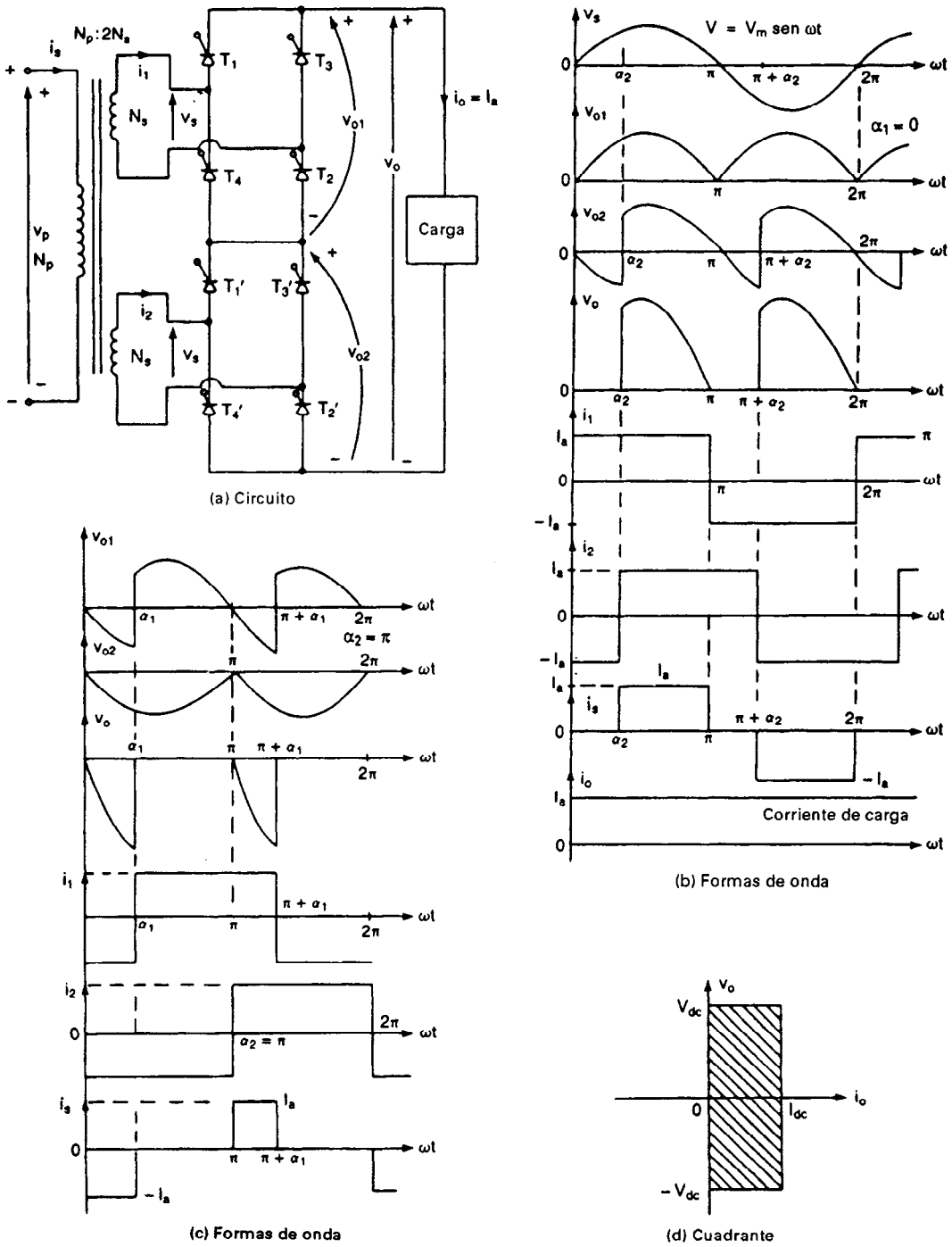


Figura 5-6 Convertidores monofásicos completos.

y el voltaje de salida de cd normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha_2) \tag{5-41}$$

En modo de inversión, $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ y $\alpha_2 \leq \pi$; entonces

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - 1) \tag{5-42}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(\cos \alpha_1 - 1) \tag{5-43}$$

Ejemplo 5-7

La corriente de carga (con un valor promedio I_a) de los convertidores completos en serie de la figura 5-6a es continua y el contenido de la componente ondulatoria es despreciable. La relación de vueltas del transformador es $N_p/N_s = 2$. Los convertidores operan en modo de rectificación de tal forma que $\alpha_1 = 0$ y α_2 varía desde 0 hasta π. (a) Exprese la corriente de alimentación de entrada en series de Fourier, determine el factor armónico de la corriente de entrada HF, el factor de desplazamiento DF y el factor de potencia de entrada PF. (b) Si el ángulo de retraso es $\alpha_2 = \pi/2$ y el voltaje pico de entrada es $V_m = 162$ V, calcule V_{cd}, V_n, V_{rms}, HF, DF, y PF.

Solución (a) La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 5-6b, y la corriente instantánea de alimentación de entrada se puede expresar con una serie de Fourier en la forma

$$i_s(t) = \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5-44}$$

donde $\phi_n = -n\alpha_2/2$. La ecuación (5-11) da el valor rms de la corriente de entrada de la armónica de orden n

$$I_{sn} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos \frac{n\alpha_2}{2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha_2}{2} \tag{5-45}$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi} \cos \frac{\alpha_2}{2} \tag{5-46}$$

La corriente rms de entrada se determina como

$$I_s = I_a \left(1 - \frac{\alpha_2}{\pi}\right)^{1/2} \tag{5-47}$$

De la ecuación (3-51).

$$\text{HF} = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha_2)}{4(1 + \cos \alpha_2)} - 1\right]^{1/2} \tag{5-48}$$

De la ecuación (3-50)

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos - \frac{\alpha_2}{2} \tag{5-49}$$

De la ecuación (3-52)

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\frac{\alpha_2}{2} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos\alpha_2)}{[\pi(\pi - \alpha_2)]^{1/2}} \tag{5-50}$$

(b) $\alpha_1 = 0$ y $\alpha_2 = \pi/2$. Partiendo de la ecuación (5-41),

$$V_{cd} = \left(2 \times \frac{162}{\pi}\right)\left(1 + \cos\frac{\pi}{2}\right) = 103.13 \text{ V}$$

De la ecuación (5-42), $V_n = 0.5$ pu y, por lo tanto,

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha_2}^{\pi} (2V_m)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)$$

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{2}\, V_{\text{m}}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha_2}{2}\right)\right]^{1/2} = V_{\text{m}} = 162 \text{ V}$$

$$I_{s1} = I_a \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\frac{\pi}{4} = 0.6366 I_a \qquad \text{y} \qquad I_s = 0.7071 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4835 \quad \text{o} \quad 48.35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \qquad \text{y} \qquad \text{DF} = \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) = 0.7071$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\phi_1) = 0.6366 \text{ (atrasado)}$$

Nota. El rendimiento de los convertidores completos en serie es igual al de los semiconvertidores monofásicos.

5-7 CONVERTIDORES TRIFASICOS DE MEDIA ONDA

Los convertidores trifásicos suministran un voltaje de salida más alto, y además la frecuencia de las componentes ondulatorias del voltaje de salida es mayor en comparación con los convertidores monofásicos. Como consecuencia, los requisitos de filtrado para suavizar la corriente y el voltaje de carga son más sencillos. Por estas razones, los convertidores trifásicos son de amplia utilización en propulsores de velocidad variable de alta potencia. Se pueden conectar tres convertidores monofásicos de media onda de la figura 5-1a, similar a un convertidor trifásico de media onda, como se muestra en la figura 5-7a.

Cuando el tiristor T_1 se dispara en $\omega t = \pi/6 + \alpha$, el voltaje de fase v_{an} aparece a través de la carga, en tanto no sea disparado el tiristor T_2 en $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$. Cuando el tiristor T_2 es disparado, el tiristor T_1 queda con polarización inversa, dado que el voltaje de línea a línea, v_{ab} ($= v_{an} - v_{bn}$), es negativo y entonces T_1 se desactiva. El voltaje de fase v_{bn} aparece a través de la carga hasta que el tiristor T_3 se dispara en $\omega t = 3\pi/2 + \alpha$. Al dispararse T_3, T_2 se desactiva y v_{cn} aparece a través de la carga hasta que T_1 se vuelve a disparar al iniciar el siguiente ciclo. La figura 5-7b muestra las características v–i de la carga y éste es un convertidor de dos cuadrantes. La figura 5-7c muestra los voltajes de entrada, el voltaje de salida y la corriente a través del tiristor T_1 en el caso de una carga altamente inductiva. En el caso de una carga resistiva y $\alpha > \pi/6$, la corriente de carga sería

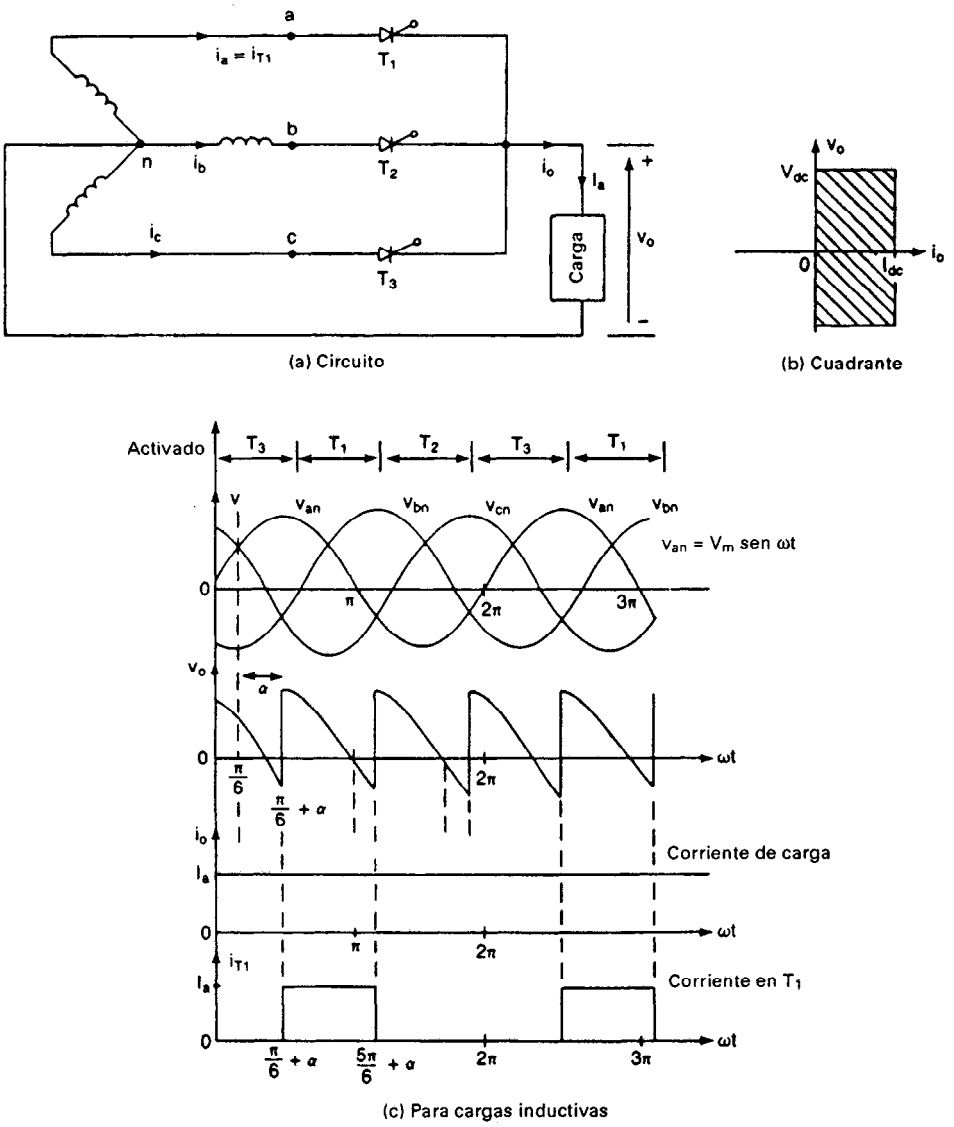


Figura 5-7 Convertidor trifásico de media onda.

discontinua y cada tiristor se autoconmutaría, al invertirse la polaridad de su voltaje de fase. La frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es $3f_s$. Normalmente no se utiliza en sistemas prácticos este convertidor, porque las componentes de alimentación contienen componentes de cd.

Si el voltaje de fase es $v_{an} = V_m$ sen ωt, el voltaje promedio de salida para una corriente de carga continua es

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi} \cos \alpha \qquad (5\text{-}51)$$

donde V_m es el voltaje pico de fase. El máximo voltaje promedio de salida, que ocurre en el ángulo de retraso, $\alpha = 0$ es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{5-52}$$

El voltaje de salida rms se determina a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{3}{2\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m^2 \,\text{sen}^2\, \omega t\, d(\omega t)\right]\right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2} \end{aligned} \tag{5-53}$$

En caso de una carga resistiva y de $\alpha \geq \pi/6$:

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m \,\text{sen}\, \omega t\, d(\omega t) = \frac{3V_m}{2\pi}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] \tag{5-51a}$$

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] \tag{5-52a}$$

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m^2 \,\text{sen}^2\, \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left[\frac{5}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{1}{8\pi}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5-53a}$$

Ejemplo 5-8*

El convertidor trifásico de media onda de la figura 5-7a es operado a partir de una alimentación conectada en estrella de 208 V 60 Hz la resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$. Si se requiere obtener un voltaje promedio de salida del 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule (a) el ángulo de retraso α, (b) las corrientes promedio y rms de salida, (c) las corrientes promedio y rms de tiristor, (d) la eficiencia de rectificación, (e) el factor de utilización del transformador TUF y (f) el factor de potencia de entrada PF.

Solución El voltaje de fase es $V_s = 208/\sqrt{3} = 120.1$ V, $V_m = \sqrt{2}V_s = 169.83$ V, $V_n = 0.5$, y $R = 10\ \Omega$. El voltaje de salida máximo es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi} = 3\sqrt{3} \times \frac{169.83}{2\pi} = 140.45 \text{ V}$$

El voltaje promedio de salida, $V_{cd} = 0.5 \times 140.45 = 70.23$ V.

(a) Para una carga resistiva, la corriente de carga es continua si $\alpha \leq \pi/6$, la ecuación (5-52) nos da que $V_n \geq \cos(\pi/6) = 86.6\%$. Con una carga resistiva y una salida del 50%, la corriente de carga es discontinua. A partir de la ecuación (5-52a), $0.5 = (1/\sqrt{3})\,[1 + \cos(\pi/6 + \alpha)]$, lo que da el ángulo de retraso $\alpha = 67.7°$.

(b) La corriente promedio de salida, $I_{cd} = V_{cd}/R = 70.23/10 = 702$ A. De la ecuación (5-53a), $V_{\text{rms}} = 94.74$ V y la corriente rms de carga $I_{\text{rms}} = 94.74/10 = 9.47$ A.

(c) La corriente promedio de un tiristor, $I_A = I_{dc}/3 = 7.02/3 = 2.34$ A y la corriente media cuadrática de un tiristor $I_R = I_{rms}/\sqrt{3} = 9.47/\sqrt{3} = 5.47$ A.

(d) De la ecuación (3-44), la eficiencia de rectificación es = 70.23 × 7.02 (94.74 × 9.47) = 54.95%.

(e) La corriente rms de la línea de entrada es la misma que la corriente rms del tiristor, y la especificación de volt-amperes de entrada, VI = $3V_sI_s = 3 _ 120.1 \times 5.47 = 1970.84$ W. De la ecuación (3-49), TUF = 70.23 × 7.02/1970.84 = 0.25 es decir 25%.

(f) La potencia de salida, $P_o = I^2_{rms}R = 9.47^2 \times 10 = 896.81$ W. El factor de potencia de entrada, PF = 896.81/1970.84 = 0.455 (atrasado).

Nota. Debido al ángulo de retraso, α, la componente fundamental de la corriente de línea de entrada también está retrasada con respecto al voltaje de fase de entrada.

5-8 SEMICONVERTIDORES TRIFASICOS

Los semiconvertidores trifásicos se utilizan en aplicaciones industriales hasta el nivel de 120 kW, en los que se requiere de una operación de un cuadrante. Conforme aumenta el ángulo de retraso se reduce el factor de potencia de este convertidor, aunque es mejor que el de los convertidores trifásicos de media onda. En la figura 5-8a se muestra un semiconvertidor trifásico con una carga altamente inductiva, la corriente de carga tiene un contenido de componentes ondulatorias despreciable.

La figura 5-8b muestra las formas de onda de los voltajes de entrada, del voltaje de salida, de la corriente de entrada y de la corriente a través de los tiristores y diodos. La frecuencia del voltaje de salida es $3f_s$. El ángulo de retraso, α, se puede variar desde 0 hasta π. Durante el período $\pi/6 \leq \omega t < 7\pi/6$, el tiristor T_1 tiene polarización directa o positiva. Si T_1 se dispara en $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$, T_1 y D_1 conducen y el voltaje de línea a línea v_{ca} aparecerá a través de la carga. En $\omega t = \pi/6$, v_{ca} empieza a ser negativo y el diodo de marcha libre D_m conduce. La corriente de carga continuará fluyendo a través de D_m, y T_1 y D_1 se desactivarán.

Si no existe un diodo de marcha libre, T_1 continúa conduciendo hasta que el tiristor T_2 se dispara en $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$ y la acción de marcha libre a través de T_1 y D_2. Si $\alpha \leq \pi/3$, cada tiristor conduce durante $2\pi/3$ y el diodo de marcha libre D_m no conduce. La formas de onda de un semiconvertidor trifásico con $\alpha \leq \pi/3$ se muestran en la figura 5-9.

Si definimos los tres voltajes del línea a neutro como sigue:

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t$$

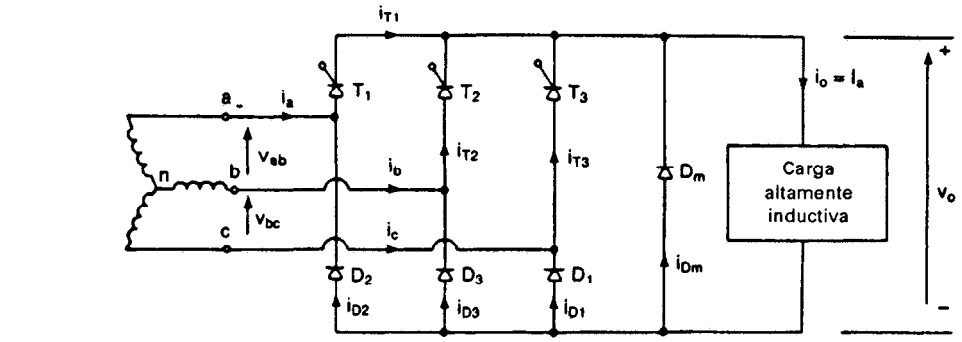
$$v_{bn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right),$$

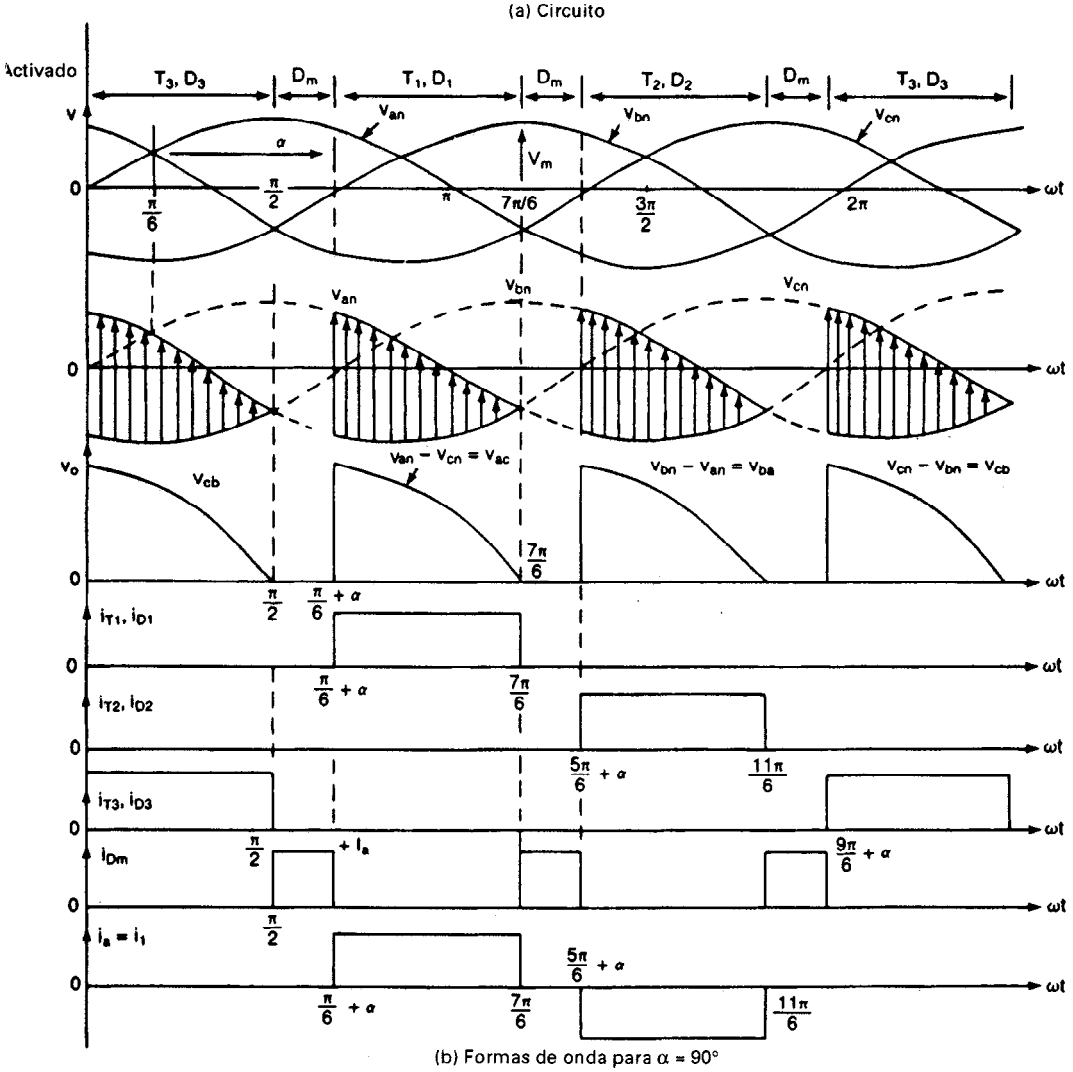
Los voltajes línea a línea correspondientes son

$$v_{ac} = v_{an} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{ba} = v_{bn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)$$



(a) Circuito



(b) Formas de onda para $\alpha = 90°$

Figura 5-8 Semiconvertidor trifásico.

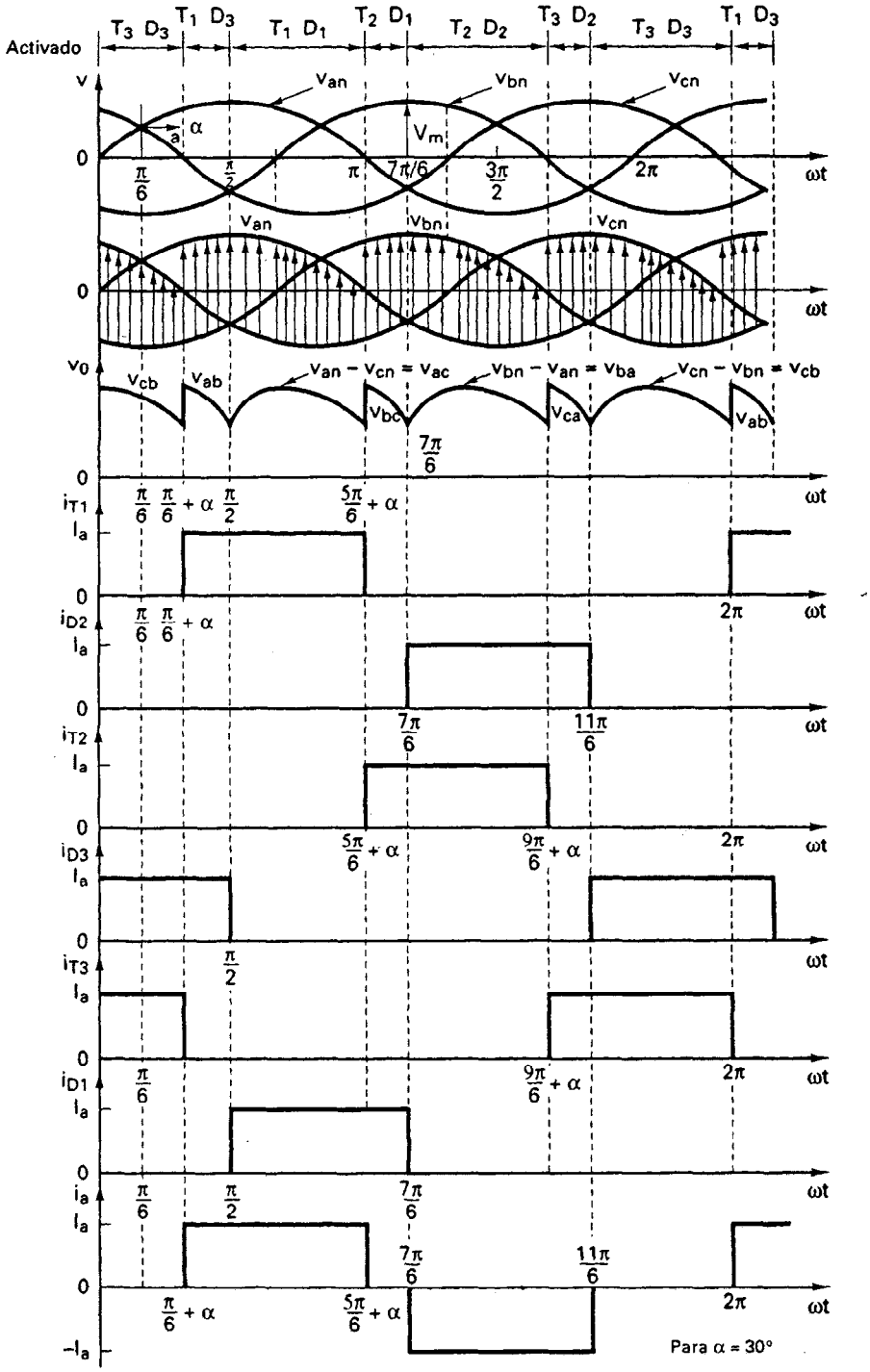


Figura 5-9 Semiconvertidor trifásico para $\alpha \leq \pi/3$.

$$v_{cb} = v_{cn} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

donde V_m es el voltaje pico de fase de una alimentación conectada en estrella.

Para $\alpha \geq \pi/3$ y un voltaje discontinuo de salida: el voltaje promedio de salida se determina a partir de

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} v_{ac}\, d(\omega t) = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$
$$= \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{5-54}$$

El máximo voltaje promedio de salida que ocurre a un ángulo de retraso $\alpha = 0$ es $V_{dm} = 3\sqrt{3}V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \tag{5-55}$$

El voltaje rms de salida se determina a partir de

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} 3V_m^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \sqrt{3}\, V_m \left[\frac{3}{4\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\operatorname{sen} 2\alpha\right)\right]^{1/2} \tag{5-56}$$

Para $\alpha \leq \pi/3$, y un voltaje de salida continuo:

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} v_{ac}\, d(\omega t)\right] = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{5-54a}$$

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \tag{5-55a}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab}^2\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} v_{ac}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \sqrt{3}\, V_m \left[\frac{3}{4\pi}\left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos^2\alpha\right)\right]^{1/2} \tag{5-56a}$$

Ejemplo 5-9

Repita el Ejemplo 5-8 para el semiconvertidor trifásico de la figura 5-8a.

Solución El voltaje de fase es $V_s = 208/\sqrt{3} = 120.1$ V, $V_m = \sqrt{2}V_s = 169.83$, $V_n = 0.5$ y $R = 10$ Ω. El voltaje de salida máximo es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi} = 3\sqrt{3} \times \frac{169.83}{\pi} = 280.9 \text{ V}$$

El voltaje promedio de salida $V_{cd} = 0.5 \times 208.9 = 140.45$ V.

(a) Para $\alpha \leq \pi/3$ y la ecuación (5-55), obtenemos $V_n \leq (1 + \cos \pi/3)/2 = 75\%$. Con una carga resistiva y una salida del 50%, el voltaje de salida es discontinuo. De la ecuación (5-55), 0.5 = 0.5 /(1 + cos α) lo que nos da un ángulo de retraso $\alpha = 90°$.

(b) La corriente promedio de salida $I_{cd} = V_{cd}/R = 140.45/10 = 14.05$ A. De la ecuación (5-56),

$$V_{rms} = \sqrt{3} \times 169.83 \left[\frac{3}{4\pi}\left(\pi - \frac{\pi}{2} + 0.5 \operatorname{sen} 2 \times 90°\right)\right]^{1/2} = 180.13 \text{ V}$$

y la corriente de carga rms $I_{rms} = 180.13/10 = 18.01$ A.

(c) La corriente promedio de un tiristor $I_A = I_{cd}/3 = 14.05/3 = 14.68$ A y la corriente rms de un tiristor $I_R = I_{rms}/\sqrt{3} = 18.01/\sqrt{3} = 10.4$ A.

(d) De la ecuación (3-44), la eficiencia de rectificación es

$$\eta = \frac{140.45 \times 14.05}{180.13 \times 18.01} = 0.608 \text{ o } 60.8\%$$

(e) Dado que un tiristor conduce durante $2\pi/3$, la corriente de línea rms de entrada es $I_s = I_{rms}\sqrt{2/3} = 14.71$ A. La especificación en volt-amperes de entrada, $VI = 3V_sI_s = 3 \times 120.1 \times 14.71 = 5300$. De la ecuación (3-49), TUF = 140.45 × 14.05/5300 = 0.372.

(f) La potencia de salida $P_o = I^2_{rms} R = 18.01^2 \times 10 = 3243.6$ W. El factor de potencia de entrada es PF = 3243.6/5300 = 0.612 (atrasado).

Nota. El factor de potencia es mejor que el de los convertidores trifásicos de media onda.

5-8.1 Semiconvertidores trifásicos con carga *RL*

El voltaje de salida del semiconvertidor trifásico de la figura 5-8a será continuo o discontinuo dependiendo del valor del ángulo de retraso α. En cualquier caso la forma de onda de salida se puede dividir en dos intervalos.

Caso 1: voltaje de salida continuo. Para $\alpha \leq \pi/3$, la forma de onda del voltaje de salida aparece en la figura 5-9.

Intervalo 1 para $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq \pi/2$: conducen el tiristor T_1 y el diodo D_3. El voltaje de salida se convierte en

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$$

donde V_{ab} es el voltaje rms línea a línea de entrada. La corriente de carga i_{L1} durante el intervalo 1 se puede determinar a partir de

$$L\frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$$

con las condiciones límite $i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{Lo}$ e $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{L1}$.

Intervalo 2 para $\pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6 + \alpha$: conducen el tiristor T_1 y el diodo D_1. El voltaje de salida se convierte en

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2}\, V_{ac} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$$

La corriente de carga i_{L2} durante el intervalo 2 se puede determinar a partir de

$$L\frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para}\,\frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{5\pi}{6} + \alpha$$

con las condiciones límite $i_{L2}(\omega t = \pi/2) = I_{L1}$ e $i_{L2}(\omega t = 5\pi/6 + \alpha) = I_{Lo}$.

Caso 2: voltaje de salida discontinuo. Para $\alpha \ge \pi/3$, la forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 5-8b.

Intervalo 1 para $\pi/2 \le \omega t \le \pi/6 + \alpha$: conduce el diodo D_m. El voltaje de salida es cero, $v_o = 0$ para $\pi/2 \le \omega t \le \pi/6 + \alpha$. La corriente de carga i_{L1} durante el intervalo 1 se puede determinar a partir de

$$L\frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0 \qquad \text{para}\,\frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{\pi}{6} + \alpha$$

con las condiciones límite $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{Lo}$ e $i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L1}$.

Intervalo 2 para $\pi/6 + \alpha \le \omega t \le 7\pi/6$: conducen el tiristor T_1 y el diodo D_1. El voltaje de salida se convierte en

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para}\,\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{7\pi}{6}$$

donde V_{ca} es el voltaje rms línea a línea de entrada. La corriente de carga i_{L2} durante el intervalo 2 se puede determinar a partir de

$$L\frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para}\,\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{7\pi}{6}$$

con las condiciones límite $i_{L2}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L1}$ e $i_{L2}(\omega t = 7\pi/6) = I_{Lo}$.

5-9 CONVERTIDORES TRIFASICOS COMPLETOS

Los convertidores trifásicos se utilizan ampliamente en aplicaciones industriales hasta el nivel de 220 kW, en las que se requiere de una operación en dos cuadrantes. En la figura 5-10a se muestra un circuito de convertidor completo, con una carga inductiva alta. Este circuito se conoce como puente trifásico. Los tiristores se disparan a intervalos de $\pi/3$. La frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es $6f_s$ siendo la necesidad de filtraje menor que la de los convertidores trifásicos semi y de media onda. En $\omega t = \pi/6 + \alpha$, el tiristor T_6 ya conduce y el tiristor T_1 se activa. Durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha) \le \omega t \le (\pi/2 + \alpha)$ conducen los tiristores T_1 y T_6 y a través de la carga aparece el voltaje línea a línea $v_{ab}(= v_{an} - v_{bn})$. En $\omega t = \pi/2 + \alpha$, el tiristor T_2 se dispara y el tiristor T_6 de inmediato invierte su polaridad. T_6 se desactiva debido a la conmutación natural. Durante el intervalo $(\pi/2 + \alpha) \le \omega t \le (5\pi/6 + \alpha)$, los tiristores T_1 y T_2 conducen y el voltaje de línea a línea, V_{ca}, aparece a través de la carga. Si los tiristores se numeran tal y como se muestra en la figura 5-10a, la secuencia de disparo es 12, 23, 34, 45, 56 y 61. En la figura 5-10b aparecen las formas de onda para el voltaje de entrada, para el voltaje de salida, para la corriente de entrada y las corrientes a través de los tiristores.

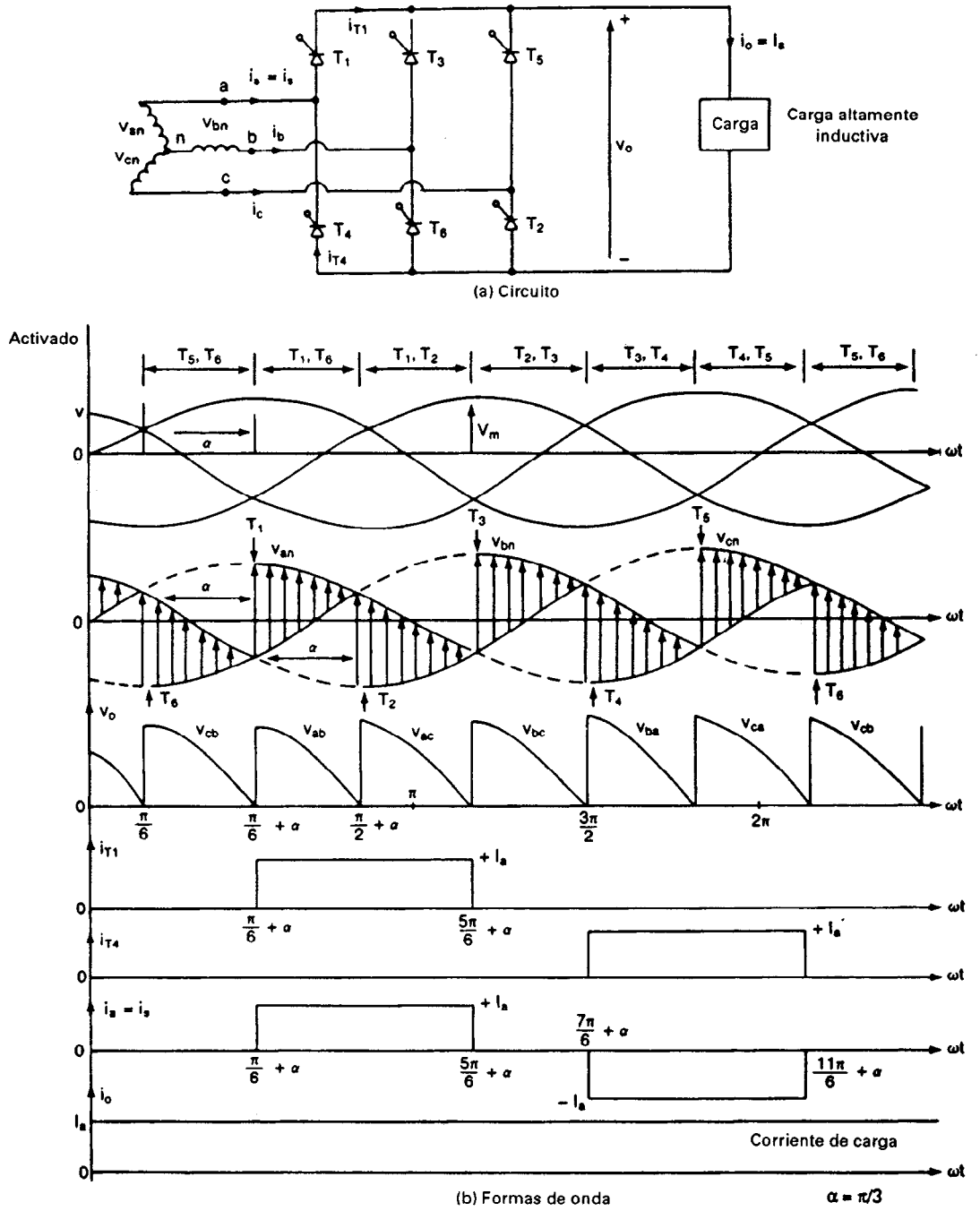


Figura 5-10 Convertidor trifásico completo.

Si los voltajes de línea a neutro se definen como

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

los voltajes línea a línea correspondientes son

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

El voltaje promedio de salida se determina a partir de

$$V_{cd} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab}\, d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$
$$= \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi}\cos\alpha \qquad (5\text{-}57)$$

El máximo voltaje promedio de salida, para el ángulo de retraso $\alpha = 0$ es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos\alpha \qquad (5\text{-}58)$$

El valor rms del voltaje de salida se determina a partir de

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \sqrt{3}\, V_m \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2} \qquad (5\text{-}59)$$

En la figura 5-10b se muestran las formas de onda para $\alpha = \pi/3$. Para $\alpha > \pi/3$, el voltaje instantáneo de salida v_o tendrá una parte negativa. Dado que la corriente a través de los tiristores no puede ser negativa, la corriente de carga será siempre positiva. Por lo tanto, en el caso de una carga resistiva, el voltaje de carga instantáneo no puede ser negativo, y el convertidor completo se comportará como un semiconvertidor.

Un puente trifásico origina un voltaje de salida de seis pulsos. Para aplicaciones de alta potencia, como la transmisión de cd de alto voltaje y la propulsión de motores de cd, se requiere normalmente de una salida de 12 pulsos para reducir las componentes ondulatorias de salida y para aumentar la frecuencia de las mismas. Para producir una salida efectiva de 12 pulsos se puede combinar dos puentes de seis pulsos en serie o en paralelo. En la figura 5-11 se presentan dos configuraciones. Mediante la conexión de uno de los secundarios en estrella (Y) y el otro en delta (Δ) es posible obtener un desplazamiento de fase de 30° entre los embobinados secundarios.

Ejemplo 5-10

Repita el ejemplo 5-8 para el convertidor completo trifásico de la figura 5-10a.

Solución El voltaje de fase es $V_s = 208/\sqrt{3} = 120.1$ V, $V_m = \sqrt{2}V_s = 169.83$, $V_n = 0.5$, y $R = 10$ Ω. El voltaje máximo de salida $V_{dm} = 3\sqrt{3}\,V_m/\pi = 3\sqrt{3} \times 169.83/\pi = 280.9$ V. El voltaje promedio de salida $V_{cd} = 0.5 \times 280.9 = 140.45$ V.

(a) De la ecuación (5-58), $0.5 = \cos\alpha$, y el ángulo de retraso $\alpha = 60°$.

(b) La corriente promedio de salida $I_{cd} = V_{cd}/R = 140.45/10 = 14.05$ A. De la ecuación (5-59),

$$V_{rms} = \sqrt{3} \times 169.83 \left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos(2 \times 60°)\right]^{1/2} = 159.29 \text{ V}$$

y la corriente rms $I_{rms} = 159.29/10 = 15.93$ A.

(c) La corriente promedio del tiristor $I_A = I_{cd}/3 = 14.05/3 = 4.68$ A y la corriente rms de un tiristor $I_R = I_{rms}\sqrt{2/6} = 15.93\sqrt{2/6} = 9.2$ A.

(d) De la ecuación (3-44), la eficiencia de rectificación es

$$\eta = \frac{140.45 \times 14.05}{159.29 \times 15.93} = 0.778 \quad \text{o} \quad 77.8\%$$

(e) La corriente de línea de entrada rms $I_s = I_{rms}\sqrt{4/6} = 13$ A y la clasificación de volt-amperes de entrada, $VI = 3V_sI_s = 3 \times 120.1 \times 13 = 4683.9$ W. De la ecuación (3-49), $TUF = 140.45 \times 14.05/4683.9 = 0.421$.

(f) La potencia de salida $P_o = I^2_{rms}R = 15.93^2 \times 10 = 2537.6$ W. El factor de potencia $PF = 2537.6/4683.9 = 0.542$ (atrasado).

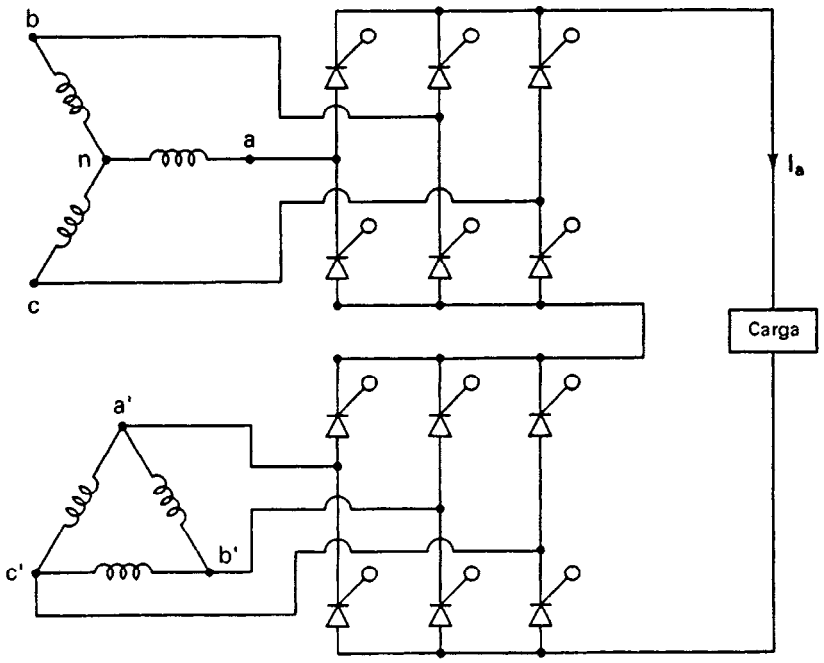
Nota. El factor de potencia es menor que el de los semiconvertidores trifásicos, pero mayor que el de los convertidores trifásicos de media onda.

Ejemplo 5-11

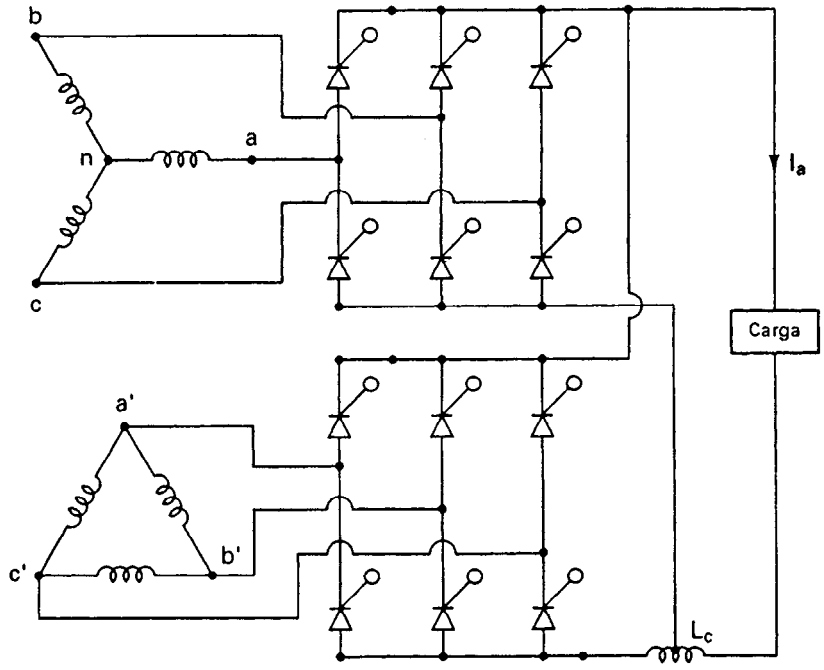
La corriente de carga del convertidor completo trifásico de la figura 5-10a es continua con un contenido de componentes ondulatorias despreciable. (a) Exprese la corriente de entrada en series de Fourier, determinando el factor armónico HF de la corriente de entrada, el factor de desplazamiento DF y el factor de potencia de entrada PF. (b) Si el ángulo de retraso $\alpha = \pi/3$, calcule V_n, HF, DF y PF.

Solución (a) La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 5-10b y la corriente instantánea de entrada de una fase puede expresarse en una serie de Fourier de la forma

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$



(a) Serie



(b) Paralelo

Figura 5-11 Configuraciones para una salida de 12 pulsos.

donde

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

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

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\operatorname{sen} n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

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

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\cos n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

Dado que $I_{cd} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{sn} \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{5-60}$$

El valor rms de la corriente de la enésima armónica de entrada está dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \tag{5-61}$$

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

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a\sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.3108 \quad \text{o} \quad 31.08\%$$

$$\text{DF} = \cos\phi_1 = \cos -\alpha$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos -\alpha = \frac{3}{\pi}\cos\alpha = 0.9549\ \text{DF}$$

(b) Para $\alpha = \pi/3$, $V_n = \cos(\pi/3) = 0.5$ pu, HF = 31.08%, DF = cos 60° = 0.5, y PF = 0.478 (atrás).

Nota. Si comparamos el factor de potencia con el del ejemplo 5-8, donde la carga es puramente resistiva, podremos notar que el factor de potencia de entrada depende del factor de potencia de la carga.

5-9.1 Convertidor trifásico completo con carga *RL*

De la figura 5-10b, el voltaje de salida es

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{\pi}{2} + \alpha$$

$$= \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen} \omega t' \qquad \text{para } \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

donde $\omega t' = \omega t + \pi/6$, y V_{ab} es el voltaje rms línea a línea de entrada. Seleccionando v_{ab} como el voltaje de referencia de tiempo, se puede encontrar la corriente de carga i_L a partir de

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen} \omega t' \qquad \text{para } \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

cuya solución a partir de la ecuación (3-81) es

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z}\operatorname{sen}(\omega t' - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z}\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \theta\right)\right] e^{(R/L)[(\pi/3+\alpha)/\omega - t']} \tag{5-62}$$

donde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. En una condición de régimen permanente, $i_L(\omega t' = 2\pi/3 + \alpha) = i_L(\omega t' = \pi/3 + \alpha) = I_{L1}$. Aplicando esta condición a la ecuación (5-62), obtenemos el valor de I_{L1} como

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z}\frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 + \alpha - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 + \alpha - \theta)e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \qquad \text{para } I_{L1} \ge 0 \tag{5-63}$$

Ejemplo 5-12*

El convertidor completo trifásico de la figura 5-10a tiene una carga $L = 1.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$ y $E = 10$ V. El voltaje de entrada línea a línea es $V_{ab} = 208$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$. Determine (a) la corriente de carga de régimen permanente I_{L1} en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (o también $\omega t = \pi/6 + \alpha$), (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) la corriente rms de salida I_{rms} y (e) la corriente promedio de salida I_{cd}.

Solución $\alpha = \pi/3$, $R = 2.5\ \Omega$, $L = 1.5$ 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 $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74°$.

(a) La corriente de carga en régimen permanente en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$, $I_{L1} = 20.49$ A.

(b) La integración numérica de i_L en la ecuación (3-62), entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$, proporciona la corriente promedio del tiristor, $I_A = 17.42$ A.

(c) Mediante la integración numérica de i_L^2, entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$, obtenemos la corriente rms del tiristor $I_R = 31.32$ A.

(d) La corriente rms de salida $I_{rms} = \sqrt{3} I_R = \sqrt{3} \times 31.32 = 54.25$ A.

(e) La corriente promedio de salida $I_{cd} = 3I_A = 3 \times 17.42 = 52.26$ A.

5-10 CONVERTIDORES TRIFASICOS DUALES

En muchos propulsores de velocidad variable se requiere normalmente de una operación en los cuatro cuadrantes, y en aplicaciones hasta el nivel de los 2000 kW se utilizan en forma extensa convertidores trifásicos duales. En la figura 5-12a se muestran convertidores trifásicos duales en los que dos convertidores trifásicos están conectados espalda con espalda. Vimos en la sección 5-5 que debido a diferencias instantáneas de voltaje entre los voltajes de salida de los convertidores, fluye una corriente circulante a través de los convertidores. La corriente circulante está por lo general limitada por el reactor circulante, L_r, tal y como se muestra en la figura 5-12a. Los dos convertidores están controlados de tal forma que si α_1 es el ángulo de retraso del convertidor 1, el ángulo de retraso del convertidor 2 es $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$. En la figura 5-10b se muestran las formas de onda de los voltajes de entrada, los voltajes de salida y el voltaje a través del inductor L_r. La operación de cada convertidor es idéntica a la de un convertidor trifásico completo. Durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$, el voltaje línea a línea v_{ab} aparece a través de la salida del convertidor 1 y v_{bc} aparece a través del convertidor 2.

Si los voltajes línea a neutro se definen como

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

los voltajes correspondientes línea a línea son

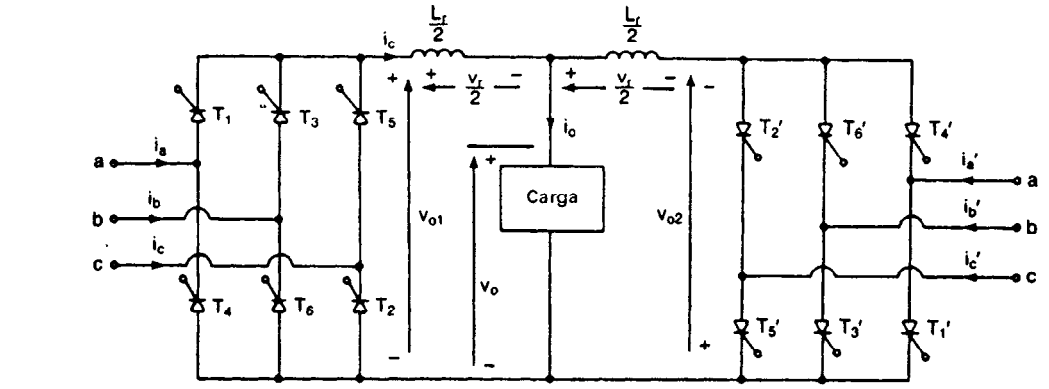
$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

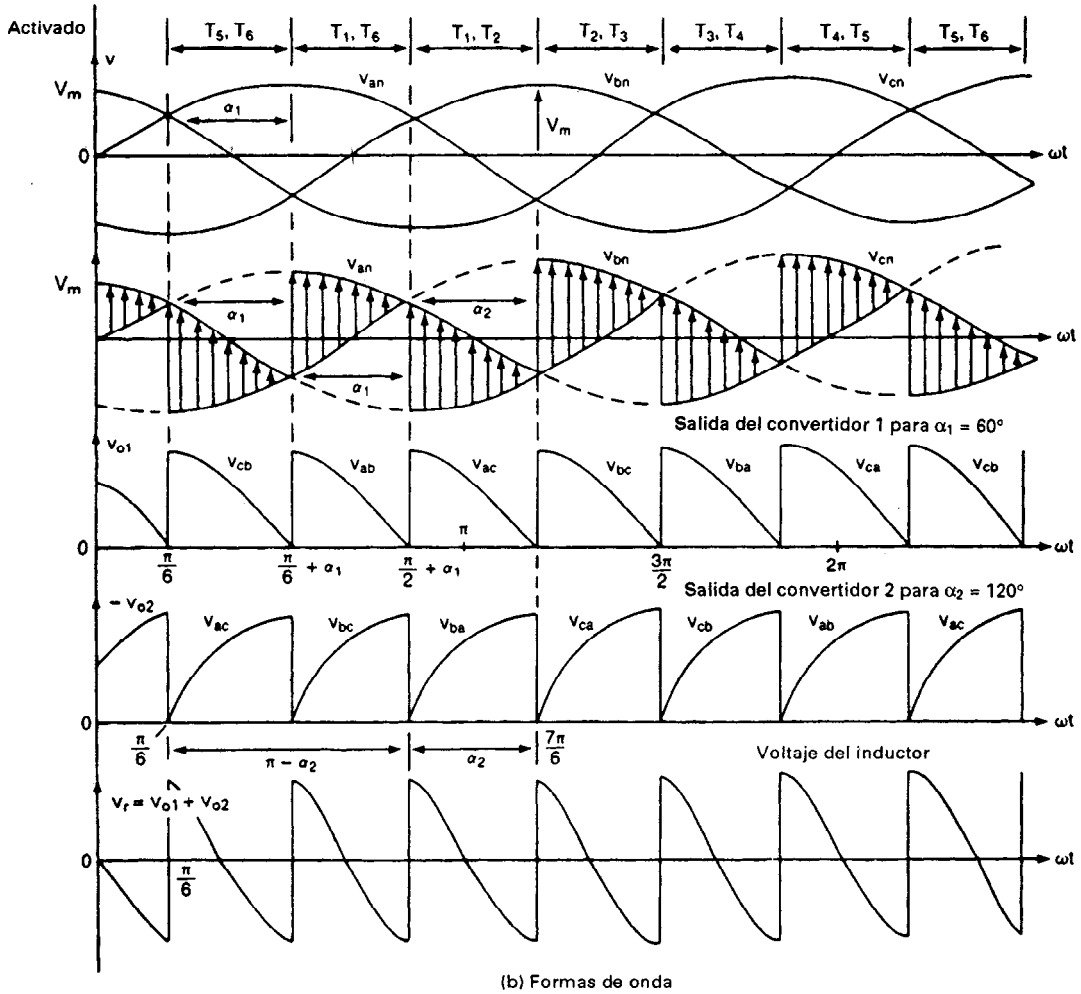
$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$$

Si v_{o1} y v_{o2} son los voltajes de salida de los convertidores 1 y 2, respectivamente, el voltaje instantáneo a través del inductor durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ será

$$\begin{aligned} v_r &= v_{o1} + v_{o2} = v_{ab} - v_{bc} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left[\operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] \\ &= 3V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \tag{5-64}$$



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 5-12 Convertidor trifásico dual.

La corriente circulante se puede determinar a partir de

$$i_r(t) = \frac{1}{\omega L_r}\int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} v_r\, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r}\int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} 3V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$
$$= \frac{3V_m}{\omega L_r}\left[\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}\alpha_1\right] \tag{5-65}$$

La corriente circulante depende del ángulo de retraso α_1 y de la inductancia L_r. Esta corriente se hace máxima cuando $\omega t = 2\pi/3$ y $\alpha_1 = 0$. Aun en ausencia de cualquier carga externa, los convertidores estarían activados continuamente debido a la corriente circulante como resultado de un voltaje de componente ondulatoria a través del inductor. Esto permite una inversión suave de la corriente de carga durante el paso de una operación de un cuadrante a otro proporcionando respuestas dinámicas rápidas, especialmente en el caso de propulsiones de motores eléctricos.

5-11 MEJORAS AL FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia de los convertidores controlados por fase depende del ángulo de retraso α, y es por lo general bajo, especialmente en rangos bajos del voltaje de salida. Estos convertidores generan armónicas en la alimentación. Las conmutaciones forzadas pueden mejorar el factor de potencia de entrada y reducir los niveles de armónicas. Estas técnicas de conmutación forzada son cada vez más atractivas para la conversión de ca a cd. Con los adelantos tecnológicos en dispositivos semiconductores de potencia (por ejemplo los tiristores con desactivación por compuerta) la conmutación forzada se puede poner en operación en sistemas prácticos. En esta sección se analizarán las técnicas básicas de la conmutación forzada para convertidores de ca a cd, que se pueden clasificar como sigue:

1. Control del ángulo de extinción
2. Control del ángulo simétrico
3. Modulación del ancho de pulso
4. Modulación senoidal del ancho de pulso

5-11.1 Control del ángulo de extinción

En la figura 5-13a se muestra un semiconvertidor monofásico, en el que los tiristores T_1 y T_2 han sido reemplazados por los interruptores S_1 y S_2. Las acciones de conmutación de S_1 y S_2 pueden llevarse a cabo por tiristores de desactivación por compuerta (GTO). Las características de los GTO son tales que un GTO se puede activar mediante la aplicación de un corto pulso positivo a su compuerta, como en el caso de los tiristores normales, y se puede desactivar mediante un corto pulso negativo a su compuerta.

En el control del ángulo de extinción, el interruptor S_1 es activado en $\omega t = 0$ y desactivado mediante conmutación forzada en $\omega t = \pi - \beta$. El interruptor S_2 es activado en $\omega t = \pi$ y desactivado en $\omega t = (2\pi - \beta)$. El voltaje de salida se controla mediante la variación del ángulo de extinción, β. En la figura 5-13b se muestran las formas de onda para el voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada y la corriente a través de los tiristores interruptores.

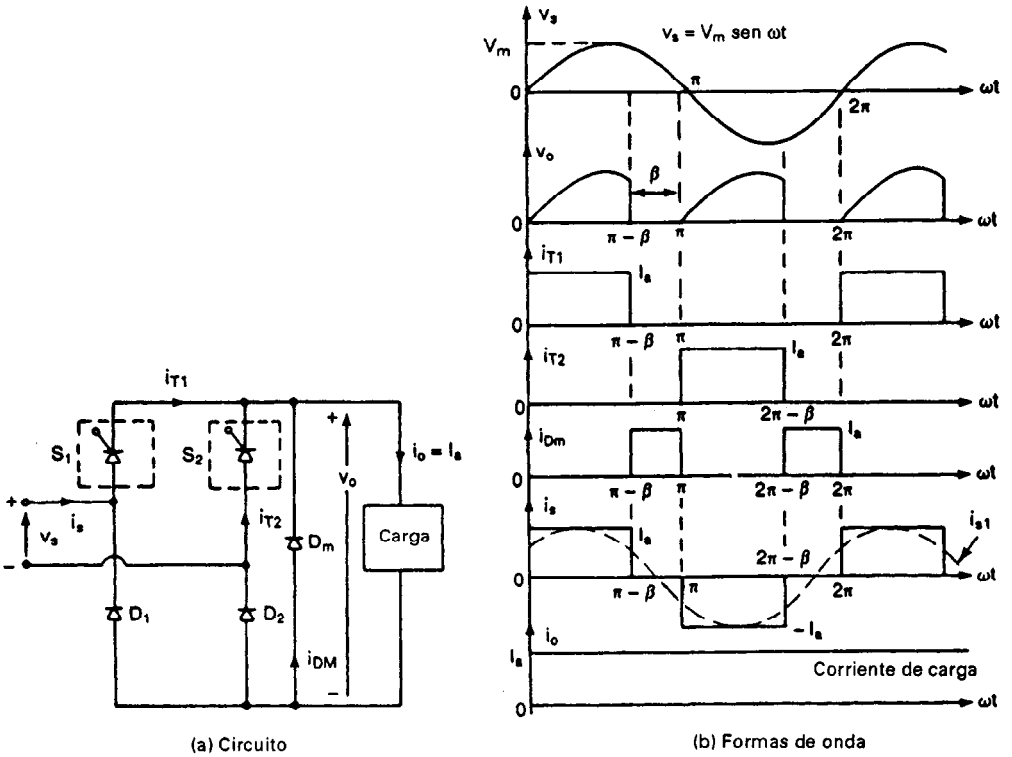


Figura 5-13 Semiconvertidor monofásico de conmutación forzada.

La componente fundamental de la corriente de entrada está adelantada respecto al voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento (así como el factor de potencia) esta en adelanto. En algunas aplicaciones, esta característica puede ser conveniente para simular una carga capacitiva y compensar por caídas de voltaje en línea.

El voltaje promedio de salida se determina a partir de

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi-\beta} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \beta) \tag{5-66}$$

y V_{cd} se puede variar desde $2V_m/\pi$ hasta 0, variando β de 0 hasta π. El voltaje rms de salida está dado por

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi-\beta} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \beta + \frac{\operatorname{sen} 2\beta}{2}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5-67}$$

En la figura 5-14a aparece un convertidor monofásico completo, en el que los tiristores T_1, T_2, T_3 y T_4 han sido reemplazados por interruptores de conmutación forzada S_1, S_2, S_3 y S_4. Cada uno de los interruptores conduce durante 180°. Los interruptores S_1 y S_2 están ambos activos desde $\omega t = 0$ hasta $\omega t = \pi - \beta$ y proporcionan potencia a la carga durante el medio ciclo positivo de

voltaje de entrada. En forma similar, los interruptores S_3 y S_4 están activos desde $\omega t = \pi$ hasta $\omega t = \pi - \beta$ y proporcionan potencia a la carga durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada. En caso de cargas inductivas, debe proporcionarse una trayectoria de marcha libre para la corriente de carga mediante los interruptores S_1S_4 o bien S_3S_2. La secuencia de disparo sería 12, 14, 43 y 32. En la figura 5-14b se puede observar las formas de onda para el voltaje de entrada, para el voltaje de salida, para la corriente de entrada y para las corrientes a través de los interruptores. Cada interruptor conduce durante 180° operándose este convertidor como un semiconvertidor. La acción de marcha libre se lleva a cabo a través de dos de los interruptores de un mismo brazo. Los voltajes de salida promedio y rms se expresan en las ecuaciones (5-66) y (5-67), respectivamente.

El rendimiento de los convertidores semi y completos con control de ángulo de extinción es similar a los de control de ángulo de fase, excepto porque el factor de potencia es adelantado. En el caso del control por ángulo de fase, el factor de potencia es atrasado.

5-11.2 Control del ángulo simétrico

El control del ángulo simétrico permite la operación en un cuadrante, en la figura 5-13a se muestra un semiconvertidor monofásico con interruptores S_1 y S_2 de conmutación forzada. El interrup-

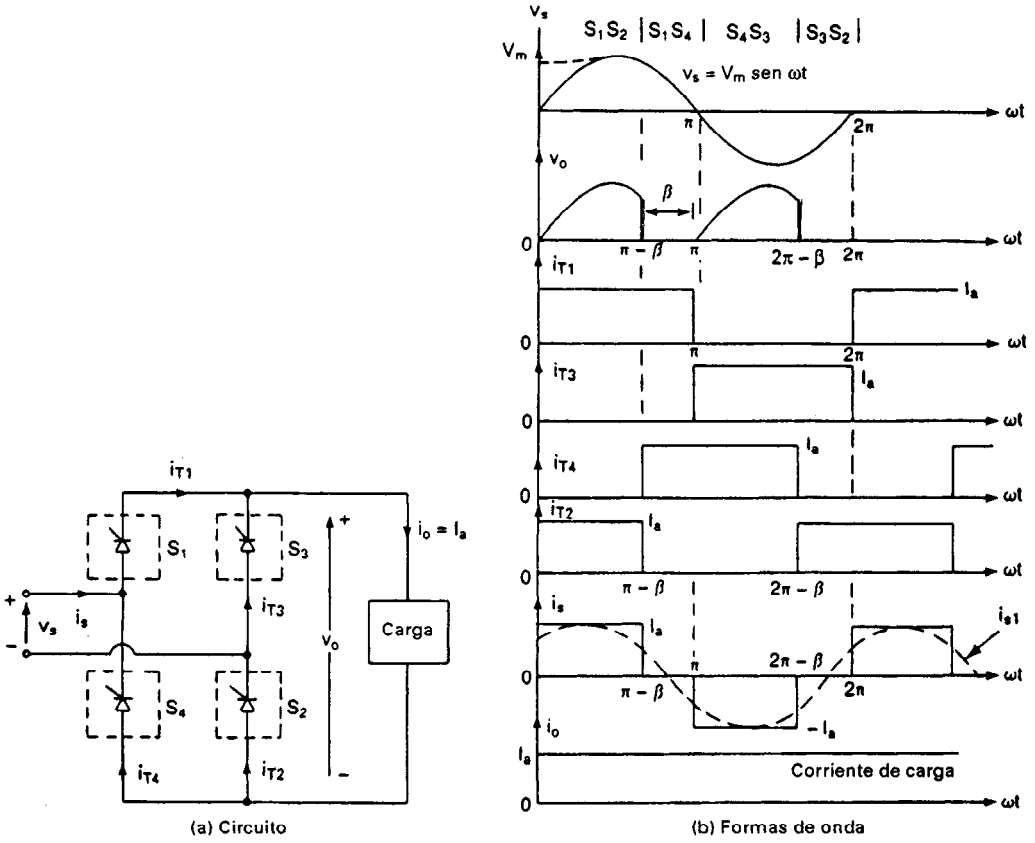


Figura 5-14 Convertidor monofásico completo de conmutación forzada.

tor S_1 se activa en $\omega t = (\pi - \beta)/2$ y se desactiva en $\omega t = (\pi + \beta)/2$. El interruptor S_2 se activa en $\omega t = (3\pi - \beta)/2$ y se desactiva en $\omega t = (3\pi + \beta)/2$. El voltaje de salida es controlado mediante la variación del ángulo de conducción β. Las señales de compuerta son generadas al comparar las ondas semisenoidales con una señal de cd, tal y como se muestra en la figura 5-15b. La figura 5-15a muestra las formas de onda del voltaje de entrada, del voltaje de salida, de la corriente de entrada y de la corriente a través de los interruptores. La componente fundamental de la corriente de entrada está en fase con el voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento es la unidad. De tal forma, el factor de potencia queda mejorado.

El voltaje promedio de salida se encuentra a partir de

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi}\int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\beta}{2} \tag{5-68}$$

y al variar β desde π hasta 0, se puede variar V_{cd} desde $2V_m/\pi$ hasta 0. El voltaje rms de salida está dado por

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{2}{2\pi}\int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{\pi}(\beta + \operatorname{sen}\beta)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5-69}$$

Ejemplo 5-13

El convertidor completo monofásico de la figura 5-14a se opera con control de ángulo simétrico. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua, siendo la componente ondulatoria despreciable. (a) Exprese la corriente de entrada del convertidor con una serie de Fourier y determine el factor armónico HF de la corriente de entrada, el factor de desplazamiento DF y el factor de potencia de entrada PF. (b) Si el ángulo de conducción es $b = \pi/3$ y el voltaje pico de entrada es $V_m = 169.83$ V, calcule V_{cd}, V_{rms}, HF, DF y PF.

Solución (a) La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 5-15a, y la corriente instantánea de entrada se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$a_o = I_{cd} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} I_a \, d(\omega t) - \int_{(3\pi-\beta)/2}^{(3\pi+\beta)/2} I_a \, d(\omega t)\right] = 0$$

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

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\beta}{2} \qquad \text{para } n = 1, 3, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

Dado que $I_{cd} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5-70}$$

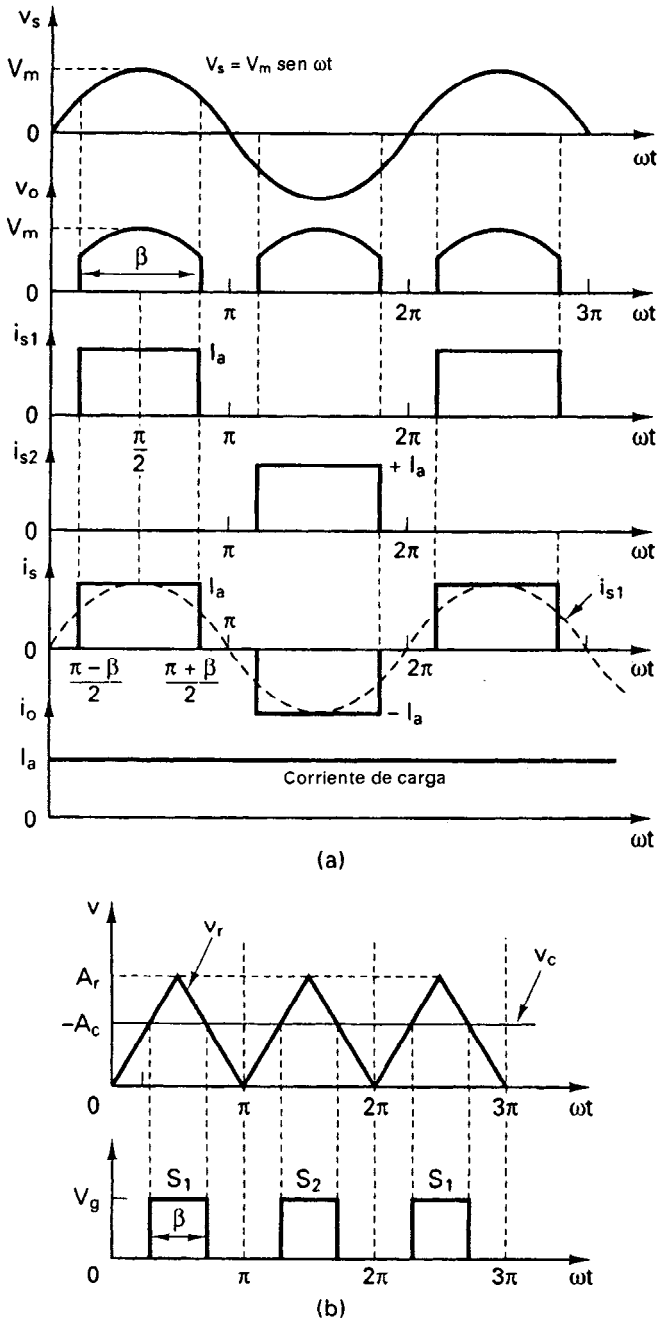


Figura 5-15 Control del ángulo simétrico.

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = 0 \tag{5-71}$$

El valor rms de la corriente de entrada de la enésima armónica está dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\,I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\beta}{2} \tag{5-72}$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\,I_a}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\beta}{2} \tag{5-73}$$

La corriente rms de entrada se encuentra como

$$I_s = I_a\sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \tag{5-74}$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = \left[\frac{\pi\beta}{4(1-\cos\beta)} - 1\right]^{1/2} \tag{5-75}$$

$$\text{DF} = \cos\phi_1 = 1 \tag{5-76}$$

$$\text{PF} = \left(\frac{I_{s1}}{I_s}\right)\text{DF} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\beta\pi}}\operatorname{sen}\frac{\beta}{2} \tag{5-77}$$

(b) $\beta = \pi/3$ y DF = 1.0. De la ecuación (5-68)

$$V_{cd} = \left(2 \times \frac{169.83}{\pi}\right)\operatorname{sen}\frac{\pi}{6} = 54.06\ \text{V}$$

De la ecuación (5-69),

$$V_{rms} = \frac{169.83}{\sqrt{2}}\left(\frac{\beta + \operatorname{sen}\beta}{\pi}\right)^{1/2} = 93.72\ \text{V}$$

$$I_{s1} = I_a\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)\operatorname{sen}\frac{\pi}{6} = 0.4502I_a$$

$$I_s = I_a\sqrt{\frac{\beta}{\pi}} = 0.5774I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.803 \quad \text{o} \quad 80.3\%$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} = 0.7797\ \text{(atrasado)}$$

Nota. El factor de potencia ha mejorado en forma significativa, aun más alto que el del convertidor monofásico completo en serie de la figura 5-6a. Sin embargo, el factor armónico ha aumentado.

5-11.3 Control por modulación del ancho de pulso

Si se controla el voltaje de salida de los convertidores monofásicos semi o completos, mediante la variación del ángulo de retraso, el ángulo de extinción o el ángulo simétrico, sólo habrá un pulso

por cada medio ciclo en la corriente de entrada del convertidor, como resultado la armónica de menor orden será la tercera. Resulta difícil filtrar una corriente armónica de orden menor. En el control por modulación del ancho de pulso (PWM), los conmutadores del convertidor se cierran y se abren varias veces durante medio ciclo, el voltaje de salida se controla variando el ancho de los pulsos. Las señales de compuerta se generan comparando una onda triangular con una señal de corriente directa, tal y como se muestra en la figura 5-16b. La figura 5-16a muestra el voltaje de entrada, el voltaje de salida y la corriente de entrada. Se pueden eliminar o reducir armónicas de orden menor, si se selecciona el número de pulsos por medio ciclo. Sin embargo, al aumentar el número de pulsos aumentará también el número de armónicas de orden más alto, que se podrán filtrar con facilidad.

Se puede determinar el voltaje de salida y los parámetros de rendimiento del convertidor en dos pasos: (1) considerando sólo un par de pulsos, tales que si uno de ellos inicia en $\omega t = \alpha_1$ y termina en $\omega t = \alpha_1 + \delta_1$, el otro empieza en $\omega t = \pi + \alpha_1$ y termina en $\omega t = (\pi + \alpha_1 + \delta_1)$, y (2) combinando los efectos de todos los pares. Si el pulso de orden m se inicia en $\omega t = \alpha_m$, y su ancho es δ_m, el voltaje promedio de salida debido a un número p de pulsos se encuentra a partir de

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \right] \\ &= \frac{V_m}{\pi} \sum_{m=1}^{p} [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)] \end{aligned} \tag{5-78}$$

Si la corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y tiene una componente ondulatoria despreciable, la corriente instantánea de entrada se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$i_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{5-79}$$

En vista de la simetría de la forma de onda de la corriente de entrada, no existirán armónicas pares, e I_{cd} deberá ser 0 y los coeficientes de la ecuación (5-79) son

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} I_a \cos n\omega t \, d(\omega) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta_m} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) \right] = 0 \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta_m} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^{p} [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)] \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \end{aligned} \tag{5-80}$$

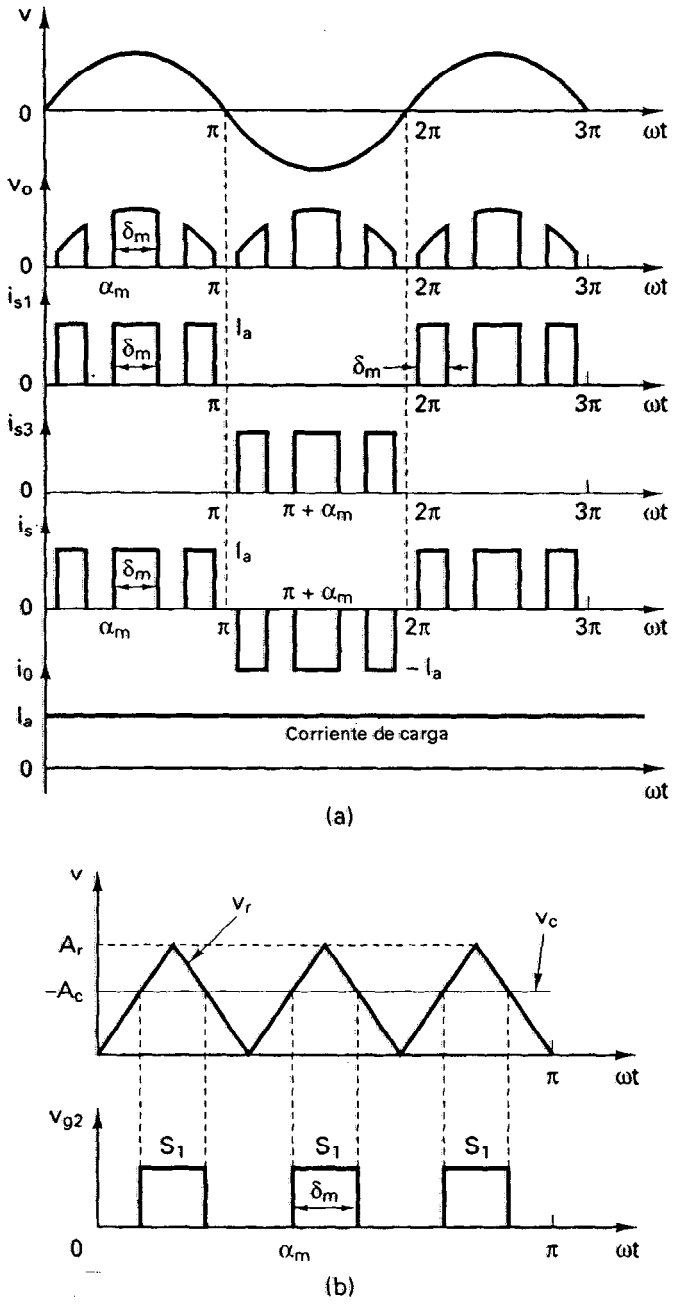


Figura 5-16 Control por modulación de ancho de pulso.

La ecuación (5-79) se puede reescribir

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5-81}$$

donde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n) = 0$ e $I_n = (a^2_n + b^2_n)^{1/2}/\sqrt{2} = b_n/\sqrt{2}$.

5-11.4 Modulación senoidal del ancho de pulso

Para controlar el voltaje de salida se puede variar el ancho de los pulsos. Si cada medio ciclo existen p pulsos de igual ancho, el ancho máximo de un pulso es π/p. Sin embargo, el ancho de los pulsos puede ser diferente. Es posible seleccionar el ancho de los pulsos, de forma que ciertas armónicas sean eliminadas. Existen distintos métodos para variar el ancho de los pulsos, siendo el más común la modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM). En el control senoidal PWM, tal y como se muestra en la figura 5-17, se generan los anchos de pulso comparando un voltaje de referencia triangular v_r de amplitud A_r y de frecuencia f_r, con un voltaje semisenoidal portador v_c de amplitud variable A_c y de frecuencia $2f_s$. El voltaje senoidal v_c está en fase con el voltaje de fase de entrada v_s y tiene dos veces la frecuencia de la alimentación f_s. El ancho de los pulsos (y el voltaje de salida) varía al modificar la amplitud A_c o el índice de modulación M desde 0 hasta 1.

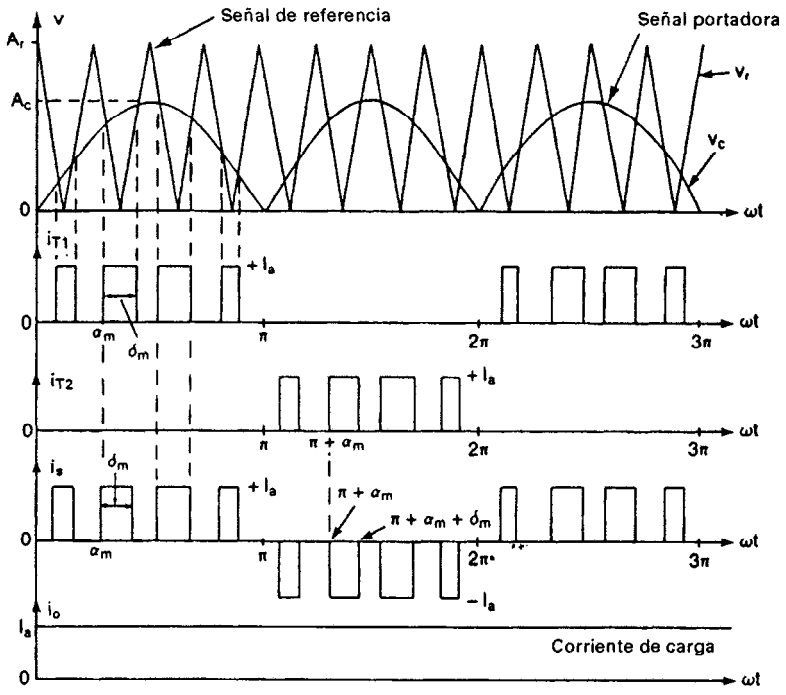


Figura 5-17 Control senoidal del ancho de pulso.

El *índice de modulación* se define como

$$M = \frac{A_c}{A_r} \tag{5-82}$$

En un control con modulación senoidal del ancho de pulso, el factor de desplazamiento es la unidad y el factor de potencia se mejora. Las armónicas de orden menor se eliminan o se reducen. Por ejemplo, con cuatro pulsos por medio ciclo, la armónica de orden más reducido es la quinta; y con seis pulsos por medio ciclo, la armónica de orden menor es la séptima. Se pueden utilizar programas de computadora para evaluar los rendimientos del control PWM uniforme y PWM senoidal, respectivamente.

5-12 DISEÑO DE CIRCUITOS CONVERTIDORES

Para diseñar circuitos convertidores es necesario determinar las especificaciones de los tiristores y diodos. Los tiristores y los diodos se especifican mediante la corriente promedio, la corriente rms, la corriente de pico y el voltaje de pico inverso. En el caso de los rectificadores controlados, las especificaciones de corriente de los dispositivos dependen del ángulo de retraso (o de control). Las especificaciones de los dispositivos de potencia deben diseñarse para la condición del peor caso, que ocurre cuando el convertidor entrega el voltaje de salida promedio máximo V_{dm}.

La salida de los convertidores contiene armónicas que dependen del ángulo de control (o de retraso) y en la condición de peor caso generalmente prevalecen bajo la condición de voltaje de salida mínima. Se deben diseñar los filtros de entrada y de salida bajo condiciones de voltaje mínimas de salida. En el diseño de convertidores y de filtros los pasos necesarios son similares a los del diseño de circuitos de rectificadores de la sección 3-13.

Ejemplo 5-14

Un convertidor trifásico completo se opera a partir de una alimentación de 230-V 60-Hz. La carga es altamente inductiva y la corriente promedio de carga es I_a = 150 A con un contenido de componente ondulatoria despreciable. Si el ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$, determine las especificaciones de los tiristores.

Solución Las formas de onda para las corrientes de tiristor se muestran en la figura (5-10b), $V_s = 230/\sqrt{3} = 132.79$ V, $V_m = 187.79$ V y $\alpha = \pi/3$. De la ecuación (5-57), $V_{cd} = 3(\sqrt{3}/\pi) \times 187.79 \times \cos(\pi/3) = 155.3$ V. La potencia de salida $P_{cd} = 155.3 \times 150 = 23{,}295$ W. La corriente promedio a través del tiristor $I_A = 150/3 = 50$ A. La corriente rms a través de un tiristor $I_R = 150\sqrt{2/6} = 86.6$ A. La corriente de pico a través de un tiristor $I_{PT} = 150$ A. El voltaje de pico inverso es la amplitud pico del voltaje de línea a línea PIV = $\sqrt{3}\, V_m = \sqrt{3} \times 187.79 = 325.27$ V.

Ejemplo 5-15*

Un convertidor monofásico, completo tal como el que se muestra en la figura 5-18, utiliza el control de ángulo de retraso siendo alimentado con 120-V 60-Hz. (a) Utilice el método de las series de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_o(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$ como una función del ángulo de retraso α. (b) Si $\alpha = \pi/3$, E = 10 V, L = 20 mH y R = 10 Ω, determine el valor rms de la corriente armónica de menor orden en la carga. (c) Si en la parte (b) se conecta un capacitor de filtro a través de la carga, determine el valor del capacitor, necesario para reducir la corriente armónica de menor orden al 10% del valor que tendría sin el capacitor. (d) Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida y la corriente de carga así como para calcular la distorsión armónica total (THD) de la corriente de carga y el factor de potencia de entrada (PF) con el capacitor de filtro de salida de la parte (c).

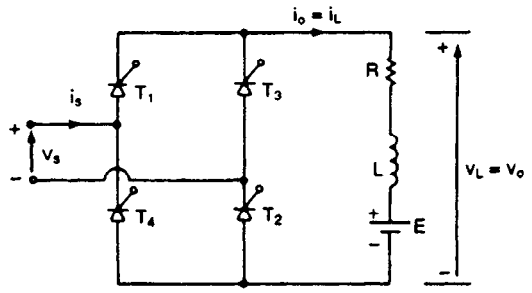


Figura 5-18 Convertidor monofásico completo con carga RL.

Solución (a) La forma de onda para el voltaje de salida aparece en la figura 5-3c. La frecuencia del voltaje de salida es dos veces la de la alimentación principal. El voltaje instantáneo de salida se puede espaciar en una serie de Fourier de la forma

$$v_o(t) = V_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{5-83}$$

donde

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha$$

$$a_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1}\right]$$

$$b_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\left[\frac{\operatorname{sen}(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\operatorname{sen}(n-1)\alpha}{n-1}\right]$$

La impedancia total

$$Z = R + j(n\omega L) = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \underline{/\theta_n}$$

y $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividiendo $v_o(t)$ de la ecuación (5-83) entre la impedancia de la carga Z y simplificando los términos del seno y el coseno obtenemos la corriente instantánea de carga como

$$i_o(t) = I_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n - \theta_n) \tag{5-84}$$

donde $I_{cd} = (V_{cd} - E)/R$, $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$, y

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

(b) Si $\alpha = \pi/3$, $E = 10$ V, $L = 20$ mH, $R = 10\Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.71$ V y $V_{cd} = 54.02$ V.

$$I_{dc} = \frac{54.02 - 10}{10} = 4.40 \text{ A}$$

$a_1 = -0.833$, $b_1 = -0.866$, $\phi_1 = 223.9°$, $\theta_1 = 56.45°$

$a_2 = 0.433$, $b_2 = -0.173$, $\phi_2 = 111.79°$, $\theta_2 = 71.65°$

$a_3 = -0.029$, $b_3 = 0.297$, $\phi_3 = -5.5°$, $\theta_3 = 77.53°$

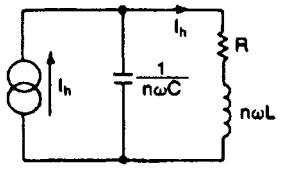


Figura 5-19 Circuito equivalente para armónicas.

$$i_L(t) = 4.4 + \frac{2V_m}{\pi[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}}[1.2\,\text{sen}(2\omega t + 223.9° - 56.45°) + 0.47\,\text{sen}(4\omega t + 111.79° - 71.65°) + 0.3\,\text{sen}(6\omega t - 5.5° - 77.53°) + \cdots]$$

$$= 4.4 + \frac{2 \times 169.71}{\pi[10^2 + (7.54n)^2]^{1/2}}[1.2\,\text{sen}(2\omega t + 167.45°) + 0.47\,\text{sen}(4\omega t + 40.14°) + 0.3\,\text{sen}(6\omega t - 80.03°) + \cdots] \quad (5\text{-}85)$$

La segunda armónica es la menor y su valor rms es

$$I_2 = \frac{2 \times 169.71}{\pi[10^2 + (7.54 \times 2)^2]^{1/2}}\left(\frac{1.2}{\sqrt{2}}\right) = 5.07\ \text{A}$$

(c) La figura 5-19 muestra el circuito equivalente para las armónicas. Utilizando la regla del divisor de corrientes, la corriente de armónicas a través de la carga está dada por

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(n\omega C)}{\{R^2 + [n\omega L - 1/(n\omega C)]^2\}^{1/2}}$$

Para $n = 2$ y $\omega = 377$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(2 \times 377C)}{\{10^2 + [2 \times 7.54 - 1/(2 \times 377C)]^2\}^{1/2}} = 0.1$$

y esto da $C = -670\ \mu\text{F}$ o bien $793\ \mu\text{F}$. Por lo tanto, $C = 793\ \mu\text{F}$.

(d) El voltaje de pico de la alimentación $V_m = 169.7$ V. Para $\alpha_1 = 60°$, el retraso de tiempo $t_1 = (60/360) \times (1000/60\ \text{Hz}) \times 1000 = 2777.78\ \mu\text{s}$ y el retraso de tiempo $t_2 = (240/360) \times (1000/60\ \text{Hz}) \times 1000 = 11{,}111.1\ \mu\text{s}$. El circuito del convertidor total monofásico para la simulación PSpice aparece en la figura 5-20a. Los voltajes de compuerta V_{g1}, V_{g2}, V_{g3} y V_{g4} para los

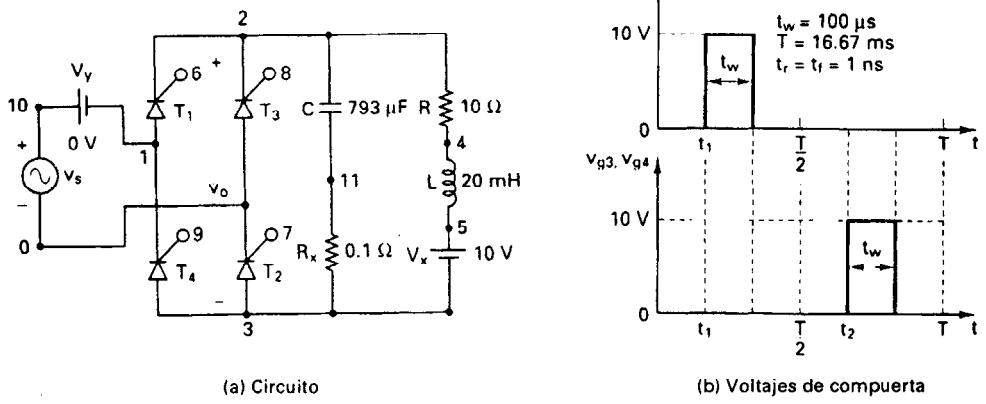


Figura 5-20 Convertidor monofásico completo para la simulación PSpice

tiristores se muestran en la figura 5-20b. La definición de su circuito para el modelo de tiristor SCR se describió en la sección 4-14.

La lista del archivo de circuito es la siguiente:

```
Example 5-15      Single-Phase Full Converter
VS    10     0      SIN (0  169.7V   60HZ)
Vg1    6     0      PULSE (0V  10V    2777.8US   1NS   1NS   100US   16666.7US)
Vg2    7     0      PULSE (0V  10V    2777.8US   1NS   1NS   100US   16666.7US)
Vg3    8     0      PULSE (0V  10V   11111.1US   1NS   1NS   100US   16666.7US)
Vg4    9     0      PULSE (0V  10V   11111.1US   1NS   1NS   100US   16666.7US)
R      2     4      10
L      4     5      20MH
C      2    11      793UF
RX    11     3      0.1          ; Added to help convergence
VX     5     3      DC     10V   ; Load battery voltage
VY    10     1      DC     0V    ;Voltage source to measure supply current
*   Subcircuit calls for thyristor model
XT1    1     2     6     2     SCR        ; Thyristor T1
XT3    0     2     8     2     SCR        ; Thyristor T3
XT2    3     0     7     0     SCR        ; Thyristor T2
XT4    3     1     9     1     SCR        ; Thyristor T4
*       Subcircuit SCR which is missing must be inserted
.TRAN   10US    35MS    16.67MS          ; Transient analysis
.PROBE                                   ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00u reltol = 1.0 m  vntol = 0.1 ITL5=10000
.FOUR  120HZ     I (VX)                  ; Fourier analysis
.END
```

Las graficas de PSpice para el voltaje de salida V(2,3) y de la corriente de carga I(VX) se muestran en la figura 5-21.

Las componentes Fourier de la corriente de carga son:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VX)
DC COMPONENT = 1.147163E+01
HARMONIC   FREQUENCY      FOURIER      NORMALIZED       PHASE       NORMALIZED
   NO        (HZ)        COMPONENT     COMPONENT        (DEG)      PHASE (DEG)
    1      1.200E+02     2.136E+00     1.000E+00     -1.132E+02     0.000E+00
    2      2.400E+02     4.917E-01     2.302E-01      1.738E+02     2.871E+02
    3      3.600E+02     1.823E-01     8.533E-02      1.199E+02     2.332E+02
    4      4.800E+02     9.933E-02     4.650E-02      7.794E+01     1.912E+02
    5      6.000E+02     7.140E-02     3.342E-02      2.501E+01     1.382E+02
    6      7.200E+02     4.339E-02     2.031E-02     -3.260E+01     8.063E+01
    7      8.400E+02     2.642E-02     1.237E-02     -7.200E+01     4.123E+01
    8      9.600E+02     2.248E-02     1.052E-02     -1.126E+02     6.192E+01
    9      1.080E+03     2.012E-02     9.420E-03     -1.594E+02    -4.617E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.535750E+01 PERCENT
```

Para encontrar el factor de potencia de entrada, necesitamos encontrar los componentes de Fourier de la corriente de entrada, que son los mismos que los de la corriente a través de la fuente de VY.

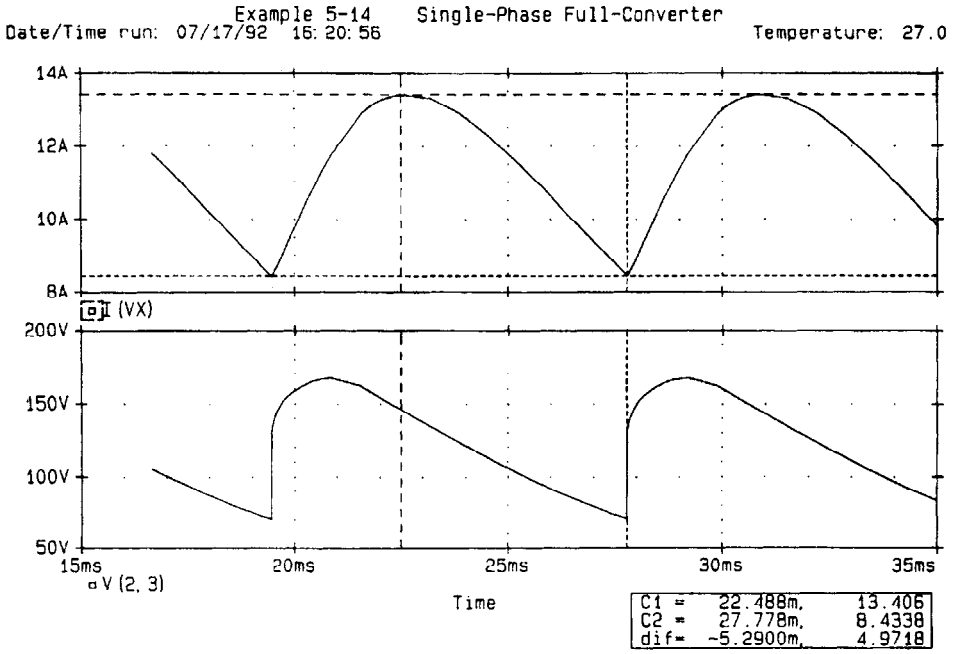


Figura 5-21 Graficas de SPice para el ejemplo 5-14.

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VY)
DC COMPONENT = 1.013355E-02
```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.202E+01	1.000E+00	5.801E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.073E-02	9.415E-04	4.033E+01	-1.768E+01
3	1.800E+02	1.958E+01	8.890E-01	-3.935E+00	6.194E+01
4	2.400E+02	2.167E-02	9.841E-04	-1.159E+01	-6.960E+01
5	3.000E+02	1.613E+01	7.323E-01	-5.968E+01	-1.177E+02
6	3.600E+02	2.218E-02	1.007E-03	-6.575E+01	-1.238E+02
7	4.200E+02	1.375E+01	6.243E-01	-1.077E+02	-1.657E+02
8	4.800E+02	2.178E-02	9.891E-04	-1.202E+02	-1.783E+02
9	5.400E+02	1.317E+01	5.983E-01	-1.542E+02	-2.122E+02

```
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.440281E+02 PERCENT
```

Distorsión total de la corriente de entrada, THD = 144% = 1.44

Angulo de desplazamiento, $\phi_1 = 58.01°$

Factor de desplazamiento, DF = $\cos \phi_1 = \cos(-58.01) = 0.53$ (atrasado)

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%THD/100)^2]^{1/2}} \cos \phi_1 \tag{5-86}$$

$$= \frac{1}{(1 + 1.44^2)^{1/2}} \times 0.53 = 0.302 \text{ (atrasado)}$$

Notas

1. Los análisis arriba efectuados son válidos únicamente si el ángulo de retraso α es mayor que α_0, que está dado por

$$\alpha_0 = \text{sen}^{-1}\frac{E}{V_m} = \text{sen}^{-1}\frac{10}{169.71} = 3.38°$$

2. Debido al capacitor de filtro C, una alta corriente de carga pico fluye de la alimentación, y el THD de la corriente de entrada tiene un alto valor de 144%.
3. Sin el capacitor C, la corriente de carga se hace discontinua, la corriente de carga pico de la segunda armónica es $I_{2(\text{pico})} = 5.845$ A, I_{cd} es 6.257 A, el TDH de la corriente de carga es 14.75% y la distorsión armónica total de la corriente de entrada es 15.66%.
4. Por lo común se utiliza un filtro LC para limitar la corriente pico de alimentación; esto se ilustra en el ejemplo 15-15

Ejemplo 15-16*

El circuito equivalente del convertidor monofásico completo con un filtro LC aparece en la figura 5-22a. El voltaje de entrada es 120 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$. El voltaje de salida de cd es $V_{cd} = 100$ V en $I_{cd} = 10$ A. Determine los valores de la inductancia L_e, β y las corrientes rms del inductor I_{rms}.

Solución $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_{cd} = 100$ V, $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V, $V_{cd} = 100$ V. La relación de voltaje $x = V_{cd}/V_m = 100/169.7 = 58.93\%$. Supongamos que el valor de C_e es muy grande, de tal forma que su voltaje está libre de componentes ondulatorias con un valor promedio de V_{cd}. L_e es la inductancia total, incluyendo la inductancia de alimentación o de línea. Si V_{cd} es menor que V_m y el tiristor T se dispara en $\omega t = \alpha > \alpha_0$, la corriente de carga i_L empezará a fluir. Para $v_s = V_{cd} = V_m$ sen α_0, α_0 está dado por

$$\alpha_0 = \text{sen}^{-1}\frac{V_{dc}}{V_m} = \text{sen}^{-1}\, x = 36.1°$$

Utilizando la ecuación (3-103), la corriente de carga i_L está dada por

$$i_L = \frac{V_m}{\omega L_e}(\cos\alpha - \cos\omega t) - \frac{V_{dc}}{\omega L_e}(\omega t - \alpha) \quad \text{para } \omega t \geq \alpha \tag{5-87}$$

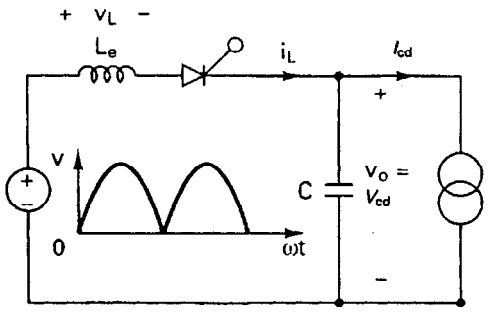
Se puede determinar el valor de $\omega t = \beta$, donde la corriente i_L cae a cero, a partir de la condición $i_L(\omega t = \beta) = 0$. Esto es

$$\cos\alpha - \cos\beta - x(\beta - \alpha) = 0 \tag{5-88}$$

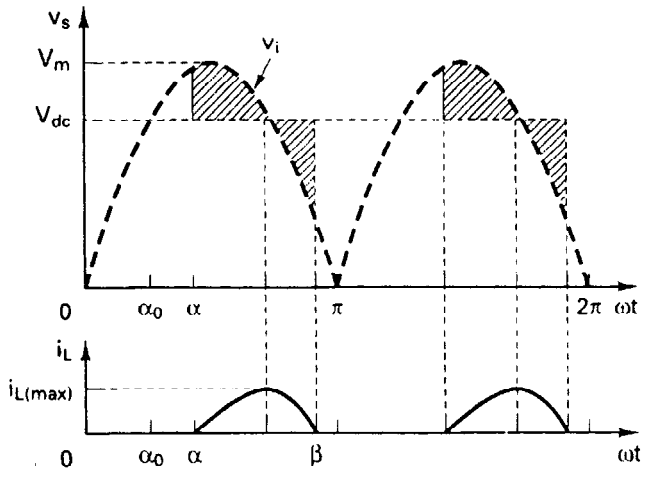
Resolviendo la ecuación (5-88) en función de β mediante iteración, obtenemos que $\beta = 97°$. Utilizando la ecuación (3-105), obtenemos la relación de corrientes promedio normalizadas, $I_{cd}/I_{pk} = 1.865\%$. Por lo tanto, $I_{pk} = I_{cd}/0.01865 = 536.2$ A. El valor requerido de inductancia es

$$L_e = \frac{V_m}{\omega I_{pk}} = \frac{169.7}{377 \times 536.2} = 0.84 \text{ mH}$$

Utilizando la ecuación (3-106), obtenemos la relación de corrientes rms normalizadas $I_{rms}/I_{pk} = 4.835\%$. Por lo tanto, $I_{rms} = 0.04835 \times I_{pk} = 0.04835 \times 536.2 = 25.92$ A.



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 5-22 Circuito equivalente con filtro *LC*.

5-13 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE CARGA Y DE ALIMENTACION

Podemos notar, a partir de la ecuación (5-85), que las armónicas de la corriente de carga dependen de las inductancias de la misma. En el ejemplo 5-10 se calcula el factor de potencia de entrada para una carga puramente resistiva, y en el ejemplo 5-11 para una carga altamente inductiva. También podemos notar que el factor de potencia de entrada depende del factor de potencia de la carga.

En las deducciones de los voltajes de salida y de los criterios de rendimiento de los convertidores, hemos supuesto que la alimentación no tiene inductancias ni resistencias. Normalmente, los valores de las resistencias de línea son pequeños y se puede despreciar. La cantidad de caída de voltaje debida a las inductancias de la alimentación es similar a la de los rectificadores, y no se modifica debido al control de fase. La ecuación (3-107) se aplica al cálculo de la caída de voltaje debida a la reactancia de conmutación de línea L_c. Si todas las inductancias de línea son iguales, la ecuación (3-110) proporciona la caída de voltaje como $V_{6x} = 6fL_cI_{cd}$ para el caso de un convertidor trifásico completo.

En condiciones normales de operación, la caída de voltaje no depende del ángulo de retraso α_1. Sin embargo, el ángulo de conmutación (o de traslape) μ varía con el ángulo de retraso. Con-

forme aumenta el ángulo de retraso, el ángulo de traslape se hace más pequeño. Esto queda ilustrado en la figura 5-23. La integral de volt-tiempo se muestra en las áreas rayadas como $I_{cd}L_c$, y es independiente de los voltajes. Conforme aumenta el voltaje de fase de conmutación, se hace más pequeño el tiempo requerido para la conmutación, pero los "volts-segundos" se conservan.

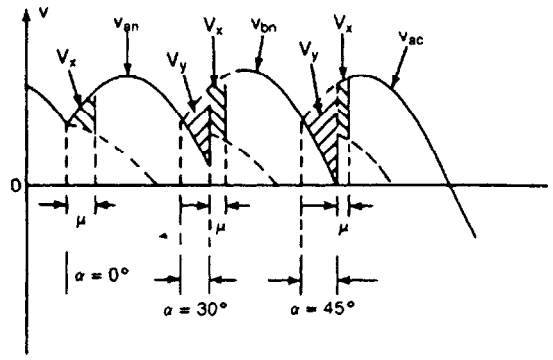


Figura 5-23 Relación entre el ángulo de retraso y el ángulo de traslape.

Si V_x es la caída de voltaje promedio por conmutación debida a traslape y V_y es la reducción promedio de voltaje debida al control del ángulo de fase, el voltaje promedio de salida para un ángulo de retraso de α es

$$V_{cd}(\alpha) = V_{cd}(\alpha = 0) - V_y = V_{dm} - V_y \tag{5-89}$$

y

$$V_y = V_{dm} - V_{cd}(\alpha) \tag{5-90}$$

donde V_{dm} = máximo voltaje promedio posible de salida. El voltaje promedio de salida con el ángulo de traslape μ y dos conmutaciones es

$$V_{cd}(\alpha + \mu) = V_{cd}(\alpha = 0) - 2V_x - V_y = V_{dm} - 2V_x - V_y \tag{5-91}$$

Sustituyendo V_y de la ecuación (5-90) en la ecuación (5-91) podemos escribir la caída de voltaje debida al traslape como

$$2V_x = 2fI_{cd}L_c = V_{cd}(\alpha) - V_{cd}(\alpha + \mu) \tag{5-92}$$

El ángulo de traslape μ se puede determinar a partir de la ecuación (5-92) para valores conocidos de la corriente de carga I_{cd}, la inductancia de conmutación L_c y el ángulo de retraso α. Debe notarse que la ecuación (5-92) sólo es aplicable para un convertidor monofásico completo.

Ejemplo 5-17*

Un convertidor trifásico completo está alimentado desde una alimentación de 230 V 60 Hz. La corriente de carga es continua y tiene una componente ondulatoria despreciable. Si la corriente promedio de carga I_{cd} = 150 A y la inductancia de conmutación L_c = 0.1 mH, determine el ángulo de traslape cuando (a) $\alpha = 10°$, (b) $\alpha = 30°$ y (c) $\alpha = 60°$.

Solución $V_m = \sqrt{2} \times 230/\sqrt{3} = 187.79$ V y $V_{dm} = 3\sqrt{3}\,V_m/\pi = 310.61$ V. De la ecuación (5-57), $V_{cd}(\alpha) = 310.6 \cos \alpha$ y

$$V_{cd}(\alpha + \mu) = 310.61 \cos(\alpha + \mu)$$

Para un convertidor trifásico completo, se puede modificar la ecuación (5-92) a

$$6V_x = 6f_s I_{cd} L_c = V_{cd}(\alpha) - V_{cd}(\alpha + \mu)$$
$$6 \times 60 \times 150 \times 0.1 \times 10^{-3} = 310.61[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (5\text{-}93)$$

(a) Para $\alpha = 10°$, $\mu = 4.66°$.
(b) Para $\alpha = 30°$, $\mu = 1.94°$.
(c) Para $\alpha = 60°$, $\mu = 1.14°$.

Ejemplo 5.18

La corriente de mantenimiento de los tiristores del convertidor monofásico completo de la figura 5-3a es $I_H = 500$ mA y el tiempo de retraso es $t_d = 1.5$ μs. El convertidor está alimentado con 120 V 60 Hz y tiene una carga $L = 10$ mH y $R = 10$ Ω. El convertidor se opera con un ángulo de retraso de $\alpha = 30°$. Determine el valor mínimo del ancho del pulso de compuerta, t_G.

Solución $I_H = 500$ mA = 0.5 A, $t_d = 1.5$ μs, $\alpha = 30° = \pi/6$, $L = 10$ mH y $R = 10$ Ω. El valor instantáneo del voltaje de entrada es $v_s(t) = V_m$ sen ωt, donde $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

Para $\omega t = \alpha$,

$$V_1 = v_s(\omega t = \alpha) = 169.7 \times \text{sen}\frac{\pi}{6} = 84.85 \text{ V}$$

La velocidad de incremento de la corriente del ánodo *di/dt* en el momento del disparo es aproximadamente

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_1}{L} = \frac{84.85}{10 \times 10^{-3}} = 8485 \text{ A/s}$$

Si se supone que *di/dt* es constante durante un corto período después del disparo de la compuerta, el tiempo t_1 requerido para que se eleve la corriente del ánodo al nivel de la corriente de mantenimiento se calcula a partir de $t_1 \times (di/dt) = I_H$, es decir, $t_1 \times 8485 = 0.5$ y esto nos da $t_1 = 0.5/8485 = 58.93$ μs. Por lo tanto, el ancho mínimo del pulso de compuerta es

$$t_G = t_1 + t_d = 58.93 + 1.5 = 60.43 \text{ μs}$$

5-14 CIRCUITOS DE DISPARO

La generación de señales de disparo para los tiristores de convertidores de ca a cd requiere (1) de la detección del cruce por cero del voltaje de entrada, (2) del desplazamiento apropiado de fase de las señales, (3) de la formación del pulso para generar pulsos de corta duración y (4) del aislamiento del pulso a través de transformadores de pulso o de acopladores ópticos. El diagrama de bloques para un circuito de disparo de un convertidor monofásico completo aparece en la figura 5-24.

RESUMEN

En este capítulo hemos visto que el voltaje promedio de salida (y la potencia de salida) de los convertidores de ca-cd puede controlarse variando el tiempo de conducción de los dispositivos de potencia. Dependiendo de los tipos de alimentación, los convertidores pueden ser monofásicos o trifásicos. Para cada uno de estos tipos de alimentación, pueden ser de media onda, semi o com-

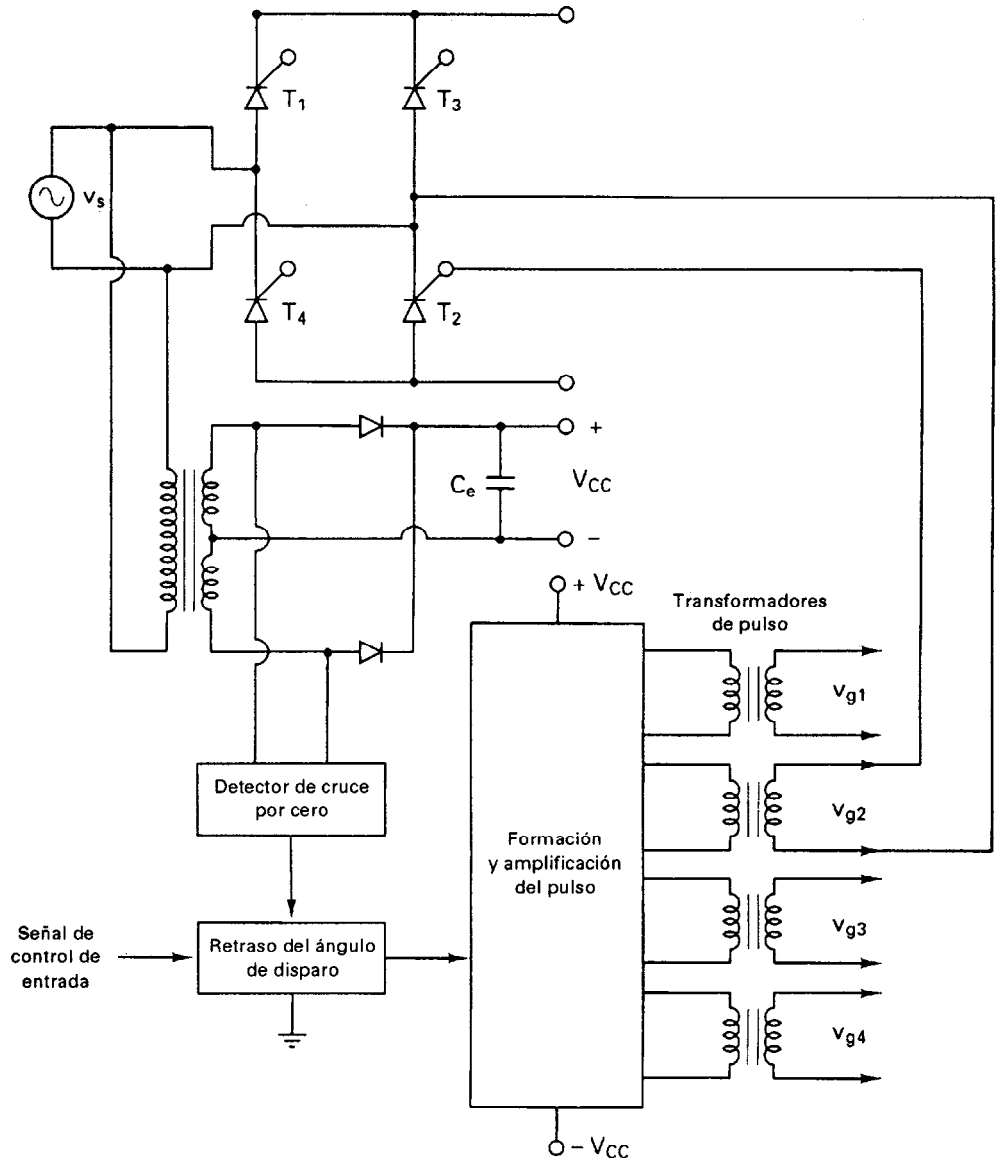


Figura 5-24 Diagrama de bloques para un circuito de disparo de tiristor.

pletos. Los convertidores semi o completos se usan extensivamente en aplicaciones prácticas. Aunque los semiconvertidores resultan con un mejor factor de potencia de entrada que los convertidores completos, estos convertidores sólo son adecuados para la operación en un solo cuadrante. Los convertidores completos y los convertidores duales permiten operaciones en dos y en cuatro cuadrantes, respectivamente. Los convertidores trifásicos normalmente se utilizan en aplicaciones de alta potencia siendo la frecuencia de las componentes ondulatorias de salida mayor.

El factor de potencia de entrada, que depende de la carga, se puede mejorar, y la especificación de voltaje puede aumentarse mediante la conexión en serie de los convertidores. Con conmu-

taciones forzadas, se puede mejorar aún más el factor de potencia y ciertas armónicas de bajo orden pueden reducirse o eliminarse.

La corriente de carga puede ser continua o discontinua dependiendo de la constante del tiempo de carga y el ángulo de retraso. Para el análisis de los convertidores se utiliza el método de las series de Fourier. Sin embargo, se pueden utilizar otras técnicas (por ejemplo el enfoque de la función de transferencia o la multiplicación espectral de la función de conmutación) para el análisis de circuitos de conmutación de potencia. El control del ángulo de retraso no afecta la caída de voltaje debida a inductancias de conmutación, y esta caída de voltaje es la misma que la de los rectificadores de diodo normales.

REFERENCIAS

1. P. C. Sen, *Thyristor DC Drives*. Nueva York: Wiley–Interscience, 1981.
2. P. C. Sen y S. R. Doradla, "Evaluation of control schemes for tiristor controlled dc motors". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IEC125, No. 3, 1978, pp. 247-255.
3. P. D. Ziogas, "Optimum voltage and harmonic control PWM techniques for 3-phase static UPS systems". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA16, No. 4, 1980, pp. 542–546.
4. M. H. Rashid y M. Aboudina, "Analysis of forced-commutated techniques for ac-cd converters". *1st European Conference on Power Electronics and Applications*, Bruselas, octubre 16–18, 1985, pp. 2.263–2.266.
5. P. D. Ziogas y P. Photiadis, "An exact output current analysis of ideal static PWM inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA119, No. 2, 1983, pp. 281–295.
6. M. H. Rashid y A. I. Maswood, "Analysis of 3–phase ac–cd converters under unbalanced supply conditions". *IEEE Industry Applications Conference Record*, 1985, pp. 1190–1194.
7. A. D. Wilcox, *Engineering Design for Electrical Engineers*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1990; capítulo 10, "Power module", by M. H. Rashid.

PREGUNTAS DE REPASO

5-1. ¿Qué es una conmutación natural o de línea?
5-2. ¿Qué es un rectificador controlado?
5-3. ¿Qué es un convertidor?
5-4. ¿Qué es el control del ángulo de retraso de los convertidores?
5-5. ¿Qué es un semiconvertidor? Dibuje dos circuitos semiconvertidores.
5-6. ¿Qué es un convertidor completo? Dibuje dos circuitos de convertidor completo.
5-7. ¿Qué es un convertidor dual? Dibuje dos circuitos de convertidor dual.
5-8. ¿Cuál es el principio de control de fase?
5-9. ¿Cuáles son los efectos de eliminar el diodo de marcha libre en los semiconvertidores monofásicos?
5-10. ¿Por qué es mejor el factor de potencia de los semiconvertidores que el de los convertidores completos?
5-11. ¿Cuál es la causa de la corriente circulante en los convertidores duales?
5-12. ¿Por qué se requiere de un inductor de corriente circulante en los convertidores duales?
5-13. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los convertidores en serie?
5-14. ¿Cómo está relacionado el ángulo de retraso de un convertidor con el ángulo de retraso de otro convertidor en un sistema dual?
5-15. ¿Cuál es el modo de inversión de los convertidores?

5-16. ¿Cuál es el modo de rectificación de los convertidores?

5-17. ¿Cuál es la frecuencia de la armónica de orden menor en semiconvertidores trifásicos?

5-18. ¿Cuál es la frecuencia de la armónica de orden menor en los convertidores completos trifásicos?

5-19. ¿Cuál es la frecuencia de la armónica de orden menor en el semiconvertidor monofásico?

5-20. ¿Cómo se activan y desactivan los tiristores disparados por compuerta?

5-21. ¿Cómo se activa y se desactiva un tiristor de control de fase?

5-22. ¿Qué es la conmutación forzada? ¿Cuáles son las ventajas de la conmutación forzada para los convertidores de ca-cd?

5-23. ¿Qué es el control del ángulo de extinción de los convertidores?

5-24. ¿Qué es el control del ángulo simétrico de los convertidores?

5-25. ¿Qué es el control de modulación del ancho de pulso de los convertidores?

5-26. ¿Qué es el control por modulación senoidal del ancho de pulso de un convertidor?

5-27. ¿Qué es el índice de modulación?

5-28. ¿Cómo se varía el voltaje de salida de un convertidor de control de fase?

5-29. ¿Cómo se varía el voltaje de salida en un convertidor con control por modulación senoidal del ancho de pulso?

5-30. ¿Depende el ángulo de conmutación del ángulo de retraso de los convertidores?

5-31. ¿Depende la caída de voltaje debida a inductancias de conmutación, del ángulo de retraso de los convertidores?

5-32. ¿Depende el factor de potencia de entrada de los convertidores del factor de potencia de la carga?

5-33. ¿Dependen del ángulo de retraso los voltajes de las componentes ondulatorias de salida de los convertidores?

PROBLEMAS

5-1. El convertidor monofásico de media onda de la figura 5-1a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60-Hz. Si la carga resistiva es $R = 10\ \Omega$ y el ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$, determine (**a**) la eficiencia, (**b**) el factor de forma, (**c**) el factor de componente ondulatoria, (**d**) el factor de utilización del transformador y (**e**) el voltaje de pico inverso (PIV) del tiristor T_1.

5-2. El convertidor monofásico de media onda de la figura 5-1a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz componente resistiva de la carga es $R = 10\ \Omega$. Si el voltaje promedio de salida es 25% del voltaje promedio de salida máximo posible, calcule (**a**) el ángulo de retraso, (**b**) las corrientes rms y promedio de salida, (**c**) las corrientes promedio y rms del tiristor y (**d**) el factor de potencia de entrada.

5-3. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-1a es alimentado a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz y un diodo de marcha libre se conecta a través de la carga. La carga consiste en una resistencia formada en serie, $R = 10\ \Omega$, una inductancia $L = 5$ mH y un voltaje de batería $E = 20$ V. (**a**) Exprese el voltaje instantáneo de salida con una serie de Fourier, y (**b**) determine el valor rms de la corriente de la armónica de salida de orden menor.

5-4. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-2a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua, con un contenido despreciable de componentes ondulatorias. La relación de vueltas del transformador es la unidad. Si el ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$, calcule (**a**) el factor armónico de la corriente de entrada, (**b**) el factor de desplazamiento y (**c**) el factor de potencia de entrada.

5-5. Repita el problema 5-2 para un semiconvertidor monofásico de la figura 5-2a.

5-6. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-2a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz. La carga consiste en una resistencia conectada en serie $R = 10\ \Omega$, una inductancia $L = 5$ mH y un voltaje de batería $E = 20$ V. (**a**) Exprese el voltaje de salida con una serie de Fourier y (**b**) determine el valor rms de la corriente armónica de salida de orden menor.

5-7. Repita el problema 5-4 para un convertidor monofásico completo de la figura 5-3a.

5-8. Repita el problema 5-2 para un convertidor monofásico completo de la figura 5-3a.

5-9. Repita el problema 5-6 para el convertidor monofásico completo de la figura 5-3a.

5-10. El convertidor dual de la figura 5-4a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz y entrega una corriente promedio libre de componentes ondulatorias de I_{cd} = 20 A. La inductancia circulante es L_r = 5 mH y los ángulos de retraso son $\alpha_1 = 30°$ y $\alpha_2 = 150°$. Calcule la corriente circulante pico y la corriente de pico del convertidor 1.

5-11. El semiconvertidor monofásico en serie de la figura 5-5a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz la resistencia de la carga es R = 10 Ω. Si el voltaje promedio de salida es 75% del voltaje promedio de salida máximo posible, calcule (a) los ángulos de retraso de los convertidores, (b) las corrientes promedio y rms de salida, (c) las corrientes promedio rms de los tiristores y (d) el factor de potencia de entrada.

5-12. El semiconvertidor monofásico en serie de la figura 5-5a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz. La corriente de carga, que tiene un valor promedio I_a, es continua y el contenido de componente ondulatoria es despreciable. La relación de vueltas del transformador es $N_p/N_s = 2$. Si los ángulos de retraso son $\alpha_1 = 0$ y $\alpha_2 = \pi/3$, calcule (a) el factor armónico de la corriente de entrada, (b) el factor de desplazamiento y (c) el factor de potencia de entrada.

5-13. Repita el problema 5-11 para un convertidor monofásico completo en serie de la figura 5-6a.

5-14. Repita el problema 5-12 para un convertidor monofásico completo en serie de la figura 5-6a.

5-15. El convertidor monofásico de media onda de la figura 5-7a se opera a partir de una alimentación conectada en estrella de 220 V 60 Hz y un diodo de marcha libre se conecta a través de la carga. La corriente de carga con un valor promedio I_a es continua y el contenido de componente ondulatoria es despreciable. Si el ángulo de retraso $\alpha = \pi/3$, calcule (a) el factor armónico de la corriente de entrada, (b) el factor de desplazamiento y (c) el factor de potencia de entrada.

5-16. El convertidor trifásico de media onda de la figura 5-7a se opera a partir de una alimentación trifásica conectada en estrella de 220 V, 60 Hz, la resistencia de la carga es R = 10 Ω. Si el voltaje promedio de salida es 25% del máximo voltaje promedio de salida posible, calcule (a) el ángulo de retraso, (b) las corrientes de salida rms y promedio, (c) las corrientes promedio y rms de los tiristores, (d) la eficiencia de rectificación, (e) el factor de utilización del transformador y (f) el factor de potencia de entrada.

5-17. El convertidor trifásico de media onda de la figura 7-7a se opera a partir de una alimentación conectada en estrella de 220 V 60 Hz, y un diodo de marcha libre se conecta a través de la carga. La carga está formada por una resistencia conectada en serie R = 10 Ω, una inductancia L = 5 mH y un voltaje de batería E = 20 V. (a) Exprese el voltaje instantáneo de salida en series de Fourier y (b) determine el valor rms de la armónica de orden menor de la corriente de salida.

5-18. El semiconvertidor trifásico de la figura 5-8a se opera a partir de una alimentación trifásica conectada en estrella de 220 V 60 Hz. La corriente de carga, con un valor promedio I_a, es continua con un contenido de componente ondulatoria despreciable. La relación de vueltas del transformador es la unidad. Si el ángulo de retraso es $\alpha = 2\pi/3$, calcule (a) el factor armónico de la corriente de entrada, (b) el factor de desplazamiento y (c) el factor de potencia de entrada.

5-19. Repita el problema 5-16 para un semiconvertidor trifásico de la figura 5-8a.

5-20. Repita el problema 5-19, si el voltaje promedio de salida es 90% del voltaje de salida máximo posible.

5-21. Repita el problema 5-17 para un semiconvertidor trifásico de la figura 5-8a.

5-22. Repita el problema 5-18 para un convertidor trifásico completo de la figura 5-10a.

5-23. Repita el problema 5-16 para un convertidor trifásico completo de la figura 5-10a.

5-24. Repita el problema 5-17 para un convertidor trifásico completo de la figura 5-10a.

5-25. El convertidor trifásico dual de la figura 5-12a se opera a partir de una alimentación trifásica conectada en estrella de 220 V 60 Hz la resis-

tencia de la carga $R = 10\ \Omega$. La inductancia circulante $L_r = 5$ mH y los ángulos de retraso son $\alpha_1 = 60°$ y $\alpha_2 = 120°$. Calcule la corriente de pico circulante y la corriente pico de los convertidores.

5-26. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-2a tiene una carga *RL* de $L = 1.5$ mH, $R = 1.5\ \Omega$ y $E = 0$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente de carga I_o en $\omega t = 0$ y la corriente de carga I_1 en $\omega t = \alpha = 30°$, (2) la corriente promedio del tiristor I_A, (3) la corriente rms del tiristor I_R, (4) la corriente rms de salida I_{rms} y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. (b) Utilice SPice para verificar sus resultados.

5-27. El convertidor monofásico completo de la figura 5-3a tiene una carga *RL* con $L = 4.5$ mH, $R = 1.5\ \Omega$ y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a (rms) 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente de carga I_o a $\omega t = \alpha = 30°$, (2) la corriente promedio del tiristor I_A, (3) la corriente rms del tiristor I_R, (4) la corriente rms de salida I_{rms} y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. (b) Utilice SPice para verificar sus resultados.

5-28. El convertidor completo trifásico de la figura 5-10a tiene una carga $L = 1.5$ mH, $R = 1.5\ \Omega$ y $E = 0$ V. El voltaje de entrada línea a línea es $V_{ab} = 208$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/6$. (a) Determine (1) la corriente de carga en régimen permanente I_1 en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (o bien $\omega t = \pi/6 + \alpha$), (2) la corriente promedio del tiristor I_A, (3) la corriente rms del tiristor I_R, (4) la corriente rms de salida I_{rms} y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. (b) Utilice SPice para verificar sus resultados.

5-29. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-13a se opera a partir de una alimentación de 120 V 60 Hz y utiliza un control de ángulo de extinción. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y tiene un contenido de componente ondulatoria despreciable. Si el ángulo de extinción es $\beta = \pi/3$, calcule (a) las salidas V_{cd} y V_{rms}, (b) el factor armónico de la corriente de entrada, (c) el factor de desplazamiento y (d) el factor de potencia de entrada.

5-30. Repita el problema 5-29 para un convertidor monofásico completo de la figura 5-14a.

5-31. Repita el problema 5-18 si se utiliza el control de ángulo simétrico.

5-32. Repita el problema 5-18 si se utiliza el control de ángulo de extinción.

5-33. El semiconvertidor monofásico de la figura 5-13a se opera con un control PWM senoidal y es alimentado a partir de una fuente de 120 V 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio I_a es continua, con un contenido de componente ondulatoria despreciable. Existen cinco pulsos por medio ciclo y los pulsos son $\alpha_1 = 7.93°$, $\delta_1 = 5.82°$; $\alpha_2 = 30°$, $\delta_2 = 16.25°$; $\alpha_3 = 52.07°$, $\delta_3 = 127.93°$; $\alpha_4 = 133.75°$, $\delta_4 = 16.25°$; y $\alpha_5 = 166.25°$, $\delta_5 = 5.82°$. Calcule (a) el valor de V_{cd} y de V_{rms}, (b) el factor armónico de la corriente de entrada, (c) el factor de desplazamiento y (d) el factor de potencia de entrada.

5-34. Repita el problema 5-33 para el caso de cinco pulsos por cada medio ciclo, con un ancho de pulso igual, $M = 0.8$.

5-35. Un semiconvertidor trifásico se opera a partir de una alimentación trifásica conectada en estrella de 220 V 60 Hz. La corriente de carga es continua y tiene una componente ondulatoria despreciable. La corriente promedio de la carga es $I_{cd} = 150$ A y la inductancia de conmutación por fase es $L_c = 0.5$ mH. Determine el ángulo de traslape si (a) $\alpha = \pi/6$ y (b) $\alpha = \pi/3$.

5-36. El voltaje de entrada al circuito equivalente de la figura 5-22a es 120 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/6$. El voltaje de salida en cd es $V_{cd} = 75$ V en $I_{cd} = 10$ A. Determine los valores de la inductancia L_e, β, y de la corriente rms del inductor I_{rms}.

5-37. La corriente de mantenimiento de los tiristores del convertidor trifásico completo de la figura 5-10a es $I_H = 200$ mA y el tiempo de retraso es de 2.5 μs. El convertidor es alimentado a partir de una fuente trifásica conectada en estrella de 208 V y 60 Hz con una carga $L = 8$ mH y $R = 2\ \Omega$; se opera con un ángulo de retraso $\alpha = 60°$. Determine el ancho mínimo del pulso de compuerta, t_G.

5-38. Repita el problema 5-37 si $L = 0$.

6

Controladores de voltaje de ca

6-1 INTRODUCCION

Si un tiristor conmutador se conecta entre la alimentación de ca y la carga, es posible controlar el flujo de potencia variando el valor rms del voltaje de ca aplicado a la carga; este tipo de circuito de potencia se conoce como un *controlador de voltaje de ca*. Las aplicaciones más comunes de los controladores de voltaje de ca son: calefacción industrial, de derivaciones de transformadores cambio con carga, control de luces, control de la velocidad de motores de inducción polifásicos y control de los electromagnetos de ca. Para la transferencia de potencia, normalmente se utilizan dos tipos de control:

1. Control de abrir y cerrar
2. Control de ángulo de fase

En el control de abrir y cerrar, los tiristores conectan la carga a la fuente de ca durante unos cuantos ciclos de voltaje de entrada y a continuación la desconectan por unos cuantos ciclos más. En el control de ángulo fase, los tiristores conectan la carga a la fuente de ca durante una porción de cada uno de los ciclos de voltaje de entrada.

Los controladores de voltaje de ca se pueden clasificar en dos tipos: (1) controladores monofásicos y (2) controladores trifásicos. Cada uno de estos tipos se puede subdividir en (a) unidireccional o control de media onda y (b) bidireccional o control de onda completa. Existen varias configuraciones de controladores trifásicos, dependiendo de las conexiones de los tiristores.

Dado que el voltaje de entrada es de ca, los tiristores son conmutados por línea; normalmente se utilizan tiristores de control de fase, relativamente poco costosos y más lentos que los tiristores de conmutación rápida. Para aplicaciones hasta de 400 Hz, si hay TRIAC disponibles para llegar a la especificación de voltaje y de corriente de una aplicación en particular, serán los que se utilicen más comúnmente. Las técnicas de conmutación del tiristor se analizan en el capítulo 7.

Dado que la conmutación es por línea o natural, no hay necesidad de circuitería adicional de conmutación, por lo que los circuitos para los controladores de voltaje de ca son muy sencillos. Dada la naturaleza de las formas de onda de salida, no resulta sencilla la deducción explícita de los parámetros de rendimiento de estos circuitos, especialmente en el caso de los convertidores controlados por ángulo de fase con cargas *RL*. En aras de la simplicidad en este capítulo se presentan las cargas resistivas, para comparar los rendimientos de varias configuraciones. Sin embargo, las cargas reales son de tipo *RL* y en el diseño y el análisis de los controladores de voltaje de ca deberán considerarse.

6-2 PRINCIPIO DEL CONTROL DE ABRIR Y CERRAR

El principio de control de abrir y cerrar se puede explicar en un controlador de onda completa monofásico, tal y como se muestra en la figura 6-1a. El tiristor conecta la alimentación de ca a la carga durante un tiempo t_n; un pulso inhibidor de compuerta abre el interruptor durante un tiempo t_0. El tiempo activo, t_n, está formado, por lo común, de un número entero de ciclos. Los tiristores se activan en los cruces por cero del voltaje de entrada de ca. Los pulsos de compuerta para los tiristores T_1 y T_2 y las formas de onda de los voltajes de entrada y de salida aparecen en la figura 6-1b.

Este tipo de control se usa en aplicaciones que tienen una alta inercia mecánica y una alta constante de tiempo térmica (por ejemplo, en la calefacción industrial y en el control de velocidad

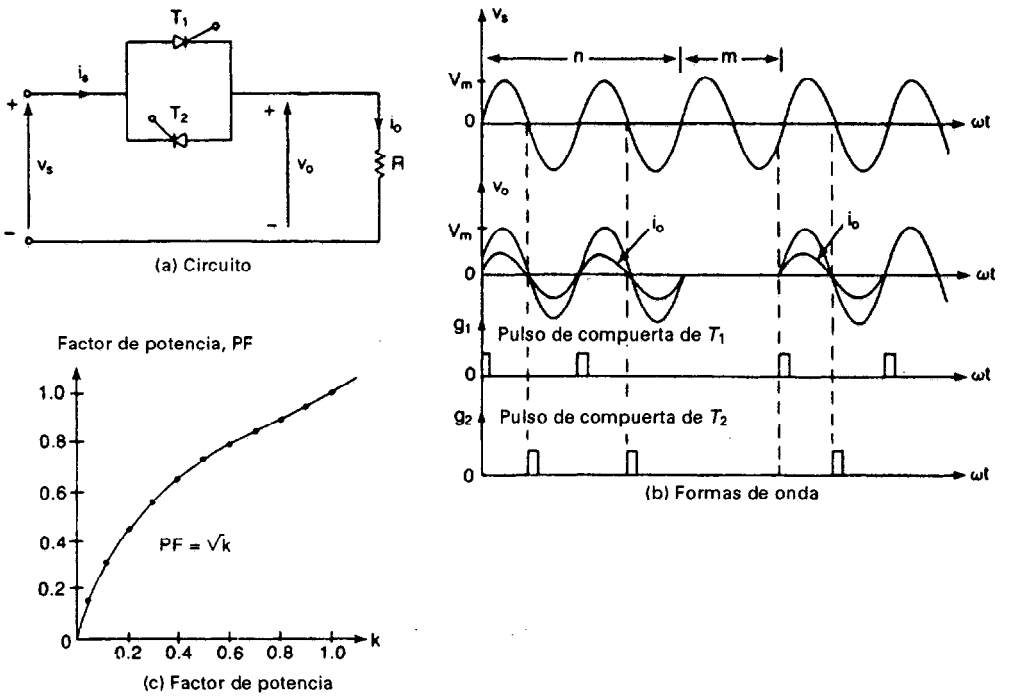


Figura 6-1 Control de abrir y cerrar.

de motores). Debido a la conmutación en voltaje y en corriente cero de los tiristores, las armónicas generadas por las acciones de conmutación son reducidas.

Para un voltaje senoidal de entrada $v_s = V_m$ sen $\omega t = \sqrt{2}\, V_s$ sen ωt. Si el voltaje de entrada está conectado a la carga durante n ciclos, y desconectado durante m ciclos, el voltaje rms de salida (o de la carga) se puede determinar a partir de

$$V_o = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = V_s\sqrt{\frac{n}{m+n}} = V_s\sqrt{k} \tag{6-1}$$

donde $k = n/(m + n)$ y se conoce como el *ciclo de trabajo*. V_s es el voltaje rms de fase. Las configuraciones de los circuitos para el control de abrir y cerrar son similares a los del control de fase y los análisis de rendimiento son también similares. Por estas razones, en este capítulo sólo se analizan las técnicas de control de fase.

Ejemplo 6-1

El controlador de voltaje de ca de la figura 6-1a tiene una carga resistiva $R = 10\Omega$ y el voltaje rms de entrada es $V_s = 120$ V, 60 Hz. El interruptor conduce durante $n = 25$ ciclos y permanece abierto durante $m = 75$ ciclos. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF, y (c) la corriente promedio y rms de los tiristores.

Solución $R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V, y $k = n(n + m) = 25/100 = 0.25$.

(a) A partir de la ecuación (6-1), el valor rms del voltaje de salida es

$$V_o = V_s\sqrt{k} = V_s\sqrt{\frac{n}{m+n}} = 120\sqrt{\frac{25}{100}} = 60 \text{ V}$$

y la corriente rms de la carga es $I_o = V_o/R = 60/10 = 6.0$ A.

(b) La potencia de la carga es $P_o = I_o^2 R = 6^2 \times 10 = 360$ W. Dado que la corriente de entrada es la misma que la corriente de la carga, los volts-amperes son

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 6 = 720 \text{ W}$$

El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{n}{m+n} = \sqrt{k} = \sqrt{0.25} = \frac{360}{720} = 0.5 \text{ (atrasado)} \tag{6-2}$$

(c) La corriente pico del tiristor es $I_m = V_m/R = 169.7/10 = 16.97$ A. La corriente promedio de los tiristores es

$$I_A = \frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_m n}{\pi(m+n)} = \frac{kI_m}{\pi} = \frac{16.97}{\pi} \times 0.25 = 1.33 \text{ A} \tag{6-3}$$

La corriente rms de los tiristores es

$$I_R = \left[\frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{n}{m+n}} = \frac{I_m\sqrt{k}}{2} = \frac{16.97}{2} \times \sqrt{0.25} = 4.24 \text{ A} \tag{6-4}$$

Notas

1. El factor de potencia del voltaje de salida varía proporcionalmente a la raíz cuadrada del ciclo de trabajo. El factor de potencia es pobre para un valor bajo del ciclo de trabajo, k, y se muestra en la figura 6-1c.
2. Si T es el período del voltaje de entrada $(m + n)T$ es el período del control de abierto–cerrado. $(m + n)T$ debe ser menor que la constante mecánica o del tiempo térmico de la carga, y virtualmente es menor que un segundo, pero no en horas o en días. La suma de m y n es por lo general cercana a 100.
3. Si se utiliza la ecuación (6-2) para determinar el factor de potencia con m y n en días, el resultados será erróneo. Por ejemplo, si $m = 3$ días y $n = 3$ días, la ecuación (6-2) da PF = $[3/(3 + 3)]^{1/2} = 0.707$, lo cual no resulta físicamente posible. Dado que el controlador está cerrado durante 3 días y abierto durante 3 días, el factor de potencia dependerá del ángulo de la impedancia de carga θ.

6-3 PRINCIPIO DE CONTROL DE FASE

El principio de control de fase se puede explicar haciendo referencia a la figura 6-2a. El flujo de potencia hacia la carga queda controlado retrasando el ángulo de disparo del tiristor T_1. La figura 6-2b ilustra los pulsos de compuerta del tiristor T_1 y las formas de onda de los voltajes de entrada y de salida. Debido a la presencia del diodo D_1, el rango de control está limitado y el voltaje rms efectivo de salida sólo puede variar entre 70.7 y 100%. El voltaje de salida y la corriente de entrada son asimétricos y contienen una componente de cd. Si hay un transformador de entrada, puede ocurrir un problema de saturación. Este circuito es un controlador monofásico de media onda, adecuado sólo para cargas resistivas de poca potencia, como son la calefacción y la iluminación. Dado que el flujo de potencia está controlado durante el semiciclo del voltaje de entrada, este tipo de controlador también se conoce como *controlador unidireccional.*

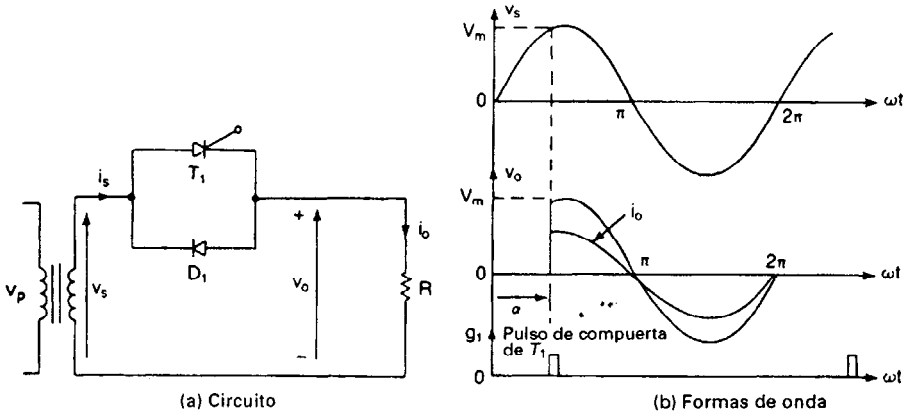


Figura 6-2 Control de ángulo monofásico.

Si $v_s = V_m$ sen $\omega t = \sqrt{2}\,V_s$ sen ωt es el voltaje de entrada y el ángulo de retraso del tiristor T_1 es $\omega t = \alpha$, el voltaje rms de salida se encuentra a partir de

$$V_o = \left\{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^\pi 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2}$$

$$= \left\{\frac{2V_s^2}{4\pi}\left[\int_\alpha^\pi (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2} \qquad (6\text{-}5)$$

$$= V_s\left[\frac{1}{2\pi}\left(2\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

El valor promedio del voltaje de salida es

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^\pi \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\,V_s}{2\pi}(\cos \alpha - 1) \qquad (6\text{-}6)$$

Si decide hacer variar α desde 0 hasta π, V_o varía desde V_s hasta $V_s/\sqrt{2}$ y V_{cd} varía desde 0 hasta $-\sqrt{2}\,V_s/\pi$.

Ejemplo 6-2

El controlador monofásico de voltaje de ca de la figura 6-2a tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V, 60 Hz. El ángulo de retraso del tiristor T_1 es $\alpha\ \pi/2$. Determine (a) el valor rms del voltaje de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF y (c) la corriente promedio de entrada.

Solución $R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $\alpha = \pi/2$, y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

(a) De la ecuación (6-5), el valor rms del voltaje de salida es

$$V_o = 120\sqrt{\frac{3}{4}} = 103.92 \text{ V}$$

(b) La corriente rms de carga es

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{103.92}{10} = 10.392 \text{ A}$$

La potencia de la carga es

$$P_o = I_o^2 R = 10.392^2 \times 10 = 1079.94 \text{ W}$$

Dado que la corriente de entrada es la misma que la corriente de la carga, la especificación de entrada en volts-amperes es

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 10.392 = 1247.04 \text{ VA}$$

El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{2\pi}\left(2\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{\frac{3}{4}} = \frac{1079.94}{1247.04} = 0.866 \text{ (atrasado)} \qquad (6\text{-}7)$$

(c) De la ecuación (6-6), el voltaje promedio de salida

$$V_{cd} = -120 \times \frac{\sqrt{2}}{2\pi} = -27 \text{ V}$$

y la corriente promedio de entrada es

$$I_D = \frac{V_{cd}}{R} = -\frac{27}{10} = -2.7 \text{ A}$$

Nota. El signo negativo de I_D significa que durante el semiciclo, la corriente de entrada es menor que durante el semiciclo. De haber un transformador de entrada, su núcleo podría saturarse. Por lo regular, en la práctica no se utiliza el control unidireccional.

6-4 CONTROLADORES BIDIRECCIONALES MONOFASICOS CON CARGAS RESISTIVAS

El problema de la cd de entrada se puede evitar utilizando control bidireccional (o de onda completa), en la figura 6-3a aparece un controlador monofásico de onda completa con carga resistiva. Durante el semiciclo de voltaje de entrada, se controla el flujo de potencia variando el ángulo de retraso del tiristor T_1; y el tiristor T_2 controla el flujo de potencia durante el semiciclo de voltaje de entrada. Los pulsos de disparo de T_1 y T_2 se conservan a 180° uno del otro. Las formas de onda para el voltaje de entrada, para el voltaje de salida y para las señales de compuerta de T_1 y de T_2 aparecen en la figura 6-3b.

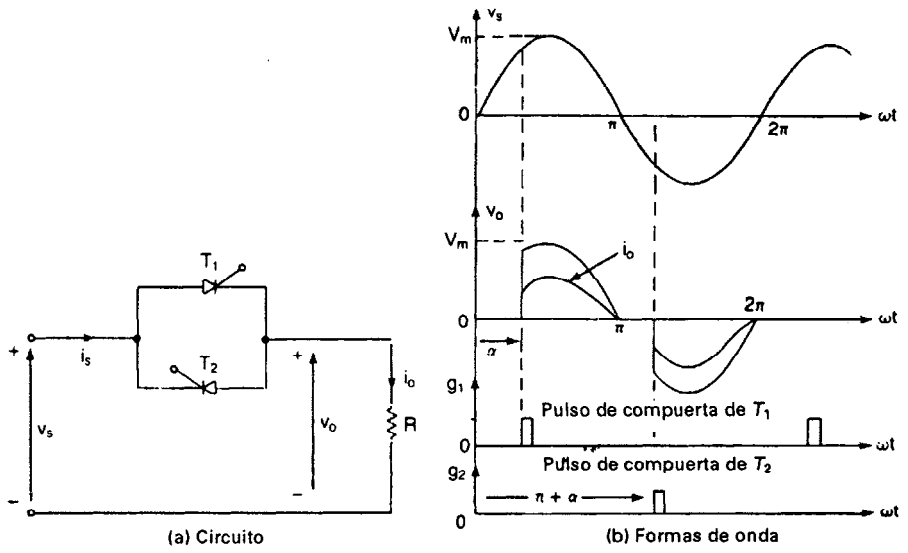


Figura 6-3 Controlador monofásico de onda completa.

Si $v_s = \sqrt{2}\,V_s$ sen ωt es el voltaje de entrada, y los ángulos de retraso de los tiristores T_1 y T_2 son iguales ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$), el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left\{\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right\}^{1/2}$$

$$= \left\{\frac{4V_s^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right\}^{1/2} \tag{6-8}$$

$$= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

Variando a desde 0 hasta π, se puede variar V_o desde V_s hasta 0.

En la figura 6-3a, los circuitos de compuerta de los tiristores T_1 y T_2 deben quedar aislados. Mediante la adición de dos diodos es posible tener un cátodo común para T_1 y T_2, tal y como aparece en la figura 6-4. Durante el semiciclo, el tiristor T_1 y el diodo D_1 conducen juntos; y el tiristor T_2 y el diodo D_2 conducen durante el semi ciclo. Dado que este circuito tiene una terminal común para señales de compuerta de T_1 y de T_2, sólo se requiere de un circuito de aislamiento, pero a costa de dos diodos de potencia. Dado que existen dos dispositivos de potencia que conducen en forma simultánea, las pérdidas de conducción de los dispositivos aumentarán y la eficiencia se reducirá.

También se puede poner en práctica un controlador monofásico de onda completa con un tiristor y cuatro diodos, como se muestra en la figura 6-5a. Los cuatro diodos funcionan como puente rectificador. El voltaje a través del tiristor T_1 y su corriente siempre serán unidireccionales. Con una carga resistiva, la corriente del tiristor se reducirá hasta cero cada medio ciclo, debido a la conmutación natural, como se puede observar en la figura 6-5b. Sin embargo, si en el circuito existe una inductancia grande, el tiristor T_1 puede no desactivarse en cada medio ciclo de voltaje de entrada, y esto puede ocasionar una pérdida de control. Se requeriría de la detección del cruce por cero de la corriente de carga a fin de garantizar la desactivación del tiristor antes de poder disparar el siguiente. En este caso, tres dispositivos de potencia conducen simultáneamente y la deficiencia se reduce también. El puente rectificador y el tiristor (o transistor) actúan como un *interruptor bidireccional*, disponible en forma comercial como un solo dispositivo, con una pérdida por conducción en estado activo relativamente baja.

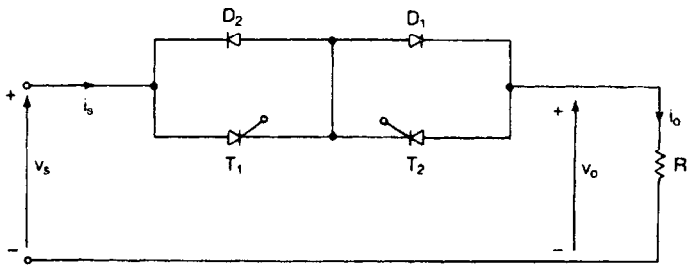


Figura 6-4 Controlador monofásico de onda completa con cátodo común.

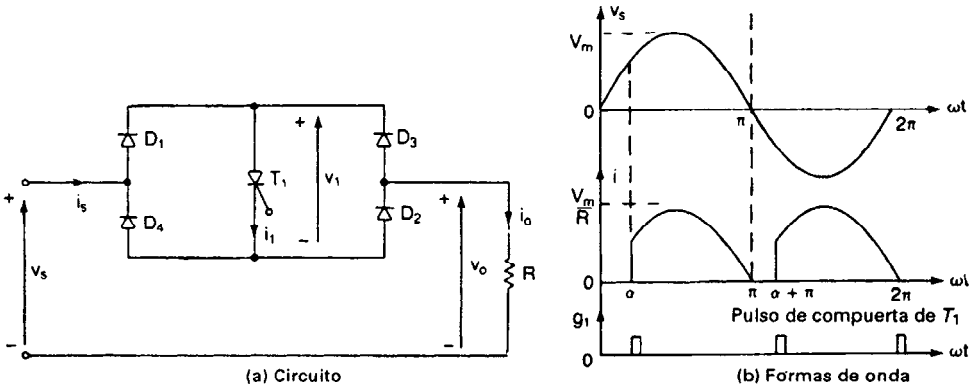


Figura 6-5 Controlador monofásico de onda completa con un tiristor.

Ejemplo 6-3

El controlador de voltaje de ca de onda completa monofásico de la figura 6-3a tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$, y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60Hz. Los ángulos de retraso de los tiristores T_1 y T_2 son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \pi/2$. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF, (c) la corriente promedio de los tiristores I_A y (d) la corriente rms de los tiristores I_R.

Solución $R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $\alpha = \pi/2$ y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

(a) A partir de la ecuación (6-8), el voltaje rms de salida es

$$V_o = \frac{120}{\sqrt{2}} = 84.85 \text{ V}$$

(b) El valor rms de la corriente de carga, $I_o = V_o/R = 84.85/10 = 8.485$ A y la potencia de la carga, $P_o = I_o^2 R = 8.485^2 \times 10 = 719.95$ W. En vista de que la corriente de entrada es la misma que la corriente de la carga, la especificación de volts-amperes de entrada

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 8.485 = 1018.2 \text{ W}$$

El factor de potencia de entrada

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-9}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{719.95}{1018.2} = 0.707 \text{ (atrasado)}$$

(c) La corriente promedio del tiristor

$$I_A = \frac{1}{2\pi R}\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}\, V_s \,\text{sen}\,\omega t \; d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi R}(\cos\alpha + 1) \tag{6-10}$$

$$= \sqrt{2} \times \frac{120}{2\pi \times 10} = 2.7 \text{ A}$$

(d) El valor rms de la corriente del tiristor

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{2V_s^2}{4\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{\sqrt{2}\,R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-11}$$

$$= \frac{120}{2 \times 10} = 6\text{A}$$

6-5 CONTROLADORES MONOFASICOS CON CARGAS INDUCTIVAS

En la sección 6-4 se discuten los controladores monofásicos con cargas inductivas. En la práctica, la mayor parte de las cargas son hasta cierto punto inductivas. En la figura 6-6a aparece un controlador de onda completa con una carga *RL*. Supongamos que el tiristor T_1 se dispara durante el semiciclo y conduce la corriente de carga. Dada la inductancia del circuito, cuando el voltaje de entrada empieza a ser negativo, en $\omega t = \pi$, la corriente del tiristor T_1 no se reduciría a 0. El tiristor T_1 seguirá conduciendo hasta que su corriente i_1 llegue a cero, en $\omega t = \beta$. El ángulo de conducción del tiristor T_1 es $\delta = \beta - \alpha$ y depende del ángulo de retraso α y del ángulo del factor de potencia de la carga θ. Las formas de onda de la corriente del tiristor, de los pulsos de compuerta y del voltaje de entrada se muestran en la figura 6-6b.

Si $v_s = \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen} \omega t$ es el voltaje instantáneo de entrada y el ángulo de retraso del tiristor T_1 es α, la corriente del tiristor i_1 se puede determinar a partir de

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen} \omega t \tag{6-12}$$

La solución de la ecuación (6-12) es de la forma

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} \tag{6-13}$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y el ángulo de la carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La constante A_1 se puede determinar a partir de la condición inicial: en $\omega t = \alpha$, $i_1 = 0$. De la ecuación (6-13), A_1 se determina como

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha/\omega)} \tag{6-14}$$

La sustitución de A_1 de la ecuación (6-14) en la ecuación (6-13) nos proporciona

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}] \tag{6-15}$$

El ángulo β, cuando la corriente i_1 pasa por cero y el tiristor T_1 se desactiva, se puede determinar a partir de la condición i_1 ($\omega t = \beta$) = 0 en la ecuación (6-15), y está dada por la relación

$$\operatorname{sen}(\beta - \theta) = \operatorname{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} \tag{6-16}$$

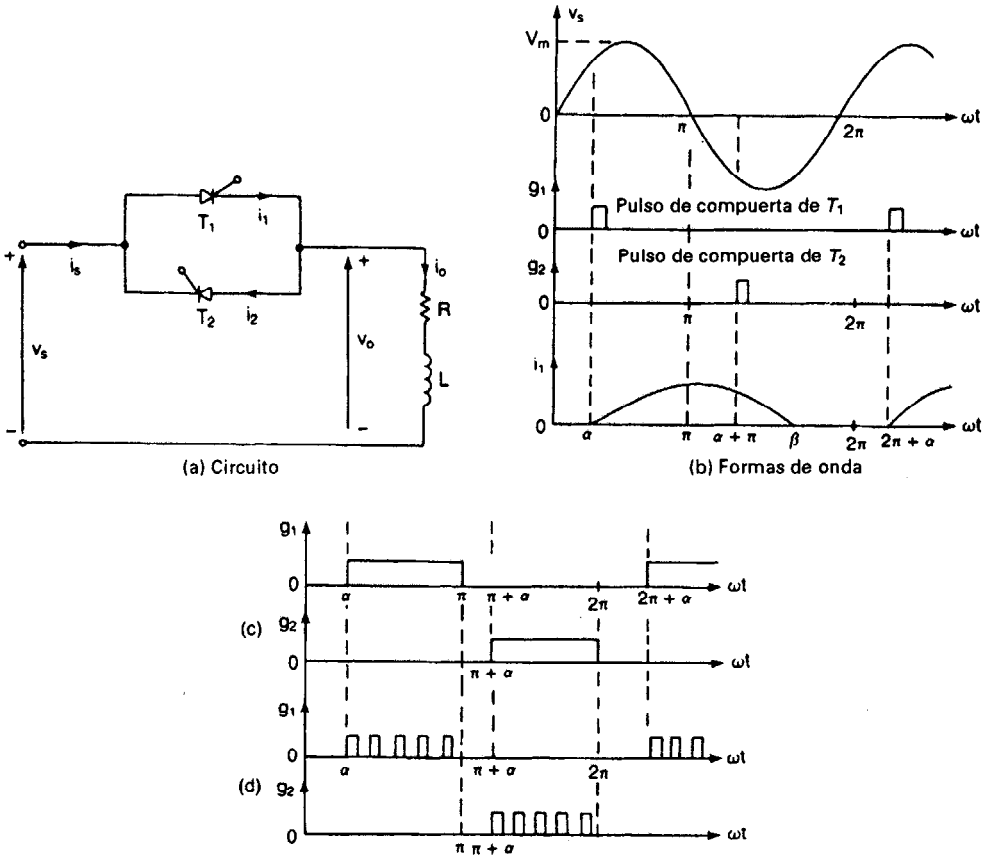


Figura 6-6 Controlador monofásico de onda completa con carga *RL*

El ángulo β, también conocido como *ángulo de extinción*, se puede determinar a partir de esta ecuación trascendente y requiere de un método de solución iterativo. Una vez conocido β, se puede determinar el ángulo de conducción δ del tiristor T_1 a partir de

$$\delta = \beta - \alpha \tag{6-17}$$

El voltaje rms de salida

$$\begin{aligned} V_o &= \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{4V_s^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\beta - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} - \frac{\operatorname{sen} 2\beta}{2}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{6-18}$$

La corriente rms del tiristor se puede determinar a partir de la ecuación (6-15) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_1^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{Z}\left[\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\beta} \{\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}\}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{6-19}$$

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

$$I_o = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_R \tag{6-20}$$

El valor promedio del valor de la corriente del tiristor también se puede determinar a partir de la ecuación (6-15) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_1\, d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi Z}\int_{\alpha}^{\beta} [\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta)e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}]\, d(\omega t) \tag{6-21}$$

Las señales de compuerta de los tiristores pueden ser pulsos cortos para un controlador con cargas resistivas. Sin embargo, para cargas inductivas, estos pulsos cortos no son adecuados. Esto se puede explicar haciendo referencia a la figura 6-6b. Cuando se dispara en $\omega t = \pi + \alpha$ el tiristor T_2, el T_1 aún está conduciendo debido a la inductancia de la carga. Para el momento en que la corriente del tiristor T_1 pasa por cero y T_1 se desactiva en $\omega t = \beta = \alpha + \delta$, el pulso de compuerta del tiristor T_2 ha dejado de funcionar y, en consecuencia, T_2 no se activará. Como resultado, sólo operará el tiristor T_1, causando formas de onda asimétricas de voltaje y corriente de salida. Esta dificultad se puede resolver utilizando señales de compuerta continuas con una duración de $(\pi - \alpha)$, tal y como se muestra en la figura 6-6c. En cuanto la corriente de T_1 cae hasta cero, el tiristor T_2 (con pulsos de compuerta tal y como se muestran en la figura 6-6c) se activa. Sin embargo, un pulso de compuerta continuo aumenta la pérdida de conmutación de los tiristores requiriéndose para el circuito de disparo de un transformador con mayor aislamiento. En la práctica, a fin de resolver estos problemas, normalmente se utiliza un tren de pulsos de corta duración.

La ecuación (6-15) indica que el voltaje (y la corriente) de la carga serán senoidales, si el ángulo de retraso, α, es menor que el ángulo de carga, θ. Si α es mayor que θ, la corriente de carga resultará discontinua y no senoidal.

Notas

1. Si $\alpha = \theta$, a partir de la ecuación (6-16),

$$\text{sen}(\beta - \theta) = \text{sen}(\beta - \alpha) = 0 \tag{6-22}$$

y

$$\beta - \alpha = \delta = \pi \tag{6-23}$$

2. Dado que el ángulo de conducción δ no puede exceder de π y la corriente de carga debe pasar por cero, el ángulo de retraso α no puede ser menor que θ y el ángulo de control del ángulo de retraso es

$$\theta \leq \alpha \leq \pi \tag{6-24}$$

3. Si $\alpha \leq \theta$ y los pulsos de compuerta de los tiristores son de larga duración, la corriente de carga no cambiará con α, pero ambos tiristores conducirán a partir de π. El tiristor T_1 se conectará en $\omega t = \theta$ y el tiristor T_2 se conectará en el valor $\omega t = \pi + \theta$.

Ejemplo 6-4*

El controlador monofásico de onda completa de la figura 6-6a alimenta una carga *RL*. El voltaje rms de entrada es V_s = 120 V, 60 Hz. La carga es tal que L = 6.5 mH y R = 2.5 Ω. Los ángulos de retraso de los tiristores son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$. Determine (a) el ángulo de conducción del tiristor T_1, δ; (b) el voltaje rms de salida V_o; (c) la corriente rms del tiristor I_R; (d) la corriente rms de salida I_o; (e) la corriente promedio de un tiristor I_A; y (f) el factor de potencia de entrada PF.

Solución R = 2.5 Ω, L = 6.5 mH, f = 60 Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, V_s = 120 V, α = 90° y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44.43°$.

(a) El ángulo de extinción se puede determinar a partir de la solución de la ecuación (6-16) y una solución iterativa resulta en β = 220.35°. El ángulo de conducción es $\delta = \beta - \alpha = 220.43 - 90 = 130.43°$.

(b) De la ecuación (6-18), el voltaje rms de salida es V_o = 68.09 V.

(c) La integración numérica de la ecuación (6-19) entre los límites $\omega t = \alpha$ hasta β da la corriente rms del tiristor como I_R = 15.07 A.

(d) De la ecuación (6-20), $I_o = \sqrt{2} \times 15.07 = 21.3$ A.

(e) La integración numérica de la ecuación (6-21) resulta en la corriente promedio del tiristor I_A = 8.23 A.

(f) La potencia de salida $P_o = 21.3^2 \times 2.5 = 1134.2$ W, y la especificación en volts-amperes de entrada VA = 120 × 21.3 = 2556 W; por lo tanto,

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{1134.200}{2556} = 0.444 \text{ (atrasado)}$$

Nota. La acción de conmutación de los tiristores hace no lineales a las ecuaciones para las corrientes. Un método numérico de solución para el ángulo de conducción del tiristor y las corrientes es más eficiente que los métodos clásicos. Para resolver este ejemplo se utilizan programas de computadora. Se invita a los estudiantes a verificar los resultados de este ejemplo y a apreciar la utilidad de la solución numérica, especialmente en la resolución de ecuaciones no lineales de circuitos de tiristor.

6-6 CONTROLADORES TRIFASICOS DE MEDIA ONDA

En la figura 6-7 aparece el diagrama de circuito de un controlador trifásico de media onda (o unidireccional) con una carga resistiva conectada en estrella. El flujo de corriente hacia la carga está controlado mediante los tiristores T_1, T_3 y T_5; los diodos proporcionan la trayectoria de corriente de regreso. La secuencia de disparo de los tiristores es T_1, T_3, T_5. Para que fluya la corriente a través del controlador de corriente, por lo menos un tiristor debe conducir. Si todos los dispositivos fueran diodos, tres diodos conducirían simultáneamente siendo ángulo de conducción de cada uno de ellos de 180°. Debemos recordar que un tiristor conducirá si su voltaje de ánodo es más alto que el de cátodo y se dispara. Una vez que un tiristor empieza a conducir, sólo puede desactivarse cuando su corriente disminuye a cero.

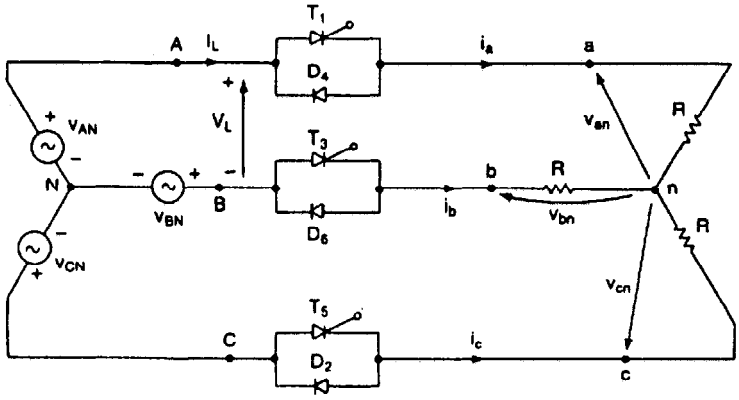


Figura 6-7 Controlador trifásico unidireccional.

Si V_s es el valor rms del voltaje de fase de entrada y definimos los voltajes instantáneos de entrada como

$$v_{AN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

entonces los voltajes de línea de entrada son

$$v_{AB} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

Las formas de onda para los voltajes de entrada, los ángulos de conducción de los dispositivos y los voltajes de salida se muestran en la figura 6-8 para $\alpha = 60°$ y para $\alpha = 150°$. Debe notarse que los intervalos de conducción que se representan en la figura 6-8 mediante líneas punteadas no están a escala, pero tienen anchos iguales a 30°. Para $0 \leq \alpha < 60°$, dos o tres dispositivos pueden conducir en forma simultánea, y las combinaciones posibles son (1) dos tiristores y un diodo, (2) un tiristor y un diodo y (3) un tiristor y dos diodos. Si conducen tres dispositivos, ocurre una operación normal trifásica tal y como se muestra en la figura 6-9a, y el voltaje de salida de una fase es el mismo que el voltaje de fase de entrada, por ejemplo,

$$v_{an} = v_{AN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \tag{6-25}$$

Por otra parte, si dos dispositivos conducen al mismo tiempo, la corriente fluye sólo a través de dos líneas; la tercera línea se puede considerar como circuito abierto. El voltaje línea a línea aparecerá a través de dos terminales de la carga, tal y como se ve en la figura 6-9b, y el voltaje

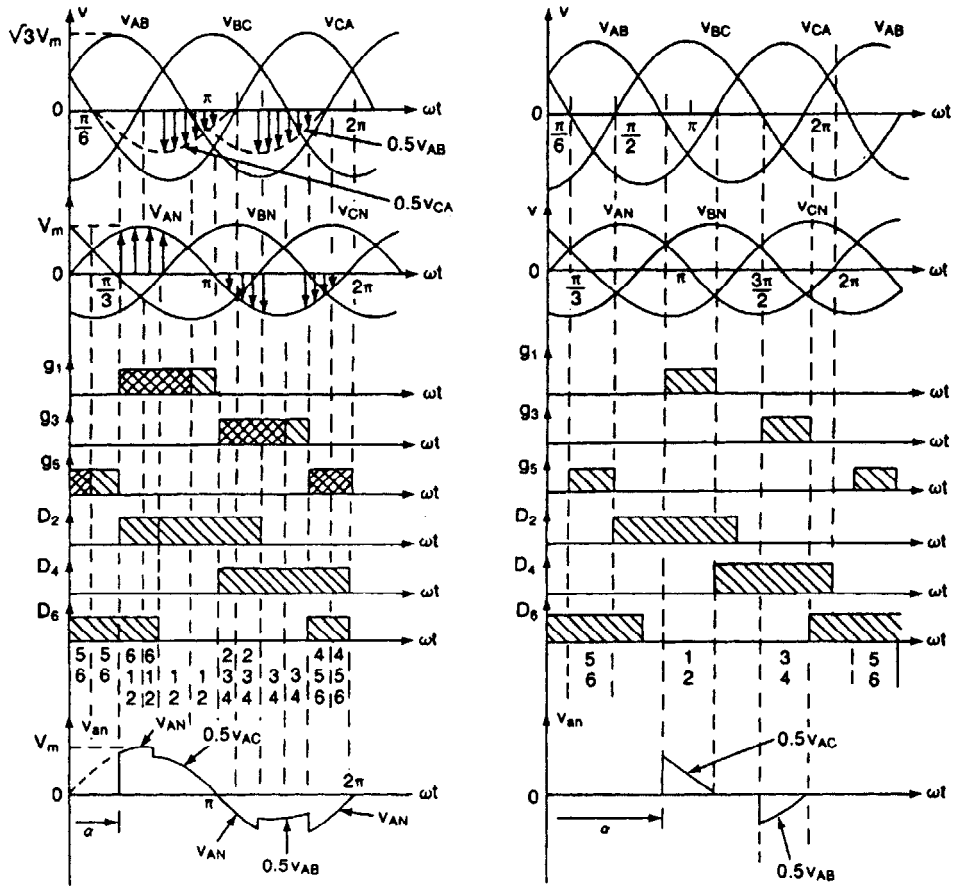


Figura 6-8 Formas de onda para el controlador unidireccional trifásico.

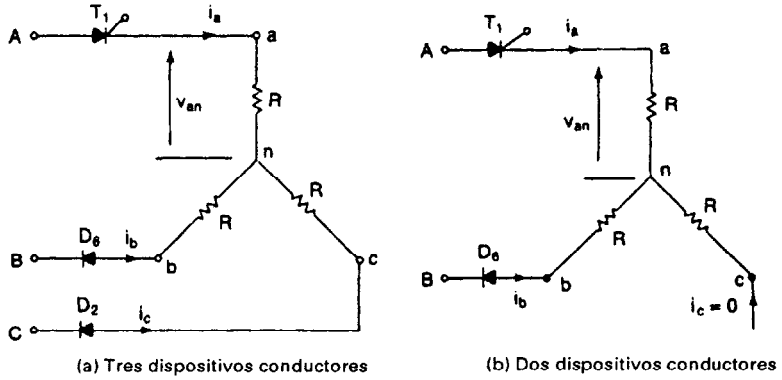


Figura 6-9 Carga resistiva conectada en estrella.

de fase de salida será la mitad del voltaje de línea (por ejemplo, con la terminal c en circuito abierto),

$$v_{an} = \frac{v_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}\,V_s}{2}\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{6-26}$$

La forma de onda para un voltaje de fase de salida (por ejemplo v_{an}) se puede deducir directamente de los voltajes de fase de entrada y de línea, notando que v_{an} correspondería a v_{AN} si los tres dispositivos conducen, a $v_{AB}/2$ (o $v_{AC}/2$) si conducen dos dispositivos, y a cero si la terminal a está en circuito abierto. Para $60° \leq \alpha < 120°$, en cualquier instante sólo conduce un tiristor, y dos diodos comparten la trayectoria de regreso. Para $120° \leq \alpha < 210°$, solamente un tiristor y un diodo conducen en forma simultánea.

El ángulo de extinción β de un tiristor se puede retrasar más allá de 180° (por ejemplo, β de T_1 es 210° para $\alpha = 30°$ como se observa en la figura 6-8b). Para $\alpha = 60°$, el ángulo de extinción β se retrasa hasta 180°, como se muestra en la figura 6-8a. Esto se debe a que un voltaje de fase de salida puede depender del voltaje línea a línea de entrada. Cuando v_{AB} se hace cero en $\omega t = 150°$, la corriente del tiristor T_1 puede continuar fluyendo hasta que v_{CA} se convierte en cero en $\omega t = 210°$ y un ángulo de retraso de $\alpha = 210°$ da un voltaje (y una potencia) igual a cero.

Los pulsos de compuerta de los tiristores deberán ser continuos, por ejemplo, el pulso de T_1 deberá terminar en $\omega t = 210°$. En la práctica, los pulsos de compuerta están formados por dos partes. El primer pulso de T_1 empieza en cualquier momento entre 0 y 150° y termina en $\omega t = 150°$, y el segundo, que puede empezar en $\omega t = 150°$, siempre termina en $\omega t = 210°$. Esto permite que la corriente fluya a través del tiristor T_1 durante el periodo $150° \leq \omega t \leq 210°$ aumentando el rango de control de voltaje de salida. El rango de retraso es

$$0 \leq \alpha \leq 210° \tag{6-27}$$

La expresión para el voltaje rms de fase de salida depende del ángulo de retraso. El voltaje rms de salida para una carga conectada en estrella se puede determinar como sigue. Para $0 \leq \alpha < 90°$:

$$\begin{aligned} V_o &= \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{an}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \sqrt{6}\,V_s\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right.\right. \\ &\quad \left.\left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{3\pi/2}^{3\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t) + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t)\right]\right\}^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\,V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{8}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{6-28}$$

Para $90° \leq \alpha < 120°$:

$$\begin{aligned} V_o &= \sqrt{6}\,V_s\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right.\right. \\ &\quad \left.\left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{3\pi/2}^{2\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t) + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t)\right]\right\}^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\,V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{11\,\pi}{24} - \frac{\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{6-29}$$

Para $120° \leq \alpha < 210°$:

$$V_o = \sqrt{6}\, V_s \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{3\pi/2-2\pi/3+\alpha}^{2\pi} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{4}\, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\, 2\alpha}{16} - \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \qquad (6\text{-}30)$$

En el caso de una carga conectada en delta, el voltaje de fase de salida deberá ser el mismo que el voltaje de línea a línea. Sin embargo, la corriente de línea de la carga dependerá del número de dispositivos que conduzcan simultáneamente. Si conducen tres dispositivos, las corrientes de línea y de fase seguirán la relación normal de un sistema trifásico, tal y como se ve en la figura 6-10a. Si la corriente en la fase a es $i_{ab} = I_m$ sen ωt, la corriente de línea será $i_a = i_{ab} - i_{ca} = \sqrt{3}\, I_m$ sen$(\omega t - \pi/6)$. Si conducen al mismo tiempo dos dispositivos, una terminal de la carga se puede considerar como circuito abierto tal y como se observa en la figura 6-10b, e $i_{ca} = i_{bc} = -i_{ab}/2$. La corriente de línea de la carga será $i_a = i_{ab} - i_{ca} = (3I_m/2)$ sen $\omega t = 1.5I_m$ sen ωt.

Los dispositivos de potencia se pueden conectar juntos, tal y como aparece en la figura 6-11. Esta disposición, que permite un ensamble completo compacto, sólo es posible si se tiene acceso al neutro de la carga.

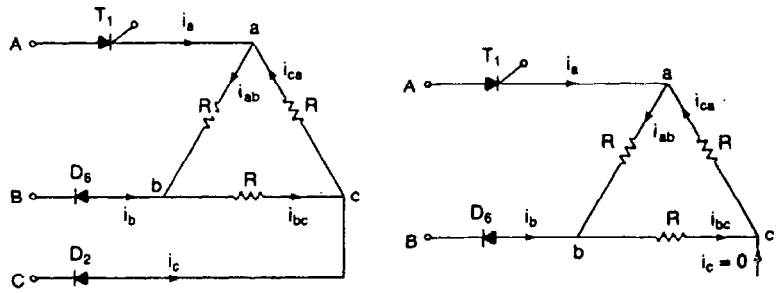


Figura 6-10 Carga resistiva conectada en delta.

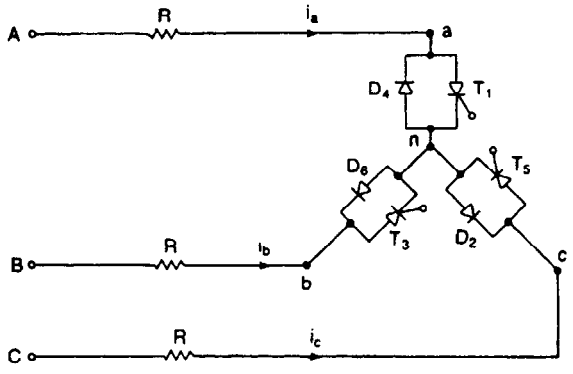


Figura 6-11 Arreglo alterno de un controlador unidireccional trifásico.

Ejemplo 6-5*

El controlador trifásico unidireccional de la figura 6-7 alimenta una carga resistiva conectada en estrella con $R = 10\ \Omega$, y el voltaje de entrada línea a línea de 208 V (rms), 60 Hz. El retraso es $\alpha = \pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de fase de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF y (c) expresiones para el voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

Solución $V_L = 208$ V, $V_s = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $\alpha = \pi/3$, y $R = 10\ \Omega$.

(a) De la ecuación (6-28), el voltaje de fase de salida rms es $V_o = 110.86$ V.

(b) La corriente de fase rms de la carga $I_a = 110.86/10 = 11.086$ A y la potencia de salida

$$P_o = 3I_a^2R = 3 \times 11.086^2 \times 10 = 3686.98 \text{ W}$$

Dado que la carga se conecta en estrella, la corriente de fase es igual a la corriente de línea, $I_L = I_a = 11.086$ A. La especificación de volts-amperes de entrada es

$$\text{VA} = 3V_sI_L = 3 \times 120 \times 11.086 = 3990.96 \text{ VA}$$

El factor de potencia

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3686.98}{3990.96} = 0.924 \text{ (atrasado}$$

(c) Si el voltaje de fase de entrada se toma como referencia y es $v_{AN} = 120\sqrt{2}$ sen $\omega t = 169.7$ sen ωt, los voltajes instantáneos de línea de entrada son

$$v_{AB} = 208\sqrt{2}\ \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

El voltaje instantáneo de salida por fase, v_{an}, que depende del número de dispositivos conductores, se puede determinar a partir de la figura 6-8a, como sigue:

Para $0 \le \omega t < \pi/3$:	$v_{an} = 0$
Para $\pi/3 \le \omega t < 4\pi/6$:	$v_{an} = v_{AN} = 169.7$ sen ωt
Para $4\pi/6 \le \omega t < \pi$:	$v_{an} = v_{AC}/2 = -v_{CA}/2 = 147.1$ sen$(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$
Para $\pi \le \omega t < 4\pi/2$:	$v_{an} = v_{AN} = 169.7$ sen ωt
Para $4\pi/2 \le \omega t < 5\pi/3$:	$v_{an} = v_{AB}/2 = 147.1$ sen$(\omega t + \pi/6)$
Para $5\pi/3 \le \omega t < 2\pi$:	$v_{an} = v_{AN} = 169.7$ sen ωt

Nota. El factor de potencia de este controlador de potencia depende del ángulo de retraso α.

6-7 CONTROLADORES TRIFASICOS DE ONDA COMPLETA

Los controladores unidireccionales, que contienen corriente de entrada de cd y un contenido de armónicas más alto debido a la naturaleza asimétrica de la forma de onda del voltaje de salida, no se utilizan normalmente en los impulsores para motores de ca; por lo general se utiliza un control bidireccional trifásico. El diagrama de circuito de un controlador trifásico de onda completa (o bidi-

reccional) aparece en la figura 6-12 para una carga resistiva conectada en estrella. La operación de este controlador es similar a la de un controlador de media onda, excepto porque la trayectoria de la corriente de regreso está dada por los tiristores T_2, T_4 y T_6 en vez de los diodos. La secuencia de disparo de los tiristores es $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$.

Si definimos los voltajes instantáneos de entrada por fase como

$$v_{AN} = \sqrt{2}\,V_s \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2}\,V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2}\,V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

los voltajes instantáneos de línea de entrada son

$$v_{AB} = \sqrt{6}\,V_s \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6}\,V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6}\,V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

Las formas de onda de los voltajes de entrada, los ángulos de conducción de los tiristores y los voltajes por fase de salida se muestran en la figura 6-13, para $\alpha = 60°$ y para $\alpha = 120°$. Para $0 \le \alpha < 60°$, dos tiristores conducen inmediatamente antes del disparo de T_1. Una vez disparado T_1, conducen tres tiristores. Un tiristor se desconecta cuando su corriente intenta invertirse. Las condiciones se alternan entre dos y tres tiristores en conducción.

Para $60° \le \alpha < 90°$, sólo conducen dos tiristores en todo momento. Para $90° \le \alpha < 150°$, aunque conducen dos tiristores en todo momento, existen períodos en los que ningún tiristor está activo. Para $\alpha \ge 150°$, no hay ningún periodo para dos tiristores en conducción haciéndose el voltaje de salida cero en $\alpha = 150°$. El rango del ángulo de retraso es

$$0 \le \alpha \le 150° \tag{6-31}$$

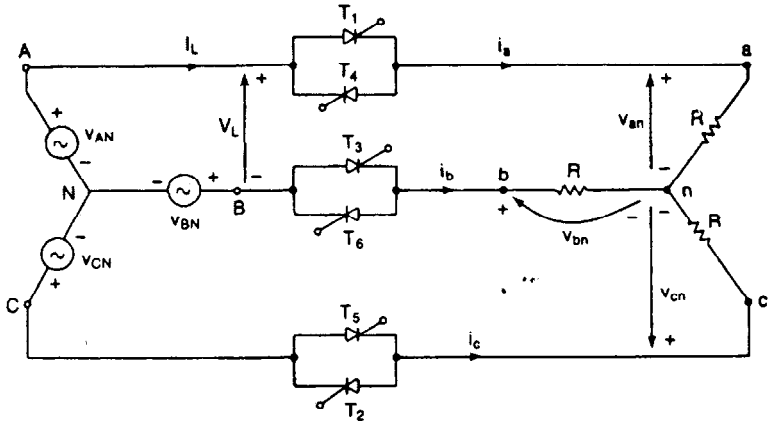


Figura 6-12 Controlador bidireccional trifásico.

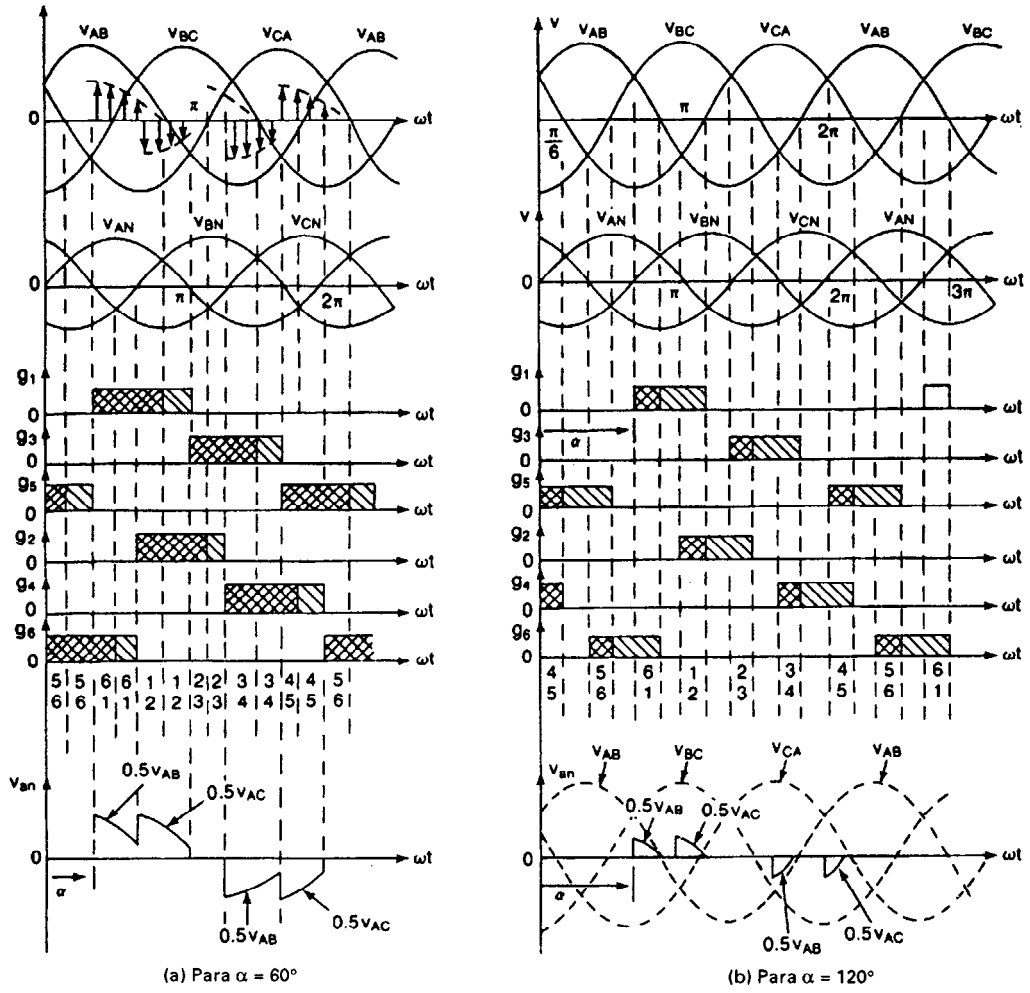


Figura 6-13 Formas de onda para el controlador bidireccional trifásico.

Al igual que los controladores de media onda, la expresión del voltaje de fase rms de salida depende del rango de los ángulos de retraso. El voltaje rms de salida para una carga conectada en estrella se puede determinar como sigue. Para $0 \leq \alpha < 60°$:

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{an}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\,V_s\left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_\alpha^{\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/4}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right.\right.$$

$$\left.\left. + \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right]\right. \tag{6-32}$$

$$+ \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\, d(\omega t)\Big]\Big\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s \left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{8}\right)\right]^{1/2}$$

Para $60° \le \alpha < 90°$:

$$V_o = \sqrt{6}V_s \left[\frac{2}{2\pi}\left\{\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t)\right\}\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s \left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{12} + \frac{3\,\text{sen}\,2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16}\right)\right]^{1/2} \tag{6-33}$$

Para $90° \le \alpha < 150°$:

$$V_0 = \sqrt{6}V_s \left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s \left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16}\right)\right]^{1/2} \tag{6-34}$$

Los dispositivos de potencia de un controlador bidireccional trifásico se pueden juntar en una conexión, tal y como se muestra en la figura 6-14. Este arreglo también se conoce como *control de amarre* y permite el ensamble de todos los tiristores como una sola unidad.

Ejemplo 6-6*

Repita el ejemplo 6-5 para el controlador bidireccional trifásico de la figura 6-12.

Solución $V_L = 208$ V, $V_s = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $\alpha = \pi/3$, y $R = 10\ \Omega$.

(a) De la ecuación (6-32), el voltaje rms de fase de salida es $V_o = 100.9$ V.

(b) La corriente rms por fase de la carga es $I_a = 100.9/10 = 10.09$ A y la potencia de salida es

$$P_o = 3I_a^2R = 3 \times 10.09^2 \times 10 = 3054.24 \text{ W}$$

Dado que la carga se conecta en estrella, la corriente de fase es igual a la corriente de línea, $I_L = I_a = 10.09$ A. Los volts-amperes de entrada son

$$\text{VA} = 3V_sI_L = 3 \times 120 \times 10.09 = 3632.4 \text{ VA}$$

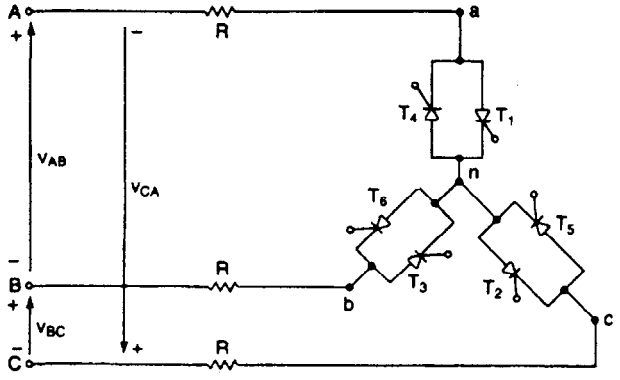


Figura 6-14 Arreglo para un control de amarre bidireccional trifásico.

El factor de potencia

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3054.24}{3632.4} = 0.84 \text{ (atrasado)}$$

(c) Si el voltaje de fase de entrada se toma como referencia y es $v_{AN} = 120\sqrt{2}$ sen ωt = 169.7 sen ωt, los voltajes instantáneos de línea de entrada son

$$v_{AB} = 208\sqrt{2} \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = 294.2 \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = 294.2 \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = 294.2 \text{ sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

El voltaje instantáneo de salida por fase, v_{an}, que depende del número de dispositivos en conducción, se puede determinar a partir de la figura 6-13a como sigue:

Para $0 \le \omega t < \pi/3$:	$v_{an} = 0$
Para $\pi/3 \le \omega t < 2\pi/3$:	$v_{an} = v_{AB}/2 = 147.1 \text{ sen}(\omega t + \pi/6)$
Para $2\pi/3 \le \omega t < \pi$:	$v_{an} = v_{AC}/2 = -v_{CA}/2 = 147.1 \text{ sen}(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$
Para $\pi \le \omega t < 4\pi/3$:	$v_{an} = 0$
Para $4\pi/3 \le \omega t < 5\pi/3$:	$v_{an} = v_{AB}/2 = 147.1 \text{ sen}(\omega t + \pi/6)$
Para $5\pi/3 \le \omega t < 2\pi$:	$v_{an} = v_{AC}/2 = 147.1 \text{ sen}(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$

Nota. El factor de potencia, que depende del ángulo de retraso α, es por lo general pobre en comparación con el de un controlador de media onda.

6-8 CONTROLADORES TRIFASICOS BIDIRECCIONALES CONECTADOS EN DELTA

Si las terminales de un sistema trifásico están accesibles, los elementos de control (o los dispositivos de potencia) y la carga pueden conectarse en delta, tal y como se muestra en la figura 6-15. Dado que la corriente de fase en un sistema trifásico normal es únicamente $1/\sqrt{3}$ de la corriente de línea, las especificaciones de corriente de los tiristores serían menores que si los tiristores (o los elementos de control) se colocaran en la línea.

Supongamos que los voltajes instantáneos línea a línea son

$$v_{AB} = v_{ab} = \sqrt{2}V_s \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BC} = v_{bc} = \sqrt{2}V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CA} = v_{ca} = \sqrt{2}V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Los voltajes de línea de entrada, las corrientes de fase y de línea así como las señales de compuerta del tiristor se muestran en la figura 6-16, para $\alpha = 120°$ y una carga resistiva.

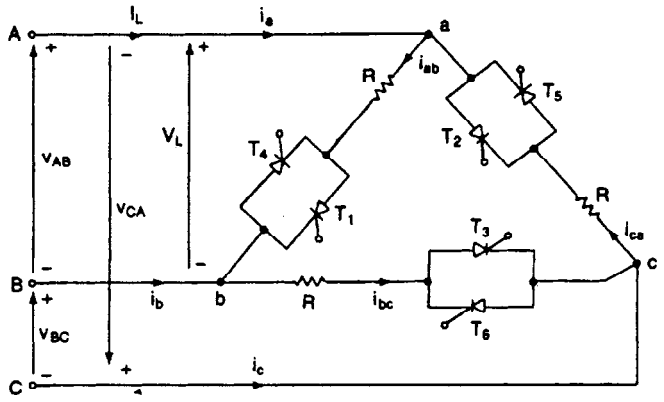


Figura 6-15 Controlador trifásico conectado en delta.

Para las cargas resistivas, el voltaje rms por fase de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} v_{ab}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} 2\, V_s^2 \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-35}$$

El voltaje de salida máximo se obtendría cuando $\alpha = 0$, y el rango del control del ángulo de retraso es

$$0 \leq \alpha \leq \pi \tag{6-36}$$

Las corrientes de línea, que se pueden determinar a partir de las corrientes de fase son

$$\begin{aligned} i_a &= i_{ab} - i_{ca} \\ i_b &= i_{bc} - i_{ab} \\ i_c &= i_{ca} - i_{bc} \end{aligned} \tag{6-37}$$

Podemos notar, a partir de la figura (6-16), que las corrientes de línea dependen del ángulo de retraso y pueden resultar discontinuas. Se puede determinar el valor rms de las corrientes de línea y de fase para los circuitos de carga mediante una solución numérica o un análisis de Fourier. Si I_n es el valor rms de la enésima componente armónica de una corriente de fase, el valor rms de la corriente de fase se puede determinar a partir de

$$I_{ab} = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \cdots + I_n^2)^{1/2} \tag{6-38}$$

Debido a la conexión en delta, las componentes armónicas múltiplos de 3 (es decir aquellas de orden $n = 3m$, donde m es un entero impar) de las corrientes de fase circularían alrededor de la delta y no aparecerían en la línea. Esto se debe a que las armónicas de secuencia cero están en fase en las tres fases de la carga. La corriente rms de línea se convierte en

$$I_a = \sqrt{3}\,(I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \cdots + I_n^2)^{1/2} \tag{6-39}$$

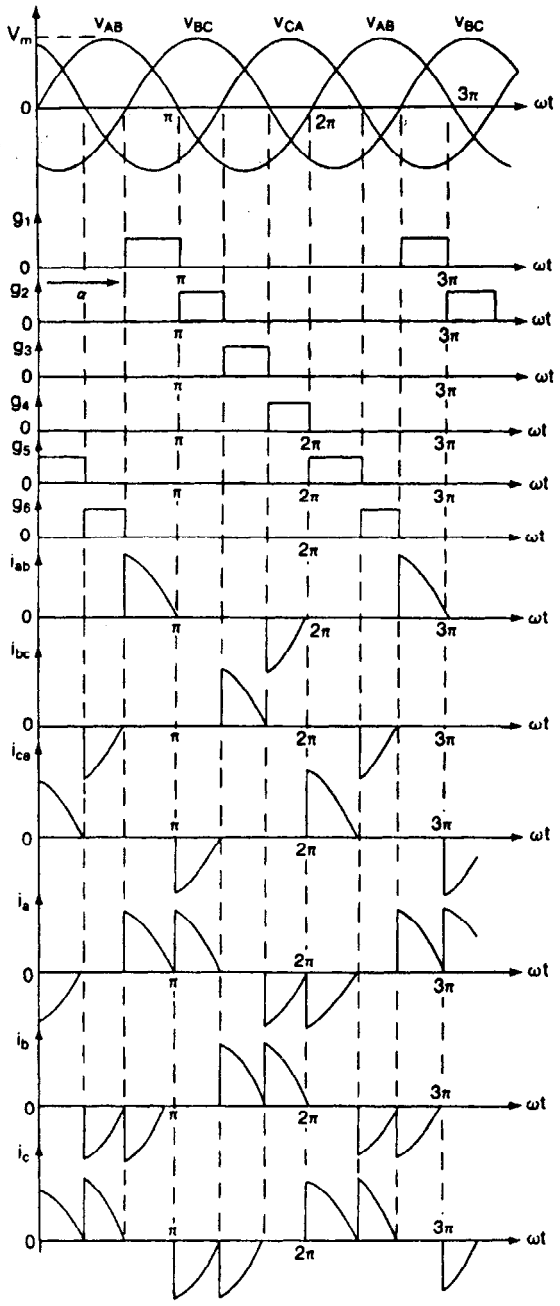


Figura 6-16 Formas de onda para un controlador conectado en delta.

Como resultado, el valor rms de la corriente de línea no seguirá la relación normal de un sistema trifásico tal que

$$I_a < \sqrt{3}\, I_{ab} \tag{6-40}$$

Una forma alternativa de controladores conectados en delta, que requiere únicamente de tres tiristores y simplifica la circuitería de control, aparece en la figura 6-17. Este arreglo también se conoce como *controlador conectado en polígono.*

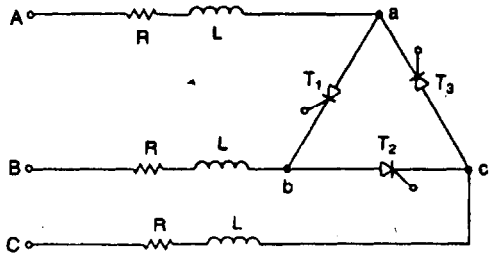


Figura 6-17 Controlador trifásico de tres tiristores.

Ejemplo 6-7

El controlador bidireccional trifásico conectado en delta de la figura 6-15 tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$. El voltaje línea a línea es $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz, y el ángulo de retraso es $\alpha = 2\pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de fase de salida V_o; (b) las expresiones para las corrientes instantáneas i_a, i_{ab} e i_{ca}; (c) la corriente rms de fase de salida I_{ab} y la corriente rms de línea I_a; (d) el factor de potencia de entrada PF; y (e) la corriente rms de un tiristor I_R.

Solución $V_L = V_s = 208$ V, $\alpha = 2\pi/3$, $R = 10\ \Omega$, y el valor pico de la corriente de fase, $I_m = \sqrt{2} \times 208/10 = 29.4$ A.

(a) De la ecuación (6-35), $V_o = 92$ V.

(b) Suponiendo que i_{ab} es la fase de referencia e $i_{ab} = I_m$ sen ωt, las corrientes instantáneas son

Para $0 \le \omega t < \pi/3$:	$I_{ab} = 0$
	$i_{ca} = I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = -I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
Para $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$:	$i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$
Para $2\pi/3 < \omega t < \pi$:	$i_{ab} = I_m$ sen ωt
	$i_{ca} = 0$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m$ sen ωt
Para $\pi < \omega t < 4\pi/3$:	$i_{ab} = 0$
	$i_{ca} = I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
Para $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$:	$i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$
Para $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$:	$i_{ab} = I_m$ sen ωt
	$i_{ca} = 0$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m$ sen ωt

(c) Los valores rms de i_{ab} y de i_a están determinados mediante la integración numérica utilizando un programa de computadora. Los estudiantes están invitados a verificar los resultados.

$$I_{ab} = 9.32 \text{ A} \qquad I_L = I_a = 13.18 \text{ A} \qquad \frac{I_a}{I_{ab}} = \frac{13.18}{9.32} = 1.1414 \neq \sqrt{3}$$

(d) La potencia de salida

$$P_o = 3I_{ab}^2 R = 3 \times 9.32^2 \times 10 = 2605.9$$

Los volts-amperes

$$\text{VA} = 3V_s I_{ab} = 3 \times 208 \times 9.32 = 5815.7$$

El factor de potencia

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{2605.9}{5815.7} = 0.448 \text{ (atrasado)}$$

(e) La corriente del tiristor se puede determinar a partir de una corriente de fase:

$$I_R = \frac{I_{ab}}{\sqrt{2}} = \frac{9.32}{\sqrt{2}} = 6.59 \text{ A}$$

Notas

1. $V_o = I_{ab}R = 9.32 \times 10 = 93.2$ V, en tanto que la ecuación (6-35) da 92 V. Esta diferencia se debe al redondeo de la solución numérica.
2. Para el controlador de voltaje de ca de la figura 6-17, la corriente de línea I_a no está relacionada con la corriente de fase I_{ab} por un factor de $\sqrt{3}$. Esto se debe a la discontinuidad de la corriente de carga en presencia del controlador de voltaje de ca.

6-9 CAMBIADORES DE DERIVACIONES DE UN TRANSFORMADOR MONOFASICO

Los tiristores se pueden utilizar como conmutadores estáticos para cambiar las derivaciones de los transformadores con carga. Los cambiadores de derivación estáticos tienen la ventaja de una acción de conmutación muy rápida. El cambio puede diseñarse de modo que se pueda manejar las condiciones de la carga y es continuo. El diagrama de circuito de un cambiador de derivaciones para un transformador monofásico aparece en la figura 6-18. Por simplicidad, aunque un transformador pueda tener muchos embobinados secundarios, sólo se muestran dos de ellos.

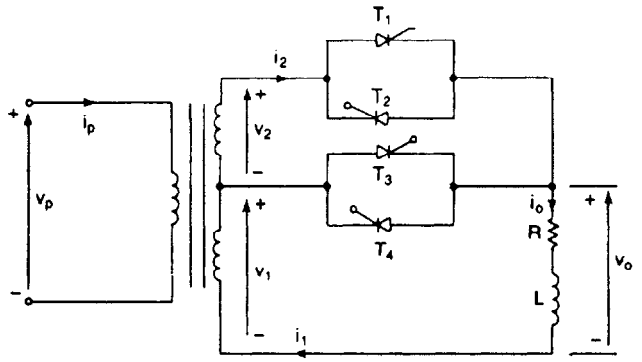


Figura 6-18 Cambiador de derivaciones para un transformador monofásico.

La relación de vueltas del transformador de entrada es tal que si el voltaje instantáneo primario es

$$v_p = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_p \operatorname{sen} \omega t$$

los voltajes instantáneos en el secundario son

$$v_1 = \sqrt{2}\, V_1 \operatorname{sen} \omega t$$

y

$$v_2 = \sqrt{2}\, V_2 \operatorname{sen} \omega t$$

El uso más común de un cambiador de derivación es para cargas resistivas de calefacción. Cuando sólo se disparan alternativamente los tiristores T_3 y T_4 con un ángulo de retraso $\alpha = 0$, el voltaje de carga se mantiene a un voltaje reducido $V_o = V_1$. Si se requiere del voltaje de salida total, sólo se disparan alternativamente los tiristores T_1 y T_2 con un ángulo de retraso $\alpha = 0$ por lo que el voltaje total es $v_o = V_1 + V_2$.

Se puede controlar los pulsos de compuerta de los tiristores para variar el voltaje de la carga. Se puede modificar el valor rms del voltaje de carga, V_o, dentro de tres rangos posibles:

$$0 < V_o < V_1$$

$$0 < V_o < (V_1 + V_2)$$

y

$$V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$$

Rango de control 1: $0 \le V_o \le V_1$. Para variar el voltaje de la carga dentro de este rango, se desactivan los tiristores T_1 y T_2. Los tiristores T_3 y T_4 pueden operar como un controlador monofásico de voltaje. El voltaje instantáneo de la carga V_o y la corriente de carga I_o se muestran en la figura 6-19c en caso de una carga resistiva. El voltaje rms de la carga que puede determinarse a partir de la ecuación (6-8) es

$$V_o = V_1 \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-41}$$

y el rango del ángulo de retraso es $0 \le \alpha \le \pi$.

Rango de control 2: $0 \le V_o \le (V_1 + V_2)$. Los tiristores T_3 y T_4 están desactivados. Los tiristores T_1 y T_2 operan como un controlador monofásico de voltaje. La figura 6-19d muestra el voltaje de la carga v_o y la corriente de la carga I_o en el caso de una carga resistiva. El voltaje rms de la carga se puede encontrar a partir de

$$V_o = (V_1 + V_2)\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-42}$$

y el rango del ángulo de retraso es $0 \le \alpha \le \pi$.

Rango de control 3: $V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$. El tiristor T_3 se activa en $\omega t = 0$ y el voltaje en el secundario v_1 aparece a través de la carga. Si el tiristor T_1 se activa en $\omega t = \alpha$, el tiristor T_3 se queda con polarización negativa debido al voltaje en el secundario v_2, desactivándose T_3.

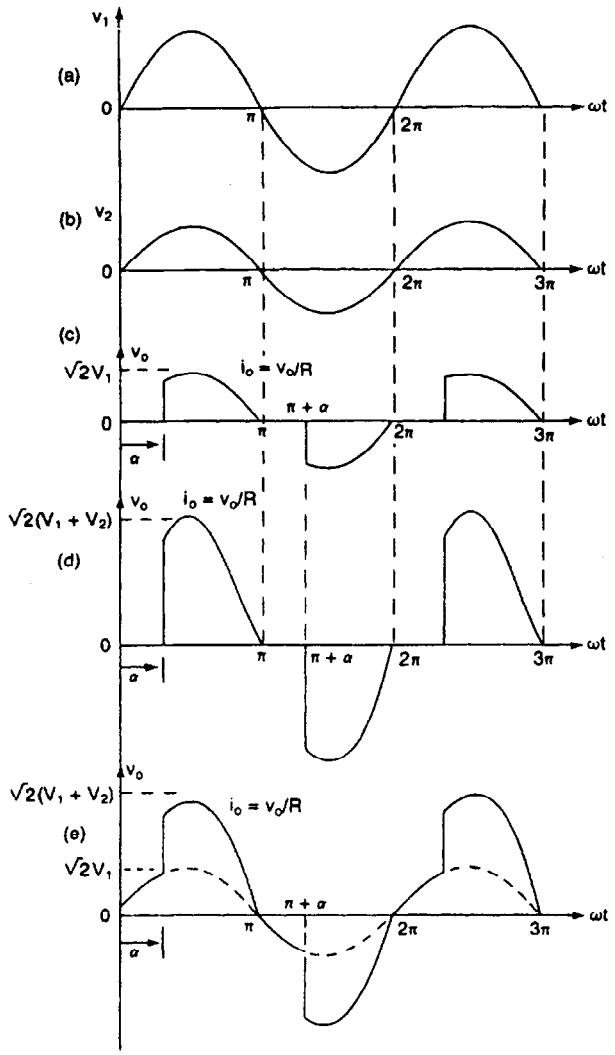


Figura 6-19 Formas de onda para el cambiador de derivaciones de transformador.

El voltaje que aparece a través de la carga es $(v_1 + v_2)$. En $\omega t = \pi$, T_1 es auto conmutado y T_4 se activa. El voltaje secundario v_1 aparece a través de la carga, en tanto T_2 se dispare en $\omega t = \pi + \alpha$. Cuando T_2 se dispara en $\omega t = \pi + \alpha$, T_4 se desconecta debido al voltaje inverso v_2, y el voltaje de la carga es $(v_1 + v_2)$. En $\omega t = 2\pi$, T_2 es auto conmutado, T_3 se vuelve a activar y el ciclo se repite. El voltaje instantáneo de la carga v_0 y la corriente de carga i_0 se muestran en la figura 6-19e para una carga resistiva.

Un cambiador de derivaciones con este tipo de control también se conoce como *cambiador de derivaciones síncrono*. Utiliza un control de dos pasos. Una parte del voltaje del secundario v_2 se superpone a un voltaje senoidal v_1. Como resultado, los contenidos armónicos son menores que los que se obtendrían mediante un retraso de fase normal, tal y como se analizó anteriormente

para el rango de control 2. El voltaje rms de la carga se puede determinar a partir de

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_0^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2} \tag{6-43}$$

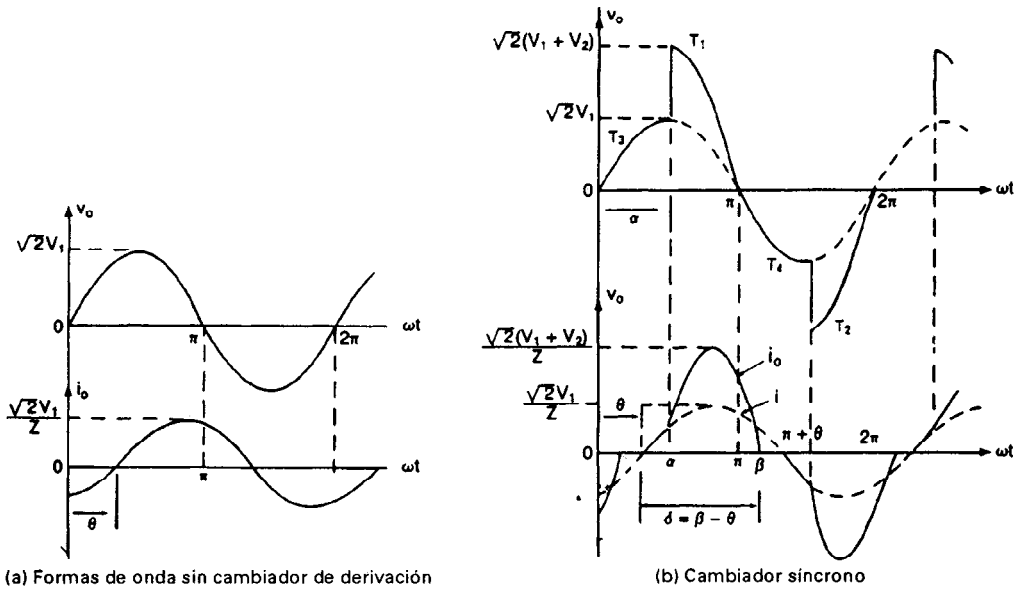
$$= \left[\frac{V_1^2}{\pi}\left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right) + \frac{(V_1 + V_2)^2}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

Para cargas *RL*, el circuito de compuertas de un cambiador de derivaciones síncrono requiere de un diseño cuidadoso. Supongamos que los tiristores T_1 y T_2 están desactivados, en tanto que los tiristores T_3 y T_4 están activos durante el medio ciclo alterno al cruzamiento del cero de la corriente de carga. La corriente de carga será entonces

$$i_o = \frac{\sqrt{2}\, V_1}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta)$$

donde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La corriente instantánea de carga i_0 se muestra en la figura 6-20a. Si T_1 se activa en ese momento en $\omega t = \alpha$, donde $\alpha < \theta$, el segundo embobinado del transformador quedaría en corto circuito, porque el tiristor T_3 está todavía conduciendo y pasando corriente debido a la carga inductiva. Por lo tanto, el circuito de control deberá diseñarse de tal forma que T_1 no sea activado hasta que T_3 se desactive e $i_0 \geq 0$. En forma similar, T_2 no deberá activarse hasta que se desactive T_4 e $i_0 \leq 0$. Las formas de onda del voltaje de carga V_o y de la corriente de carga I_o se muestran en la figura 6-20b para $a > \theta$.



(a) Formas de onda sin cambiador de derivación

(b) Cambiador síncrono

Figura 6-20 Formas de onda de voltaje y de corriente para una carga *RL*.

Ejemplo 6-8*

El circuito de la figura 6-18 está controlado como un cambiador de derivaciones síncrono. El voltaje del primario es 240 V (rms), 60 Hz. Los voltajes de los secundarios son $V_1 = 120$ V y $V_2 = 120$ V. Si la resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$ y el voltaje rms de la carga es 180 V, determine (a) el ángulo de retraso de los tiristores T_1 y T_2, (b) la corriente rms de los tiristores T_1 y T_2, (c) la corriente rms de los tiristores T_3 y T_4 y (d) el factor de potencia de entrada PF.

Solución $V_o = 180$ V, $V_p = 240$ V, $V_1 = 120$ V, $V_2 = 120$ V, y $R = 10\ \Omega$.

(a) El valor requerido del ángulo de retraso α para $V_o = 180$ V se puede encontrar a partir de la ecuación (6-43), en dos formas diferentes: (1) graficando V_o en función de α y encontrando el valor requerido para α, o bien (2) utilizando un método iterativo para solucionarlo. La ecuación (6-43) se resuelve mediante un programa de computo en función de α, por iteración, y da $\alpha = 98^\circ$.

(b) La corriente rms de los tiristores T_1 y T_2 se puede determinar a partir de la ecuación (6-42):

$$I_{R1} = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_1 + V_2}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-44}$$

$$= 10.9 \text{ A}$$

(c) La corriente rms de los tiristores T_3 y T_4 se determina a partir de

$$I_{R3} = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{0}^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_1}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-45}$$

$$= 6.5 \text{ A}$$

(d) La corriente rms de un segundo embobinado secundario (superior) es $I_2 = \sqrt{2}\, I_{R1} = 15.4$ A. La corriente rms del primer embobinado secundario (inferior) que es la corriente rms total de los tiristores T_1, T_2, T_3 y T_4, es

$$I_1 = [(\sqrt{2}\, I_{R1})^2 + (\sqrt{2}\, I_{R3})^2]^{1/2} = 17.94 \text{ A}$$

La especificación en volts-amperes del primario o del secundario, $\text{VA} = V_1 I_1 + V_2 I_2 = 120 \times 17.94 + 12 \times 15.4 = 4000.8$. La potencia de la carga $P_o = V_0^2/R = 3240$ W, y el factor de potencia

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3240}{4000.8} = 0.8098 \text{ (atrasado)}$$

6-10 CICLOCONVERTIDORES

Los controladores de voltaje de ca suministran un voltaje de salida variable, pero la frecuencia del voltaje de salida es fija y además el contenido armónico es alto, especialmente en el rango de voltajes de salida bajos. Se puede obtener un voltaje de salida variable a frecuencias variables a partir de conversiones en dos etapas: de ca fija a cd variable (por ejemplo rectificadores controlados) y de cd variable a ca variable a una frecuencia variable (por ejemplo los inversores, que se analizan en el capítulo 8). Sin embargo, los cicloconvertidores pueden eliminar la necesidad de uno o más

convertidores intermedios. Un cicloconvertidor es un cambiador de frecuencia directa que convierte la potencia de ca a una frecuencia en potencia de frecuencia alterna a otra frecuencia mediante conversión de ca a ca, sin necesidad de un eslabón de conversión intermedio.

La mayor parte de los cicloconvertidores son de conmutación natural, estando la frecuencia de salida máxima limitada a un valor que es sólo una fracción de la frecuencia de la fuente. Como resultado, la aplicación de mayor importancia de los cicloconvertidores son los motores eléctricos de ca de baja velocidad, en el rango de hasta 15,000 kW, con frecuencias desde 0 hasta 20 Hz. Los propulsores de ca se analizan en el capítulo 15.

Al desarrollarse las técnicas de conversión de potencia y con los métodos modernos de control, los propulsores para motores de ca alimentados por inversor están desplazando a los propulsores alimentados por cicloconvertidores. Sin embargo, los avances recientes en materia de dispositivos de potencia y microprocesadores de conmutación rápida permiten la síntesis y la puesta en práctica de estrategias avanzadas de conversión para cambiadores directos de frecuencia de conmutación forzada (FCDFC), a fin de optimizar la eficiencia y reducir los contenidos armónicos [1,2]. Las funciones de conmutación de los FCDFC se pueden programar a fin de combinar las funciones de conmutación de los convertidores de ca a cd y de cd a ca. Debido a la naturaleza compleja de las deducciones involucradas en los FCDFC, los cicloconvertidores de conmutación forzada no se analizarán en detalle.

6-10.1 Cicloconvertidores monofásicos

El principio de operación de los cicloconvertidores monofásico/monofásico se puede explicar con ayuda de la figura 6-21a. Dos convertidores monofásicos controlados se operan como rectificadores de fuente. Sin embargo, sus ángulos de retraso son tales, que el voltaje de salida de uno de ellos es igual y opuesto al del otro. Si el convertidor *P* está operando solo, el voltaje promedio de salida es positivo, y si el convertidor *N* está operando, el voltaje de salida es negativo. La figura 6-21b muestra las formas de onda para el voltaje de salida y las señales de compuerta de los convertidores positivo y negativo, con el convertidor positivo activo durante un tiempo $T_0/2$ y el convertidor negativo operando durante un tiempo $T_0/2$. La frecuencia del voltaje de salida es $f_o = 1/T_0$.

Si α_p es el ángulo de retraso del convertidor positivo, el ángulo de retraso del convertidor negativo es $\alpha_n = \pi - \alpha_p$. El voltaje promedio de salida del convertidor positivo es igual y opuesto al del convertidor negativo.

$$V_{cd2} = -V_{cd1} \tag{6-46}$$

Al igual que los convertidores duales de las secciones 5-5 y 5-10, los valores instantáneos de salida pueden no resultar iguales. Es posible que circulen grandes corrientes armónicas entre ambos convertidores.

Se puede eliminar la corriente circulatoria suprimiendo los pulsos de compuerta hacia el convertidor que no está suministrando corriente de carga. Un cicloconvertidor monofásico con un transformador con derivación central, como se muestra en la figura 6-22, tiene un reactor de intergrupo, que mantiene un flujo continuo y también limita la corriente circulatoria.

Ejemplo 6-9*

El voltaje de entrada del cicloconvertidor de la figura 6-21a es 120 V (rms) 60 Hz. La resistencia de la carga es 5 Ω y la inductancia de la carga es L = 40 mH. La frecuencia del voltaje de salida es 20 Hz. Si los convertidores operan como semiconvertidores de tal forma que $0 \leq \alpha \leq \pi$ y el

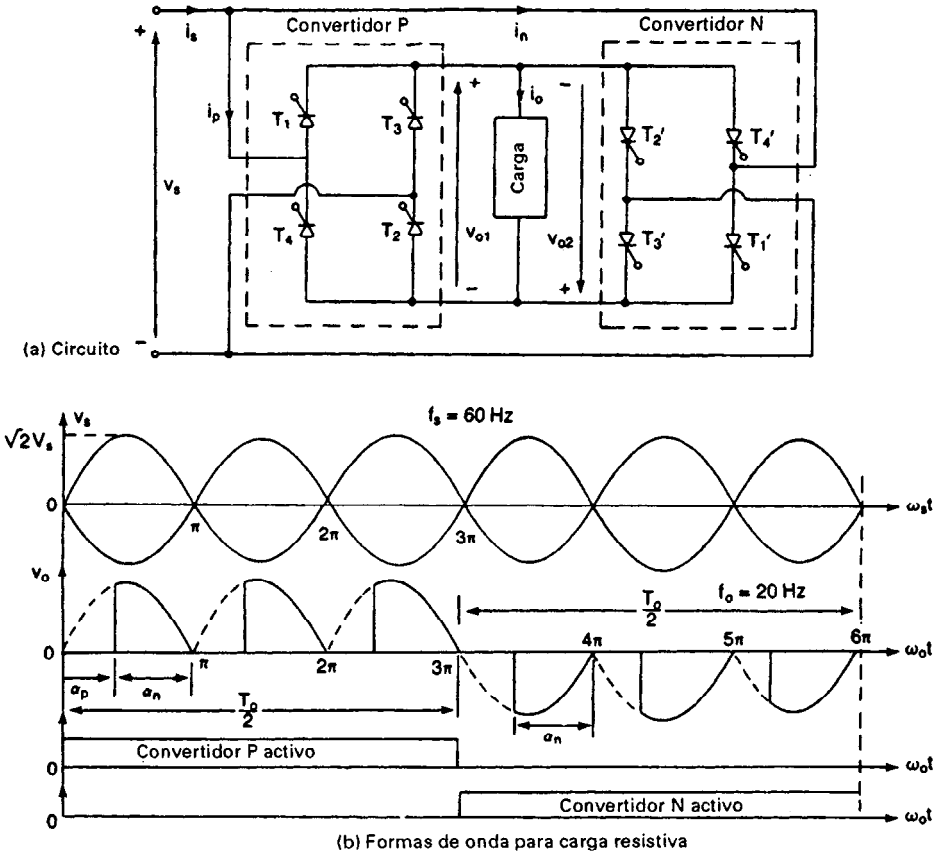


Figura 6-21 Cicloconvertidor monofásico/monofásico.

ángulo de retraso es $\alpha_p = 2\pi/3$, determine (a) el valor rms del voltaje de salida V_o, (b) la corriente rms de cada tiristor I_R y (c) el factor de potencia de entrada PF.

Solución $V_s = 120$ V, $f_s = 60$ Hz, $f_o = 20$ Hz, $R = 5\ \Omega$, $L = 40$ mH, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125.66$ rad/s y $X_L = \omega_0 L = 5.027\ \Omega$.

(a) Para $0 \le \alpha \le \pi$, la ecuación (6-8) da el voltaje rms de salida

$$V_o = V_s \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-47}$$

$$= 53 \text{ V}$$

(b) $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 7.09\ \Omega$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45.2°$. La corriente rms de la carga, $I_o = V_o/Z = 53/7.09 = 7.48$ A. La corriente rms a través de cada convertidor, $I_p = I_N = I_o/\sqrt{2} = 5.29$ A y la corriente rms a través de cada tiristor, $I_R = I_p/\sqrt{2} = 3.74$ A.

(c) La corriente rms de entrada, $I_s = I_o = 7.48$ A, la especificación de volts-amperes VA = $V_s I_s = 897.6$ VA, y la potencia de salida, $P_o = V_o I_o \cos\theta = 53 \times 7.48 \times \cos 45.2° = 279.35$ W. De la ecuación (6-8), el factor de potencia de entrada,

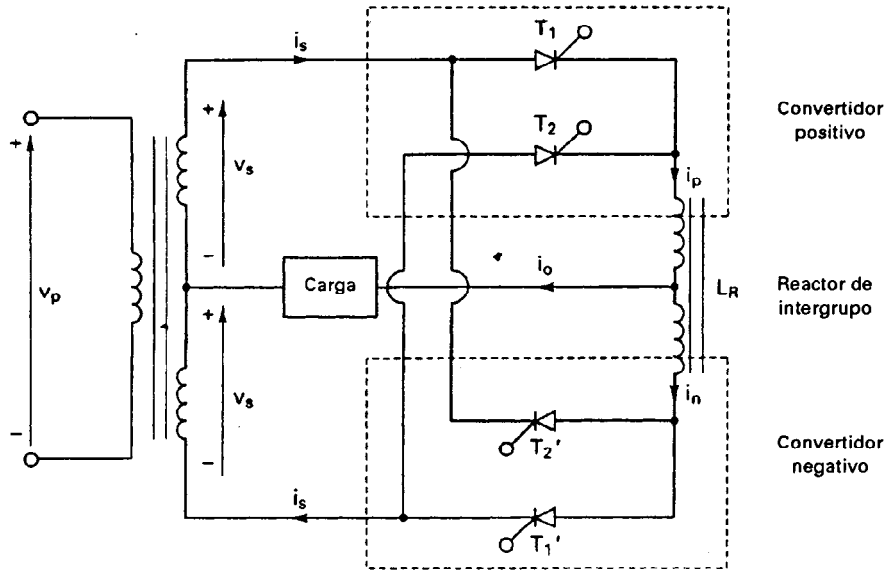


Figura 6-22 Cicloconvertidor con reactor de intergrupo.

$$\text{PF} = \frac{P_o}{V_s I_s} = \frac{V_o \cos\theta}{V_s} = \cos\theta \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6-48}$$

$$= \frac{279.35}{897.6} = 0.311 \text{ (atrasado)}$$

Nota. La ecuación (6-48) no incluye el contenido armónico del voltaje de salida y da el valor aproximado del factor de potencia. El valor real será menor que el que da la ecuación (6-48). Las ecuaciones (6-47) y (6-48) también son válidas para cargas resistivas.

6-10.2 Cicloconvertidores trifásicos

El diagrama de circuito de un cicloconvertidor trifásico/monofásico aparece en la figura 6-23a. Los dos convertidores de ca a cd son rectificadores controlados trifásicos. La síntesis de la forma de onda de salida para una frecuencia de salida de 12 Hz aparece en la figura 6-23b. El convertidor positivo opera durante la mitad del período de la frecuencia de salida y el convertidor negativo durante la otra mitad. El análisis de este cicloconvertidor es similar al de los convertidores monofásico/monofásico.

El control de los motores de ca requiere de un voltaje trifásico a frecuencia variable. El cicloconvertidor de la figura 6-23a se puede extender para suministrar una salida trifásica mediante seis convertidores trifásicos, tal y como se muestra en la figura 6-24a. Cada fase está formada por

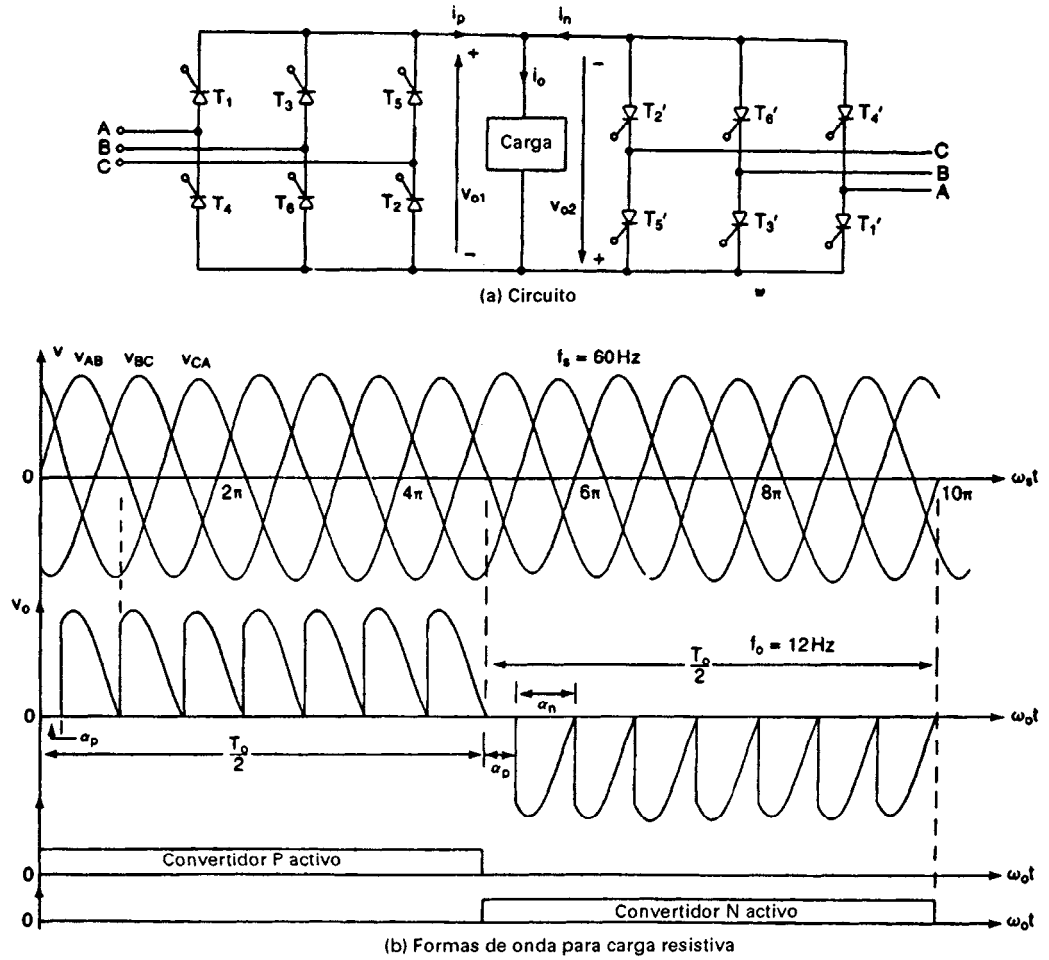


Figura 6-23 Cicloconvertidor trifásico/monofásico.

seis tiristores, según se muestra en la figura 6-24b, y se necesita un total de 18 tiristores. Si se utilizan seis convertidores trifásicos de onda completa, se requerirá de 36 tiristores.

6-10.3 Reducción de armónicas de salida

Podemos notar en las figuras 6-21b y 6-23b que el voltaje de salida no es puramente senoidal y que, como resultado, contiene armónicas. La ecuación (6-48) muestra que el factor de potencia de entrada depende del ángulo de retraso de los tiristores y que resulta pobre, especialmente en el rango de voltajes de salida bajos.

El voltaje de salida de los cicloconvertidores se compone fundamentalmente de segmentos de voltaje de entrada, y el valor promedio de un segmento depende del ángulo de retraso del mismo. Si se hacen variar los ángulos de retraso de los segmentos de tal forma que los valores promedio de los segmentos correspondan lo más cerca posible a la variación de el voltaje de salida

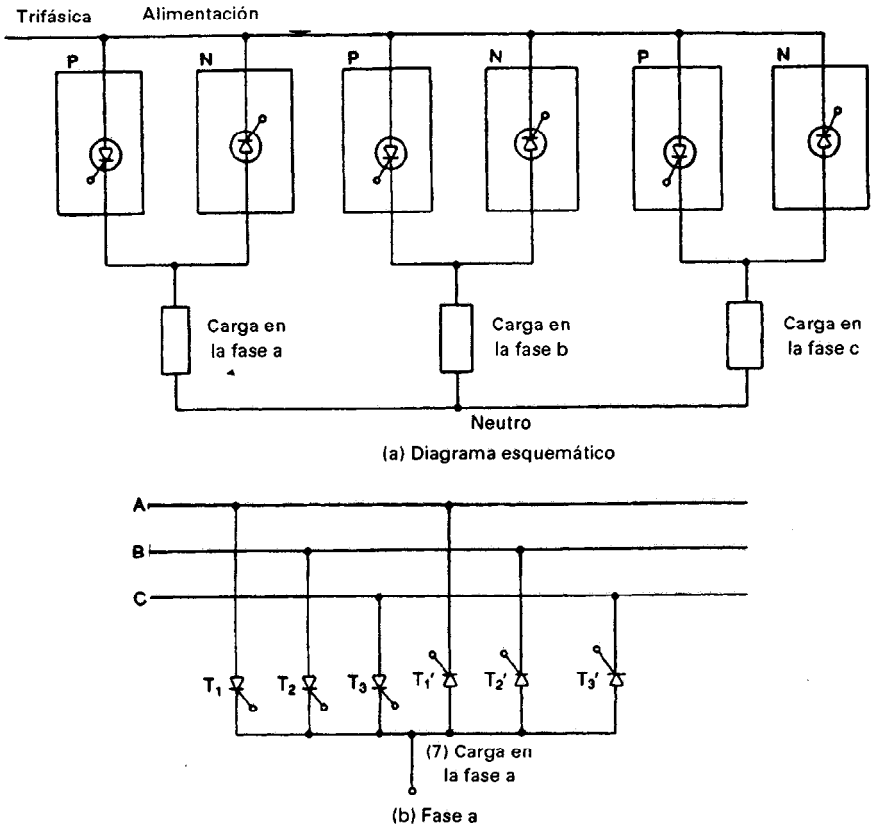


Figura 6-24 Cicloconvertidor trifásico/trifásico.

senoidal deseado, las armónicas del voltaje de salida se pueden minimizar. La ecuación (5-21) indica que el voltaje promedio de salida de un segmento es una función del coseno del ángulo de retraso. Los ángulos de retraso de los segmentos se pueden generar comparando la señal del coseno en la frecuencia de la fuente ($v_c = \sqrt{2}\, V_s \cos \omega_s t$) con un voltaje ideal senoidal de referencia a la frecuencia de salida ($v_r = \sqrt{2}\, V_r \operatorname{sen} \omega_0 t$). La figura 6-25 muestra la generación de las señales de compuerta para los tiristores del cicloconvertidor de la figura 6-23a.

El voltaje promedio máximo de un segmento (que ocurre en el caso en que $a_p = 0$) deberá resultar igual al valor de pico del voltaje de salida; por ejemplo, de la ecuación (5-21),

$$V_p = \frac{2\sqrt{2}\, V_s}{\pi} = \sqrt{2}\, V_o \tag{6-49}$$

que nos da el valor rms del voltaje de salida como

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = \frac{2V_p}{\pi} \tag{6-50}$$

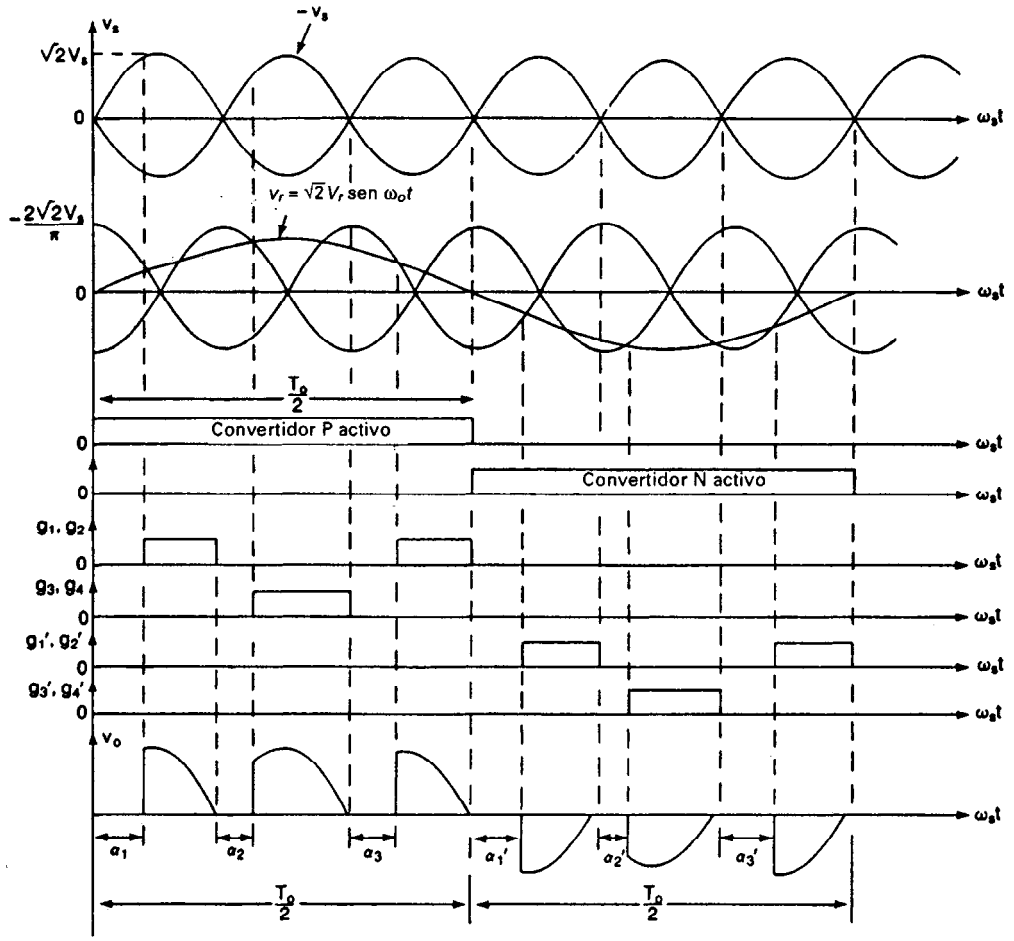


Figura 6-25 Generación de las señales de compuerta del tiristor.

Ejemplo 6-10

Repita el ejemplo 6-9 si los ángulos de retraso del cicloconvertidor se generan utilizando una señal de coseno en la frecuencia de la fuente y comparándolos con una señal senoidal de la frecuencia de salida tal y como se muestra en la figura 6-25.

Solución $V_s = 120$ V, $f_s = 60$ Hz, $f_o = 20$ Hz, $R = 5\ \Omega$, $L = 40$ mH, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125.66$ rad/s y $X_L = \omega_0 L = 5.027\ \Omega$.

(a) De la ecuación (6-50), el valor rms del voltaje de salida

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = 0.6366V_s = 0.6366 \times 120 = 76.39 \text{ V}$$

(b) $Z = [R^2 + (\omega_o L)^2]^{1/2} = 7.09\ \Omega$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45.2°$. La corriente rms de la carga $I_o = V_o/Z = 76.39/7.09 = 10.77$ A. La corriente rms a través de cada convertidor, $I_p = I_N = I_L/\sqrt{2} = 7.62$ A, y la corriente rms a través de cada tiristor, $I_R = I_p/\sqrt{2} = 5.39$ A.

(c) La corriente rms de entrada $I_s = I_o = 10.77$ A, la especificación de volts-amperes VA = $V_sI_s = 1292.4$ VA, y la potencia de salida,

$$P_o = V_oI_o \cos\theta = 0.6366V_sI_o \cos\theta = 579.73 \text{ W}.$$

El factor de potencia de entrada

$$\begin{aligned} \text{PF} &= 0.6366 \cos\theta \\ &= \frac{579.73}{1292.4} = 0.449 \text{ (atrasado)} \end{aligned} \tag{6-51}$$

Nota. La ecuación (6-51) muestra que el factor de potencia de entrada es independiente del ángulo de retraso, α, y sólo depende del ángulo de carga θ. Pero para el control del ángulo de fase normal, el factor de potencia de entrada depende tanto del ángulo de retraso, α, como del ángulo de carga, θ. Si comparamos la ecuación (6-48) con la (6-51), existe un valor crítico del ángulo de retraso α_c, que está dado por

$$\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_c + \frac{\text{sen } 2\alpha_c}{2}\right)\right]^{1/2} = 0.6366 \tag{6-52}$$

Para $\alpha < \alpha_c$, el control normal del ángulo de retraso exhibirá un factor de potencia mejor y la solución de la ecuación (6-52) dará $\alpha_c = 98.59°$.

6-11 CONTROLADORES DE VOLTAJE DE CA CON CONTROL PWM

En la sección 5-11 se demostró que el factor de potencia de entrada de los rectificadores controlados se puede mejorar mediante control por modulación de ancho de pulso (PWM). Los controladores de tiristores de conmutación natural introducen armónicas de orden bajo, tanto en la carga como en el lado de la alimentación, teniendo un bajo factor de potencia de entrada. El rendimiento de los controladores de voltaje de ca se puede mejorar mediante el control PWM. La configuración del circuito de un controlador de voltaje de ca monofásico PWM aparece en la figura 6-26a. Las señales de compuerta de los interruptores aparecen en la figura 6-26b. Dos interruptores S_1 y S_2 se activan y desactivan varias veces durante el medio ciclo positivo y negativo del voltaje de

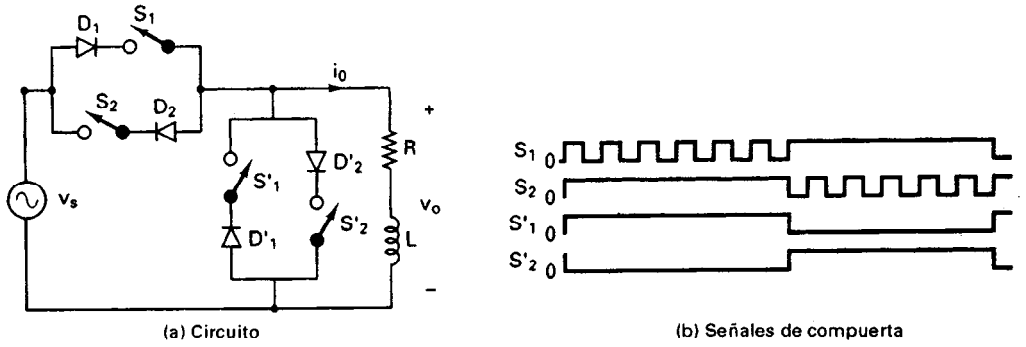


Figura 6-26 Controlador de voltaje de ca para control PWM.

entrada, respectivamente. S_1' y S_2' proporcionan las trayectorias de marcha libre para las corrientes de carga, en tanto que S_1 y S_2, respectivamente, están en estado de desactivación. Los diodos impiden que aparezcan voltajes inversos a través de los interruptores.

El voltaje de salida se muestra en la figura 6-27a. En el caso de una carga resistiva, la corriente de carga se parecerá al voltaje de salida. En el caso de una carga *RL*, la corriente de carga se elevará en la dirección positiva o negativa cuando se active el interruptor S_1 o S_2 respectivamente. En forma similar, la corriente de carga se reducirá si S_1' o S_2' se activan. La corriente de carga aparece en la figura 6-27b con una carga *RL*.

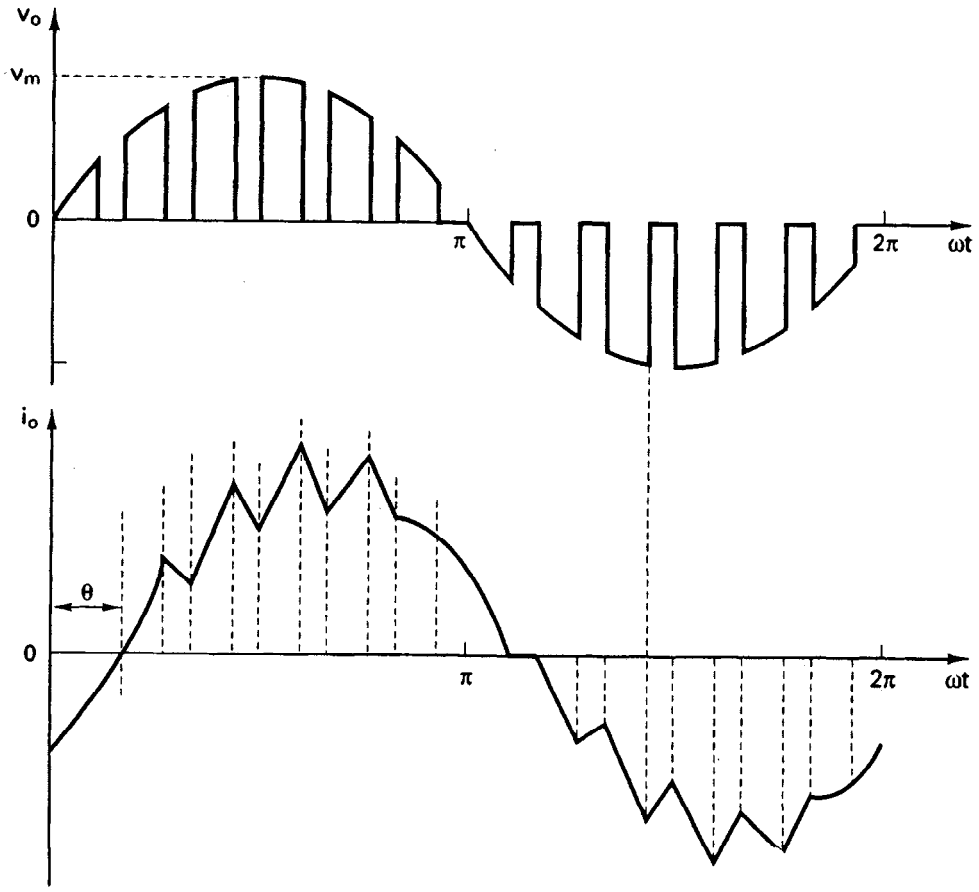


Figura 6-27 Voltaje de salida y corriente de carga de un controlador de voltaje de ca.

6-12 DISEÑO DE CIRCUITOS DE CONTROLADORES DE VOLTAJE DE CA

Las especificaciones de los dispositivos de potencia deben diseñarse para las condiciones de peor caso, que ocurrirán cuando el convertidor suministre el valor rms máximo del voltaje de salida V_o. También los filtros de entrada y de salida deben diseñarse para las dichas condiciones. La salida del controlador de potencia contiene armónicas, y deberá determinarse el ángulo de retraso para la

condición de peor caso, de una disposición particular del circuito. Los pasos incluidos en el diseño de los circuitos de potencia y sus filtros son similares a los del diseño del circuito de rectificadores de la sección 3-11.

Ejemplo 6-11

Un controlador de voltaje monofásico de ca de onda completa de la figura 6-3a controla el flujo de potencia de una alimentación de 230V 60Hz a una carga resistiva. La potencia de salida máxima deseada es 10 kW. Calcule (a) la especificación máxima de corriente rms de los tiristores I_{RM}, (b) la especificación máxima promedio de corriente de los tiristores I_{AM}, (c) la corriente de pico de los tiristores I_P, y (d) el valor pico del voltaje del tiristor V_P.

Solución $P_o = 10{,}000$ W, $V_s = 230$ V y $V_m = \sqrt{2} \times 230 = 325.3$ V. La potencia máxima será suministrada cuando el ángulo de retraso sea $\alpha = 0$. De la ecuación (6-8), el valor rms del voltaje de salida $V_o = V_s = 230$ V, $P_o = V_o^2/R = 230^2/R = 10{,}000$, y la resistencia de la carga es $R = 5.29\ \Omega$.

(a) El valor rms máximo de la corriente de carga $I_{oM} = V_o/R = 230/5.29 = 43.48$ A, y el valor rms máximo de la corriente del tiristor $I_{RM} = I_{oM}/\sqrt{2} = 30.75$ A.

(b) De la ecuación (6-10), la corriente promedio máxima de los tiristores,

$$I_{AM} = \frac{\sqrt{2} \times 230}{\pi \times 5.29} = 19.57 \text{ A}$$

(c) La corriente de pico del tiristor $I_p = V_m/R = 325.3/5.29 = 61.5$ A.

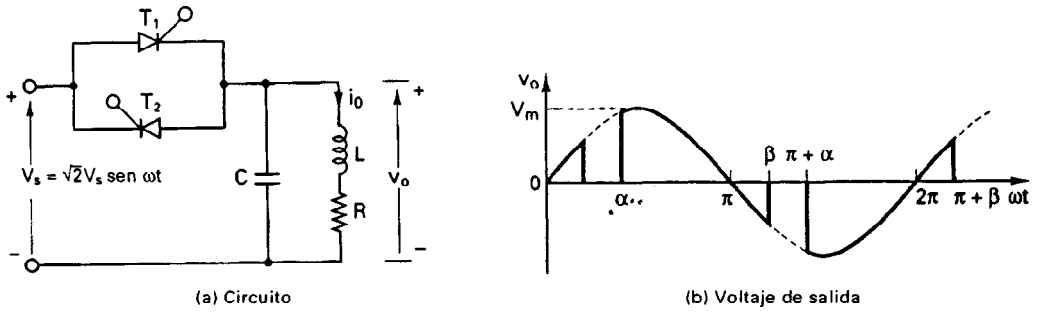
(d) El voltaje pico del tiristor $V_p = V_m = 325.3$ V.

Ejemplo 6-12*

El controlador monofásico de onda completa de la figura 6-6a controla la potencia a una carga *RL* siendo el voltaje de suministro de 120 V (rms), 60 Hz. (a) Utilice el método de las series de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_o(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$ como una función del ángulo de retraso α. (b) Determine el ángulo de retraso correspondiente a la cantidad máxima de corriente armónica de orden menor en la carga. (c) Si $R = 5\ \Omega$, $L = 10$ mA y $\alpha = \pi/2$, determine el valor rms de la corriente de la tercera armónica. (d) Si se conecta un capacitor a través de la carga (figura 6-28), calcule el valor de la capacitancia para reducir la corriente de la tercera armónica al 10% del valor sin el capacitor.

Solución (a) La forma de onda para el voltaje de entrada aparece en la figura 6-6b. El voltaje instantáneo de salida tal y como aparece en la figura 6-28b se puede expresar en una serie de Fourier de la forma

$$v_o(t) = V_{cd} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} b_n \operatorname{sen} n\omega t \qquad (6\text{-}53)$$



(a) Circuito (b) Voltaje de salida

Figura 6-28 Convertidor monofásico completo con carga *RL*.

donde

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_m \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_\alpha^\beta \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \cos n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[\frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\beta + \cos(1-n)(\pi+\alpha) - \cos(1+n)(\pi+\beta)}{1-n} + \frac{\cos(1+n)\alpha - \cos(1+n)\beta + \cos(1+n)(\pi+\alpha) - \cos(1+n)(\pi+\beta)}{1+n}\right]$$

para $n = 3, 5,...$ (6-54)

$= 0$ para $n = 2, 4,...$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_\alpha^\beta \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[\frac{\operatorname{sen}(1-n)\beta - \operatorname{sen}(1-n)\alpha + \operatorname{sen}(1-n)(\pi+\beta) - \operatorname{sen}(1-n)(\pi+\alpha)}{1-n} - \frac{\operatorname{sen}(1+n)\beta - \operatorname{sen}(1+n)\alpha + \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\beta) - \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\alpha)}{1+n}\right]$$

para $n = 3, 5,...$ (6-55)

$= 0$ para $n = 2, 4,...$

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_\alpha^\beta \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \cos\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\omega t \cos\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}[\operatorname{sen}^2\beta - \operatorname{sen}^2\alpha + \operatorname{sen}^2(\pi+\beta) - \operatorname{sen}^2(\pi+\alpha)] \qquad \text{para } n = 1,... \tag{6-56}$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_\alpha^\beta \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[2(\beta-\alpha) - \frac{\operatorname{sen}2\beta - \operatorname{sen}2\alpha + \operatorname{sen}2(\pi+\beta) - \operatorname{sen}2(\pi+\alpha)}{2}\right]$$

para $n = 1,...$ (6-57)

La impedancia de la carga

$$Z = R + j(n\omega L) = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \underline{/\theta_n}$$

y $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividiendo $v_o(t)$ en la ecuación (6-53) entre la impedancia de la carga Z y simplificando los términos de seno y de coseno obtenemos la corriente de carga como

$$i_o(t) = \sum_{n=1,3,5,...}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n + \phi_n) \tag{6-58}$$

donde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$ y

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}}$$

(b) La tercera armónica es la armónica de orden menor. El cálculo de la tercera armónica para distintos valores del ángulo de retraso muestra que se hace máxima en el caso de $\alpha = \pi/2$.

(c) Para $\alpha = \pi/2$, $L = 6.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s y $V_s = 120$ V. Partiendo del ejemplo 6-4 obtenemos el ángulo de extinción como $\beta = 220.43°$. Para valores conocidos de α, β, R, L y V_s, se pueden calcular los valores a_n y b_n de la serie de Fourier de la ecuación (6-53), así como la corriente de carga i_o de la ecuación (6-58). La corriente de carga está dada por

$$\begin{aligned} i_o(t) &= 28.93\,\text{sen}(\omega t - 44.2° - 18°) + 7.96\,\text{sen}(3\omega t - 71.2° + 68.7°) \\ &\quad + 2.68\,\text{sen}(5\omega t - 78.5° - 68.6°) + 0.42\,\text{sen}(7\omega t - 81.7° + 122.7°) \\ &\quad + 0.59\,\text{sen}(9\omega t - 83.5° - 126.3°) + \cdots \end{aligned}$$

El valor rms de la corriente de la tercera armónica es

$$I_3 = \frac{7.96}{\sqrt{2}} = 5.63\ \text{A}$$

(d) La figura 6-29 muestra el circuito equivalente para la corriente armónica. Utilizando la regla del divisor de corriente, la corriente armónica a través de la carga está dada por

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_c}{[R^2 + (n\omega L - X_c)^2]^{1/2}}$$

donde $X_c = 1/(n\omega C)$. Para $n = 3$ y $\omega = 377$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_c}{[2.5^2 + (3 \times .377 \times 6.5 - X_c)^2]^{1/2}} = 0.1$$

lo que da $X_c = -0.858$ es decir 0.7097. Dado que X_c no puede ser negativa, $X_c = 0.7097 = 1/(3 \times 377C)$ y, por lo tanto, $C = 1245.94\ \mu\text{F}$.

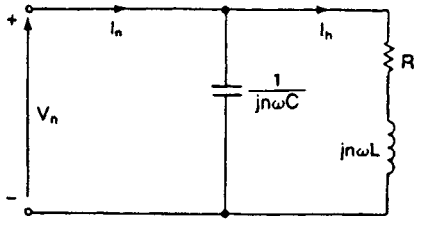


Figura 6-29 Circuito equivalente para la corriente armónica.

Ejemplo 6-13

El controlador de voltaje de ca monofásico de la figura 6-6a tiene una carga $R = 2.5\ \Omega$ y $L = 6.5$ mH. El voltaje de alimentación es 120 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/2$. Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida y la corriente de carga así como para calcular la distorsión armónica total (THD) del voltaje y de la corriente de salida, ademas de el factor de potencia de entrada (PF).

Solución La corriente de carga de los controladores de voltaje de ca es ca, y la corriente de un tiristor siempre se reduce a cero. No se requiere del diodo D_T de la figura 4-30b, pudiéndose simplificar el modelo de tiristor al de la figura 6-30. Este modelo se puede utilizar como subcircuito.

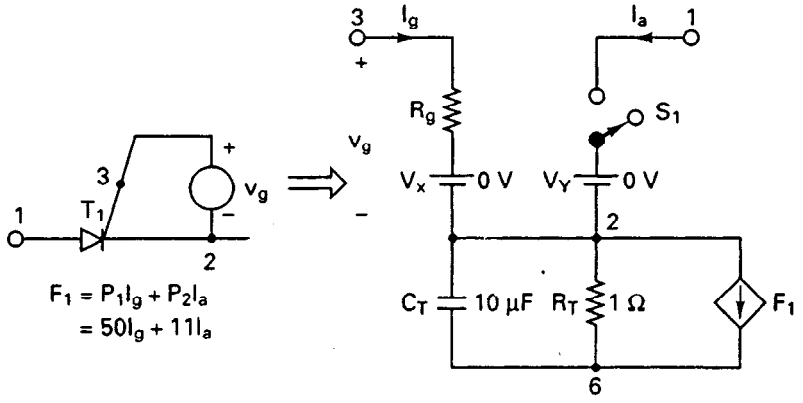


Figura 6-30 Modelo SPice para el tiristor de ca.

La definición del subcircuito para el modelo SCR del tiristor se puede describir como sigue:

```
*   Subcircuit for ac thyristor model
.SUBCKT     SCR       1          2          3             2
*          model     anode     cathode     +control      -control
*           name                           voltage       voltage
S1     1     5      6      2     SMOD           ; Switch
RG     3     4      50
VX     4     2      DC     0V
VY     5     2      DC     0V
RT     2     6      1
CT     6     2      10UF
F1     2     6      POLY(2)     VX     VY     0     50     11
.MODEL       SMOD   VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+5 VON=0.1V VOFF=0V)
.ENDS  SCR                                    ; Ends subcircuit definition
```

El voltaje de alimentación pico V_m = 169.7 V. Para $\alpha_1 = \alpha_2 = 90°$, el retraso de tiempo t_1 = (90/360) × (1000/60Hz) × 1000 = 4166.7 μs. Un circuito auxiliar en serie con un valor de C_s = 0.1 μF y un R_s = 750 Ω se conecta a través del tiristor para poder manejar el voltaje transitorio originado por la carga inductiva. El controlador de voltaje de ca monofásico para la simulación PSpice aparece en la figura 6-31a. Los voltajes de compuerta V_{g1}, V_{g2}, V_{g3} y V_{g4} de los tiristores se muestran en la figura 6-31b.

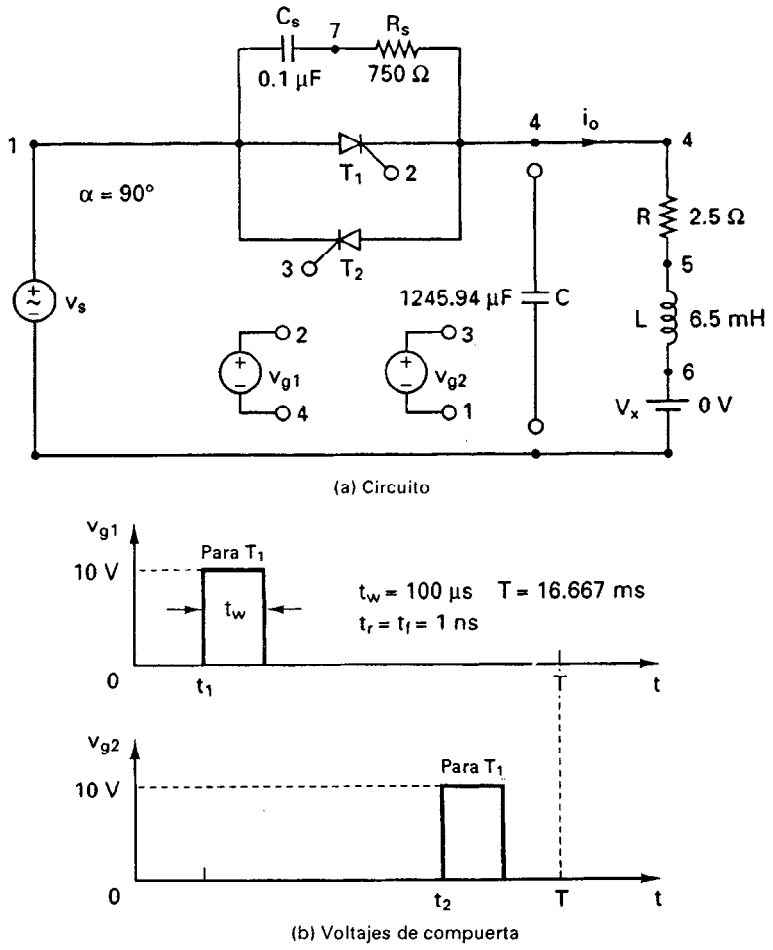


Figura 6-31 Controlador de voltaje de ca monofásico para la simulación PSpice.

La lista del archivo de circuito es como sigue:

```
Example 6-13     Single-Phase -C Voltage Controller
VS     1     0     SIN (0   169.7V     60HZ)
Vg1    2     4     PULSE (0V   10V    4166.7US  1NS  1NS   100US   16666.7US)
Vg2    3     1     PULSE (0V   10V   12500.0US  1NS  1NS   100US   16666.7US)
R      4     5     2.5
L      5     6     6.5MH
VX     6     0     DC    0V    ; Voltage source to measure the load current
*C     4     0     1245.94UF   ; Output filter capacitance  ; Load filter
CS     1     7     0.1UF
RS     7     4     750
```

```
*   Subcircuit call for thyristor model
XT1   1     4     2     4      SCR           ; Thyristor T1
XT2   4     1     3     1      SCR           : Thyristor T2
*   Subcircuit SCR which is missing must be inserted
.TRAN      10US    33.33MS                   ; Transient analysis
.PROBE                                       ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00n  reltol = 1.0m vntol = 1.0m  ITL5=10000
.FOUR  60HZ  V(4)                            ; Fourier analysis
.END
```

En la figura 6-32 se muestran las graficas de PSpice correspondientes al voltaje instantáneo de salida V(4) y la corriente de carga I(VX).

Los componentes de Fourier del voltaje de salida son como sigue:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4)
  DC COMPONENT =    1.784608E-03
  HARMONIC   FREQUENCY      FOURIER       NORMALIZED        PHASE        NORMALIZED
     NO        (HZ)         COMPONENT     COMPONENT         (DEG)        PHASE (DEG)
      1      6.000E+01     1.006E+02     1.000E+00      -1.828E+01      0.000E+00
      2      1.200E+02     2.764E-03     2.748E-05       6.196E+01      8.024E+01
      3      1.800E+02     6.174E+01     6.139E-01       6.960E+01      8.787E+01
      4      2.400E+02     1.038E-03     1.033E-05       6.731E+01      8.559E+01
      5      3.000E+02     3.311E+01     3.293E-01      -6.771E+01     -4.943E+01
      6      3.600E+02     1.969E-03     1.958E-05       1.261E+02      1.444E+02
      7      4.200E+02     6.954E+00     6.915E-02       1.185E+02      1.367E+02
      8      4.800E+02     3.451E-03     3.431E-05       1.017E+02      1.199E+02
      9      5.400E+02     1.384E+01     1.376E-01      -1.251E+02     -1.068E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =    7.134427E+01 PERCENT
```

Los componentes de Fourier de la corriente de salida, que es igual a la corriente de entrada, son como sigue:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VX)
  DC COMPONENT =    -2.557837E-03
  HARMONIC   FREQUENCY      FOURIER       NORMALIZED        PHASE        NORMALIZED
     NO        (HZ)         COMPONENT     COMPONENT         (DEG)        PHASE (DEG)
      1      6.000E+01     2.869E+01     1.000E+00      -6.253E+01      0.000E+00
      2      1.200E+02     4.416E-03     1.539E-04      -1.257E+02     -6.319E+01
      3      1.800E+02     7.844E+00     2.735E-01      -2.918E+00      5.961E+01
      4      2.400E+02     3.641E-03     1.269E-04      -1.620E+02     -9.948E+01
      5      3.000E+02     2.682E+00     9.350E-02      -1.462E+02     -8.370E+01
      6      3.600E+02     2.198E-03     7.662E-05       1.653E+02      2.278E+02
      7      4.200E+02     4.310E-01     1.503E-02       4.124E+01      1.038E+02
      8      4.800E+02     1.019E-03     3.551E-05       1.480E+02      2.105E+02
      9      5.400E+02     6.055E-01     2.111E-02       1.533E+02      2.158E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =    2.901609E+01 PERCENT
```

La distorsión armónica total de la corriente de entrada THD = 29.01% = 0.2901
El ángulo de desplazamiento $\phi_1 = -62.53°$

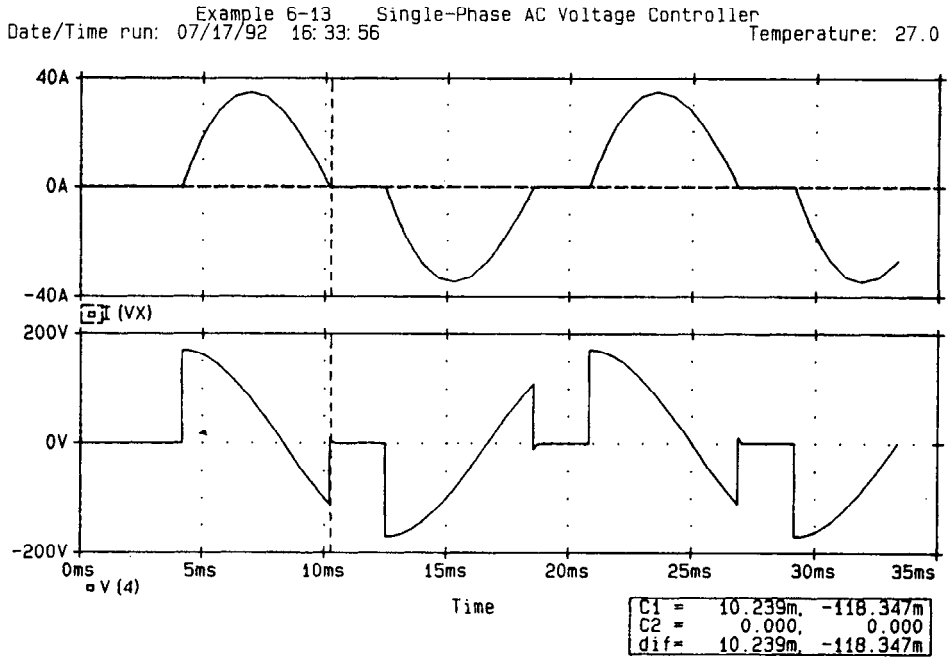


Figura 6-32 Gráficas correspondientes al ejemplo 6-12.

El factor de desplazamiento DF = cos ϕ_1 = cos(–62.53) = 0.461 (atrasado)
De la ecuación (5-86), el factor de potencia de entrada

$$PF = \frac{1}{(1 + THD^2)^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 0.2901^2)^{1/12}} \times 0.461 = 0.443 \text{ (atrasado)}$$

6-13 EFECTO DE LAS INDUCTANCIAS EN LA ALIMENTACION Y EN LA CARGA

En las deducciones de los voltajes de salida, hemos supuesto que la alimentación no tiene inductancia. El efecto de cualquier inductancia de alimentación sería retrasar la desactivación de los tiristores. Los tiristores no se desactivarán en el cruce de ceros del voltaje de entrada como aparece en la figura 6-33b, y los pulsos de compuerta de corta duración pueden no ser adecuados. También aumentaría el contenido armónico del voltaje de salida.

Vimos en la sección 6-5 que la inductancia de la carga juega un papel significativo en el rendimiento de los controladores de potencia. A pesar de que el voltaje de salida tiene una forma de onda pulsada, la inductancia de la carga intenta conservar un flujo continuo de corriente, tal y como se muestra en las figuras 6-6b y 6-33b. También podemos observar a partir de las ecuaciones (6-48) y (6-52) que el factor de potencia de entrada del convertidor de potencia depende del factor de potencia de la carga. Debido a las características de conmutación de los tiristores, cualquier inductancia en el circuito hace más complejo este análisis.

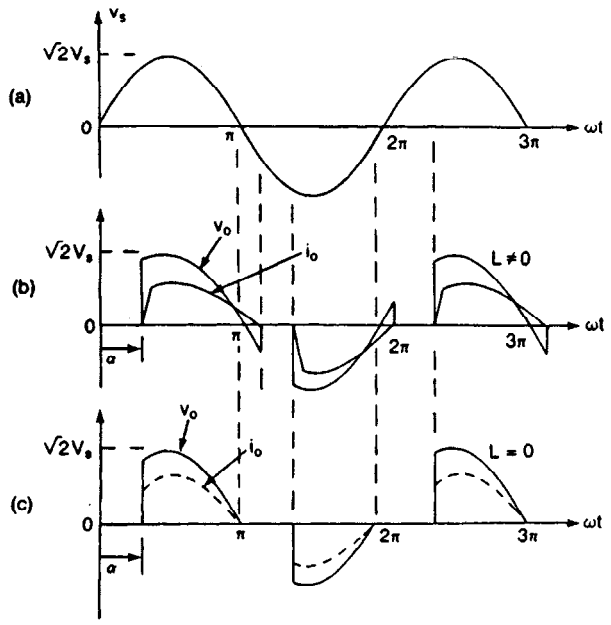


Figura 6-33 Efectos de la inductancia de la carga sobre la corriente y el voltaje de la carga.

RESUMEN

El controlador de voltaje de ac puede utilizar un control de abrir y cerrar o un control de ángulo de fase. El control de abrir y cerrar es más adecuado para sistemas con una constante de tiempo alta. Debido a la componente de cd de la salida de los controladores unidireccionales, en las aplicaciones industriales se utilizan normalmente los controladores bidireccionales. En razón de las características de conmutación de los tiristores, una carga inductiva hace más compleja la solución a las ecuaciones que describen el rendimiento de los controladores, por lo que resulta más conveniente utilizar un método iterativo de solución. El factor de potencia de entrada de los controladores, que varía con el ángulo de retraso, es por lo general pobre, especialmente en el rango bajo de salida. Los controladores de voltaje de corriente alterna se pueden utilizar como cambiadores de derivaciones estáticas de transformadores.

Los controladores de voltaje proporcionan un voltaje de salida a una frecuencia fija. Dos rectificadores controlados por fase conectados como convertidores duales se pueden operar como cambiadores de frecuencia directa, conocidos como *cicloconvertidores*. Con el desarrollo de los dispositivos de potencia de conmutación rápida, resulta posible la conmutación forzada de los cicloconvertidores; sin embargo, se requiere de la síntesis de las funciones de conmutación de los dispositivos de potencia [1,2].

REFERENCIAS

1. P. D. Ziogas, S. I. Khan, y M. H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA121, No. 5, 1985, pp. 1242–1253.
2. M. Venturi, "A new sine wave in sine wave out conversion technique eliminates reactive elements". *Proceedings Powercon* 7, 1980, pp. E31–E3-13.

3. L. Gyugi y B. R. Pelly, *Static Power Frequency Changes: Theory, Performance, and Applications*. Nueva York: Wiley-Interscience, 1976.
4. B. R. Pelly, *Thyristor-Phase Controlled Converters and Cycloconverters*. Nueva York: Wiley–Interscience, 1971.
5. "IEEE standard definition and requirements for thyristor ac power controllers", *IEEE Standard*, No. 428-1981, 1981.
6. S. A. Hamed y B. J. Chalmers, "New method of analysis and performance prediction for thyristor voltage-controlled RL loads". *IEEE Proceedings*, Vol. 134, Pt. B, No. 6, 1987, pp. 339–347.
7. S. A. Hamed, "Modeling and design of transistor-controlled AC voltage regulators". *International Journal of Electronics*, Vol. 69, No. 3, 1990, pp. 421–434.

PREGUNTAS DE REPASO

6-1. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas del control de abrir y cerrar?
6-2. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas del control de ángulo de fase?
6-3. ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de carga sobre el rendimiento de los controladores de voltaje de ca?
6-4. ¿Qué es el ángulo de extinción?
6-5. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores unidireccionales?
6-6. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores bidireccionales?
6-7. ¿Qué es el arreglo de control de amarre?
6-8. ¿Cuáles son los pasos necesarios para determinar las formas de onda del voltaje de salida de los controladores trifásicos unidireccionales?
6-9. ¿Cuáles son los pasos involucrados en la determinación de las formas de onda del voltaje de salida de los controladores trifásicos bidireccionales?
6-10. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores conectados en delta?
6-11. ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retraso para los controladores monofásicos unidireccionales?
6-12. ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retraso para los controladores monofásicos bidireccionales?
6-13. ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retraso para los controladores trifásicos unidireccionales?
6-14. ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retraso para los controladores trifásicos bidireccionales?
6-15. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los cambiadores de derivaciones de transformador?
6-16. ¿Cuáles son los métodos de control del voltaje de salida de los cambiadores de derivaciones de transformador?
6-17. ¿Qué es un cambiador de derivaciones síncrono?
6-18. ¿Qué es un cicloconvertidor?
6-19. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los cicloconvertidores?
6-20. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores de voltaje de ca?
6-21. ¿Cuál es el principio de operación de los cicloconvertidores?
6-22. ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de la carga sobre el rendimiento de los cicloconvertidores?
6-23. ¿Cuáles son las tres disposiciones posibles para un controlador monofásico de voltaje de ca de onda completa?
6-24. ¿Cuáles son las ventajas de las técnicas de reducción armónica senoidal de los cicloconvertidores?
6-25. ¿Cuáles son los requisitos de señal de compuerta de los tiristores para controladores de voltaje con cargas *RL*?
6-26. ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de alimentación y de carga?
6-27. ¿Cuáles son las condiciones del diseño en peor caso de dispositivos de potencia para controladores de voltaje de ca?
6-28. ¿Cuáles son las condiciones del diseño en peor caso de los filtros de carga para controladores de voltaje de ca?

PROBLEMAS

6-1. El controlador de voltaje de ca de la figura 6-1a se utiliza para calentar una carga resistiva $R = 5\ \Omega$ el voltaje de alimentación o de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. El tiristor está cerrado durante $n = 125$ ciclos y abierto durante $m = 75$ ciclos. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF y (c) las corrientes promedio y rms de los tiristores.

6-2. El controlador de voltaje de ca de la figura 6-1a utiliza el control de abrir y cerrar para calentar una carga resistiva $R = 4\ \Omega$ el voltaje de entrada es $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 3$ kW, determine (a) el ciclo de trabajo k y (b) el factor de potencia de entrada PF.

6-3. El controlador de voltaje monofásico de ca de media onda de la figura 6-2a tiene una carga resistiva $R = 5\ \Omega$ voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso del tiristor T_1 es $\alpha = \pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF y (c) la corriente promedio de entrada.

6-4. El controlador de voltaje monofásico de ca de media onda de la figura 6-2a tiene una carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ el voltaje de entrada $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia deseada de salida es $P_o = 2$ kW, calcule (a) el ángulo de retraso α y (b) el factor de potencia de entrada PF.

6-5. El controlador de voltaje monofásico de ca de onda completa de la figura 6-3a tiene una carga resistiva $R = 5\ \Omega$ el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Los ángulos de retraso de los tiristores T_1 y T_2 son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = 2\pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF, (c) la corriente promedio de los tiristores I_A y (d) la corriente rms de los tiristores I_R.

6-6. El controlador de voltaje monofásico de ca de onda completa de la figura 6-3a tiene una carga resistiva $R = 1.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 7.5$ kW, determine (a) los ángulos de retraso de los tiristores T_1 y T_2, (b) el voltaje rms de salida V_o, (c) el factor de potencia de entrada PF, (d) la corriente promedio de los tiristores I_A, (e) y la corriente rms de los tiristores I_R.

6-7. La carga de un controlador de voltaje de ca es resistiva, siendo $R = 1.5\ \Omega$. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Grafique el factor de potencia en función del ángulo de retraso para controladores de media onda y de onda completa monofásicos.

6-8. El controlador monofásico de onda completa de la figura 6-6a alimenta una carga *RL*. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. La carga es tal que $L = 5$ mH y $R = 5\ \Omega$. Los ángulos de retraso del tiristor T_1 y del tiristor T_2 son iguales, donde $\alpha = \pi/3$. Determine (a) el ángulo de conducción del tiristor T_1, δ; (b) el voltaje rms de salida V_o; (c) la corriente rms del tiristor I_R; (d) la corriente rms de salida I_o; (e) la corriente promedio de un tiristor I_A; y (f) el factor de potencia de entrada PF.

6-9. El controlador monofásico de onda completa de la figura 6-6a alimenta una carga *RL*. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a 60 Hz. Grafique el factor de potencia PF en función del ángulo de retraso, α, para (a) $L = 5$ mH y $R = 5\ \Omega$ y (b) $R = 5\Omega$ y $L = 0$.

6-10. El controlador trifásico unidireccional de la figura 6-10 alimenta una carga resistiva conectada en estrella con $R = 5\ \Omega$ el voltaje de entrada línea a línea es de 208 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/6$. Determine (a) el voltaje de salida de fase rms V_o, (b) la potencia de entrada y (c) las expresiones correspondientes al voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

6-11. El controlador trifásico unidireccional de la figura 6-7 alimenta una carga resistiva conectada en estrella con $R = 2.5\ \Omega$ y un voltaje de entrada línea a línea de 208 V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 12$ kW, calcule (a) el ángulo de retraso α, (b) el voltaje de salida rms de fase V_o, y (c) el factor de potencia de entrada PF.

6-12. El controlador trifásico unidireccional de la figura 6-7 alimenta una carga resistiva conectada en estrella con $R = 5\ \Omega$ y un voltaje de entrada línea a línea de 208 V (rms), 60 Hz. El ángulo

de retraso es $\alpha = 2\pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de fase de salida V_o, (b) el factor de potencia de entrada PF y (c) las expresiones correspondientes al voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

6-13. Repita el problema 6-10 para un controlador trifásico bidireccional de la figura 6-12.

6-14. Repita el problema 6-11 para el controlador trifásico bidireccional de la figura 6-12.

6-15. Repita el problema 6-12 para el controlador trifásico bidireccional de la figura 6-12.

6-16. El controlador trifásico bidireccional de la figura 6-12 alimenta una carga conectada en estrella de $R = 5\ \Omega$ y $L = 10$ mH. El voltaje de entrada línea a línea es 208 V, 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/2$. Grafique la corriente de línea para el primer ciclo después de que se haya conectado el controlador.

6-17. Un controlador de voltaje trifásico de ca alimenta una carga resistiva conectada en estrella $R = 5\ \Omega$ y un voltaje de entrada línea a línea $V_s = 208$ V a 60 Hz. Grafique el factor de potencia PF en función del ángulo de retraso α para (a) el controlador de media onda de la figura 6-7 y (b) el controlador de onda completa de la figura 6-12.

6-18. El controlador trifásico bidireccional conectado en delta de la figura 6-15 tiene una carga resistiva $R = 5\ \Omega$. Si el voltaje línea a línea es $V_s = 208$ V, 60 Hz y el ángulo de retraso $\alpha = \pi/3$, determine (a) el voltaje rms de salida por fase V_o, (b) las expresiones para las corrientes instantáneas i_a, i_{ab} e i_{ca}; (c) la corriente rms de salida de fase I_{ab} y la corriente rms de salida de línea I_a; (d) el factor de potencia de entrada PF; y (e) la corriente rms de los tiristores I_R.

6-19. El circuito de la figura 6-18 está controlado como un cambiador de derivaciones síncrono. El voltaje en el primario es 208 V, 60 Hz. Los voltajes en los secundarios son $V_1 = 120$ V y $V_2 = 88$ V. Si la resistencia de la carga es $R = 5\ \Omega$ y el voltaje rms de la carga es 180 V, determine (a) los ángulos de retraso de los tiristores T_1 y T_2, (b) la corriente rms de los tiristores T_1 y T_2, (c) la corriente rms de los tiristores T_3 y T_4, y (d) el factor de potencia de entrada PF.

6-20. El voltaje de entrada al cicloconvertidor monofásico/monofásico de la figura 6-21a es 120 V, 60 Hz. La resistencia de la carga es 2.5 Ω y la inductancia de la carga es $L = 40$ mH. La frecuencia del voltaje de salida es 20 Hz. Si el ángulo de retraso de los tiristores es $\alpha_p = 2\pi/4$, determine (a) el voltaje rms de salida, (b) la corriente rms de cada tiristor y (c) el factor de potencia de entrada PF.

6-21. Repita el problema 6-20 si $L = 0$ mH.

6-22. Para el problema 6-20, grafique el factor de potencia en función del ángulo de retraso α.

6-23. Repita el problema 6-20 para el cicloconvertidor trifásico/monofásico mostrado en la figura 6-23a, $L = 0$ mH.

6-24. Repita el problema 6-20 si los ángulos de retraso se generan mediante la comparación de una señal de coseno en la frecuencia de la fuente con una señal de referencia senoidal a la frecuencia de salida, tal y como aparece en la figura 6-25.

6-25. Para el problema 6-24, grafique el factor de la potencia de entrada en función del ángulo de retraso.

6-26. El controlador de voltaje monofásico de ca de onda completa de la figura 6-5a controla la potencia de una fuente de 208-V 60-Hz a una carga resistiva. La potencia de salida máxima deseada es 10 kW. Calcule (a) la especificación de corriente rms máxima del tiristor, (b) la especificación de corriente promedio máxima del tiristor y (c) el voltaje pico del tiristor.

6-27. El controlador de voltaje trifásico de ca de onda completa de la figura 6-12 se utiliza para controlar la potencia de una alimentación de 2300 V 60 Hz a una carga resistiva conectada en delta. La potencia de salida máxima deseada es 100 kW. Calcule (a) la especificación de corriente rms máxima de los tiristores I_{RM}, (b) la especificación de corriente máxima de los tiristores I_{AM} y (c) el valor pico del voltaje de los tiristores V_p.

6-28. El controlador monofásico de onda completa de la figura 6-6a controla la potencia a una carga *RL*, el voltaje de suministro es 208 V, 60 Hz. La carga es $R = 5\ \Omega$ y $L = 6.5$ mH. (a) Determine el valor rms de la corriente de la tercera armónica. (b) Si se conecta un capacitor a través de la carga, calcule el valor de la capacitancia para redu-

cir la corriente de la tercera armónica de la carga al 5% de la corriente de la carga, $\alpha = \pi/3$. (c) Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida y la corriente de carga, asi como para calcular la distorsión armónica total (THD) del voltaje y de la corriente de salida, el factor de potencia de entrada (PF) con y sin el capacitor filtro de salida de la parte (b).

7

Técnicas de conmutación de tiristores

7-1 INTRODUCCION

Por lo común un tiristor se activa mediante un pulso de señal de compuerta. Cuando el tiristor está en modo de conducción, su caída de voltaje es pequeña, entre 0.25 y 2 V, valor despreciado en este capítulo. Una vez activado el tiristor y satisfechos los requisitos de la carga, por lo general es necesario desactivarlo; esto significa que ha cesado la conducción directa del tiristor y que la reaplicación de un voltaje positivo al ánodo no causará un flujo de corriente, sin la correspondiente aplicación de la señal de compuerta. La *conmutación* es el proceso de desactivación de un tiristor, y por lo general causa la transferencia del flujo de corriente a otras partes del circuito. Normalmente, para llevar a cabo la desactivación en un circuito de conmutación se utilizan componentes adicionales. Junto con el desarrollo de los tiristores, se han desarrollado muchos circuitos de conmutación, cuyo objetivo es reducir el proceso de desactivación de los tiristores.

Ante la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, como los transistores de potencia GTO e IGBT, ahora se utilizan relativamente menos los circuitos de tiristores en los convertidores de potencia. Sin embargo, los tiristores juegan un papel principal en las aplicaciones de alto voltaje y de alta corriente, generalmente por arriba de 500 A y de 1 kV. Las técnicas de conmutación utilizan resonancia *LC* (o un circuito *RLC* subamortiguado) para obligar a la corriente y/o al voltaje de un tiristor a pasar por cero, desactivando por lo tanto el dispositivo de potencia.

La electrónica de potencia utiliza dispositivos semiconductores como interruptores para "conectar" y "desconectar" la energía hacia la carga. A menudo, en muchos circuitos electrónicos de potencia ocurren situaciones similares a los circuitos de conmutación. El estudio de las técnicas de conmutación pone de manifiesto las formas de onda del voltaje y la corriente transitorios de los circuitos *LC* bajo varias condiciones. Esto ayuda en la comprensión del fenómeno transitorio de cd bajo condiciones de interrupción o de conmutación.

Existen muchas técnicas para conmutar un tiristor. Sin embargo, éstas pueden ser clasificadas en dos grupos muy generales:

1. Conmutación natural
2. Conmutación forzada

7-2 CONMUTACION NATURAL

Si el voltaje de la alimentación (o de la entrada) es de ca, la corriente del tiristor pasa a través de un cero natural, y a través del tiristor aparece un voltaje inverso. El dispositivo queda entonces desactivado en forma automática debido al comportamiento natural del voltaje de la alimentación. Esto se conoce como *conmutación natural* o *conmutación de línea*. En la práctica, el tiristor se dispara en forma sincrónica con el cruce por cero del voltaje positivo de entrada en cada ciclo, a fin de suministrar un control continuo de potencia. Este tipo de conmutación se aplica a controladores de voltaje de ca, a rectificadores controlados por fase y a cicloconvertidores. En la figura 7-1a se muestra la disposición de circuito correspondiente a la conmutación natural, y en la figura 7-1b aparecen las formas de onda del voltaje de corriente con un ángulo de retraso $\alpha = 0$. El *ángulo de retraso* α se define como el ángulo existente entre el cruce por cero del voltaje de entrada y el instante en el cual el tiristor se dispara.

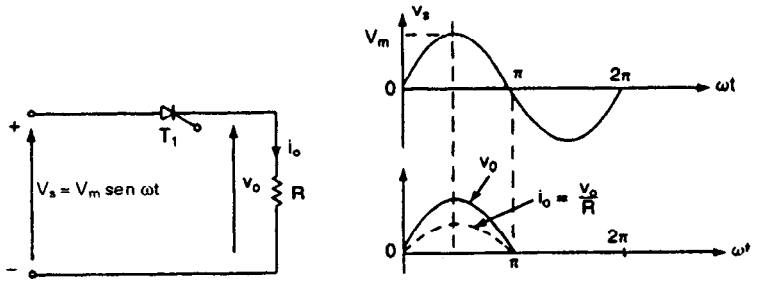


Figura 7-1 Tiristor con conmutación natural.

7-3 CONMUTACION FORZADA

En algunos circuitos de tiristor, el voltaje de entrada es de cd, para desactivar al tiristor, la corriente en sentido directo del tiristor se obliga a pasar por cero utilizando un circuito adicional conocido como *circuito de conmutación*. Esta técnica se conoce como *conmutación forzada* y por lo común se aplica en los convertidores de cd a cd (pulsadores) y en convertidores de cd a ca (inversores). La conmutación forzada de un tiristor se puede lograr de siete maneras diferentes, que pueden clasificarse como:

1. Autoconmutación
2. Conmutación por impulso

3. Conmutación por pulso resonante
4. Conmutación complementaria
5. Conmutación por pulso externo
6. Conmutación del lado de la carga
7. Conmutación del lado de la línea

Esta clasificación de las conmutaciones forzadas se basa en la disposición de los componentes del circuito de conmutación y en la forma en que la corriente de un tiristor se fuerza a cero. El circuito de conmutación está formado por lo general de un capacitor, un inductor y uno o más tiristores y/o diodos.

7-3.1 Autoconmutación

En este tipo de conmutación, el tiristor es desactivado debido a las características naturales del circuito. Veamos el circuito en la figura 7-2a, con la hipótesis de que el capacitor está inicialmente sin carga. Cuando se activa el tiristor T_1, la corriente de carga del capacitor i está dada por

$$V_s = v_L + v_c = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{7-1}$$

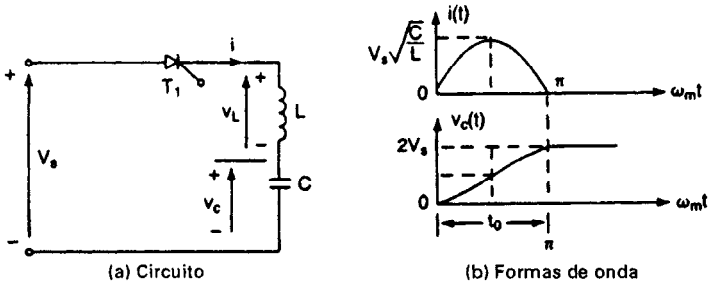
Con condiciones iniciales $v_c(t = 0) = 0$ e $i(t = 0) = 0$, la solución de la ecuación (7-1) (que se deduce en el apéndice D, sección D.3) da la corriente de carga i como

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega_m t \tag{7-2}$$

y el voltaje del capacitor como

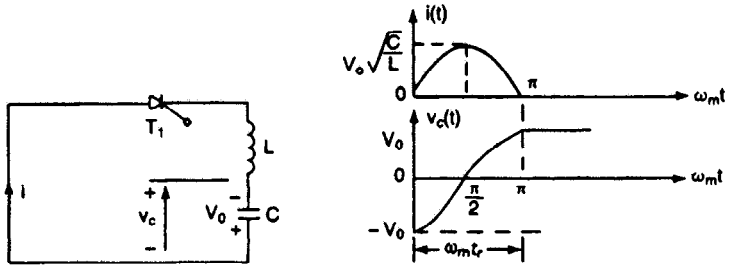
$$v_c(t) = V_s(1 - \cos\omega_m t) \tag{7-3}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. Después del tiempo $t = t_0 = \pi/\sqrt{LC}$, la corriente de carga se convierte en cero y el tiristor T_1 se interrumpe por sí mismo. Una vez que el tiristor T_1 es disparado, existe un retraso de t_0 segundos antes de que T_1 sea desactivado, por lo que t_0 puede llamarse el *tiempo de conmutación* del circuito. Este método de desactivación de un tiristor se conoce como *autoconmutación* y se dice que el tiristor T_1 está autoconmutado. Cuando la corriente del circuito se abate hasta cero, el capacitor se carga hasta $2V_s$. Las formas de onda se muestran en la figura 7-2b.



(a) Circuito (b) Formas de onda

Figura 7-2 Circuito de autoconmutación.



(a) Circuito (b) Formas de onda

Figura 7-3 Circuito de autoconmutación.

En la figura 7-3a aparece un circuito típico en el que el capacitor tiene un voltaje inicial de $-V_0$. Cuando se dispara el tiristor T_1, la corriente que fluirá a través del circuito está dada por

$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = 0 \tag{7-4}$$

Con un voltaje inicial $v_c(t = 0) = -V_0$ e $i(t = 0) = 0$, la ecuación (7-4) da la corriente del capacitor como

$$i(t) = V_0\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega_m t \tag{7-5}$$

y el voltaje del capacitor como

$$v_c(t) = -V_0\cos\omega_m t \tag{7-6}$$

Después del tiempo $t = t_r = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, la corriente se convierte en cero y el voltaje del capacitor se invierte a V_0. t_r se conoce como el *tiempo de inversión*. Las formas de onda se muestran en la figura 7-3b.

Ejemplo 7-1

En la figura 7-4 aparece un circuito de tiristor. Si el tiristor T_1 se conecta en $t = 0$, determine el tiempo de conducción del tiristor T_1 y el voltaje del capacitor después de haberse desconectado. Los parámetros del circuito son $L = 10\ \mu\text{H}$, $C = 50\ \mu\text{F}$ y $V_s = 200$ V. El inductor conduce una corriente inicial $I_m = 250$ A.

Solución La corriente del capacitor está dada como

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

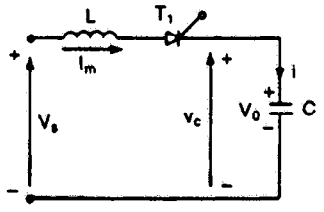


Figura 7-4 Circuito de tiristor autoconmutado.

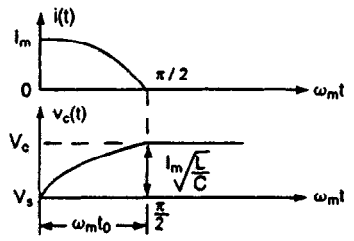


Figura 7-5 Formas de onda de la corriente y del voltaje.

con una corriente inicial $i(t = 0) = I_m$ y $v_c(t = 0) = V_0 = V_s$. La corriente y el voltaje del capacitor (del apéndice D, sección D.3) son

$$i(t) = I_m \cos \omega_m t$$

y

$$v_c(t) = I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega_m t + V_s$$

En $t = t_0 = 0.5 \times \pi\sqrt{LC}$, el período de conmutación termina y el voltaje del capacitor se convierte en

$$\begin{aligned} v_c(t = t_0) &= V_c = V_s + I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \\ &= V_s + \Delta V \end{aligned} \tag{7-7}$$

donde ΔV es el sobrevoltaje del capacitor y depende de la corriente inicial del inductor, I_m, que es, en la mayoría de los casos, la corriente de carga. La figura 7-4 muestra un circuito equivalente típico durante el proceso de conmutación. Para $C = 50\mu F$, $L = 10$ μH, $V_s = 200$ V e $I_m = 250$ A, $\Delta V = 111.8$ V, $V_c = 200 + 111.8 = 311.8$ V, y $t_0 = 35.12$ μs. Las formas de onda de la corriente y del voltaje se muestran en la figura 7-5.

7-3.2 Conmutación por impulso

En la figura 7-6 se muestra un circuito conmutado por impulso. Se supone que el capacitor está cargado inicialmente a un voltaje de $-V_0$ con la polaridad que se muestra.

Supongamos que el tiristor T_1 está inicialmente conduciendo y tiene una corriente de carga I_m. Cuando se dispara el tiristor auxiliar T_2, el tiristor T_1 queda con polarización inversa, debido al voltaje del capacitor, y T_1 se desactiva. La corriente a través del tiristor T_1 dejará de fluir y el capacitor conducirá la corriente de carga. El capacitor se descargará desde $-V_0$ hasta cero y a conti-

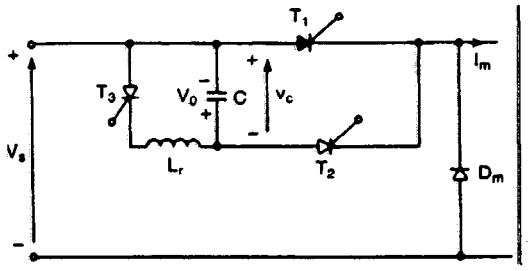


Figura 7-6 Circuito conmutado por impulso.

nuación cargará al voltaje de cd de entrada V_s, cuando la corriente del capacitor pase por cero y el tiristor T_2 se desactive. La inversión de carga del capacitor desde $V_0(=V_s)$ hasta $-V_0$ ocurre entonces al disparar el tiristor T_3. El tiristor T_3 es autoconmutado en forma similar al circuito de la figura 7-3.

El circuito equivalente durante el período de conmutación aparece en la figura 7-7a. Los voltajes del tiristor y del capacitor se muestran en la figura 7-7b. El tiempo requerido para que se descargue el capacitor desde $-V_0$ hasta cero se conoce como *tiempo de desactivación del circuito* t_{off} y debe ser mayor que el tiempo de desactivación del tiristor t_q. t_{off} también se conoce como *tiempo disponible de desactivación.* El tiempo de descarga dependerá de la corriente de la carga; suponiendo una corriente de carga constante I_m, t_{off} está dado por

$$V_0 = \frac{1}{C}\int_0^{t_{off}} I_m\, dt = \frac{I_m t_{off}}{C}$$

es decir

$$t_{off} = \frac{V_0 C}{I_m} \tag{7-8}$$

Dado que se aplica un voltaje inverso de V_0 a través del tiristor T_1 inmediatamente después del disparo del tiristor T_2, esto se conoce como *conmutación por voltaje.* Debido a la utilización del tiristor auxiliar T_2, este tipo de conmutación también se conoce como *conmutación auxiliar.* El tiristor T_1 a veces se denomina *tiristor principal* porque conduce la corriente de carga.

Se puede observar de la ecuación (7-8) que el tiempo de desactivación del circuito, t_{off}, es inversamente proporcional a la corriente de carga; así, para una carga muy pequeña (o una corriente de carga baja) el tiempo de desactivación será muy grande, y para una corriente de carga alta el tiempo de desactivación será pequeño. En un circuito ideal de conmutación, el tiempo de desactivación deberá ser independiente de la corriente de carga, a fin de garantizar la conmutación del tiristor T_1. La descarga del capacitor se puede acelerar conectando un diodo D_1 y un inductor L_1 a través del tiristor principal, tal y como se muestra en la figura 7-8; esto queda ilustrado en el ejemplo 7-3.

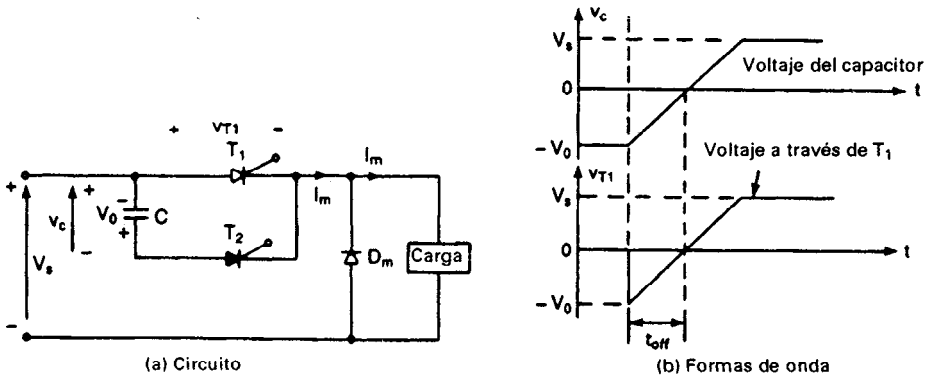


Figura 7-7 Circuito equivalente y formas de onda.

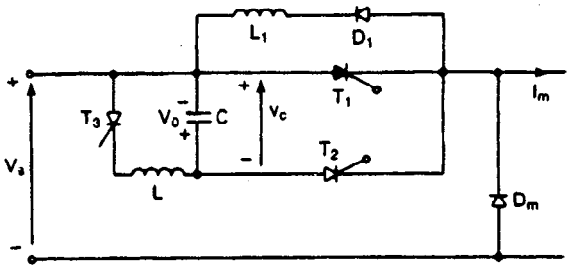


Figura 7-8 Circuito conmutado por impulso con recarga acelerada.

Ejemplo 7-2

Un circuito de tiristor conmutado por impulso aparece en la figura 7-9. Determine el tiempo disponible de desactivación del circuito si $V_s = 200$ V, $R = 10\ \Omega$, $C = 5\ \mu$F y $V_0 = V_s$.

Solución El circuito equivalente durante el período de conmutación se muestra en la figura 7-10. El voltaje a través del capacitor de conmutación está dado por

$$v_c = \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0)$$

$$V_s = v_c + Ri$$

La solución a estas ecuaciones con un voltaje inicial $v_c(t = 0) = -V_0 = -V_s$ da el voltaje del capacitor como

$$v_c(t) = V_s(1 - 2e^{-t/RC})$$

El tiempo de desactivación t_{off}, que se puede determinar si se satisface la condición $v_c(t = t_{off}) = 0$ se resuelve de la siguiente forma

$$t_{off} = RC\ \ln(2)$$

Para $R = 10\ \Omega$ y $C = 5\ \mu$F, $t_{off} = 34.7\ \mu$s.

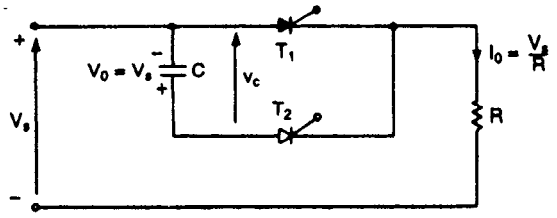


Figura 7-9 Circuito conmutado por impulso con carga resistiva.

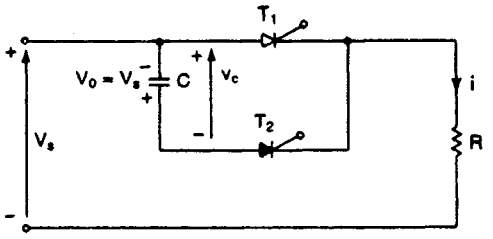


Figura 7-10 Circuito equivalente para el ejemplo 7-2.

Ejemplo 7-3

El circuito de conmutación de la figura 7-8 tiene una capacitancia $C = 20\ \mu F$ y un inductor de descarga $L_1 = 25\ \mu H$. El voltaje inicial del capacitor es igual al voltaje de entrada; es decir, $V_0 = V_s = 200$ V. Si la corriente de carga I_m varía entre 50 y 200 A, determine las variaciones del tiempo de desactivación del circuito, t_{off}

Solución El circuito equivalente durante el período de conmutación aparece en la figura 7-11. Las ecuaciones correspondientes son

$$i_c = i + I_m$$

$$v_c = \frac{1}{C}\int i_c\, dt + v_c(t = 0)$$

$$= -L_1 \frac{di}{dt} = -L_1 \frac{di_c}{dt}$$

Las condiciones iniciales $i_c(t = 0) = I_m$ y $v_c(t = 0) = -V_0 = -V_s$. Las soluciones a estas ecuaciones dan la corriente del capacitor (del apéndice D, sección D.3) como

$$i_c(t) = V_0 \sqrt{\frac{C}{L_1}} \operatorname{sen} \omega_1 t + I_m \cos \omega_1 t$$

El voltaje a través del capacitor queda expresado como

$$v_c(t) = I_m \sqrt{\frac{L_1}{C}} \operatorname{sen} \omega_1 t - V_0 \cos \omega_1 t \tag{7-9}$$

donde $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C}$. El tiempo de desactivación disponible o tiempo de desactivación del circuito se obtiene de la condición $v_c(t = t_{off}) = 0$ y se resuelve

$$t_{off} = \sqrt{CL_1} \tan^{-1}\left(\frac{V_0}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L_1}}\right) \tag{7-10}$$

Para $C = 20\ \mu F$, $L_1 = 25\ \mu H$, $V_0 = 200$ V e $I_m = 50$ A, $t_{off} = 29.0\ \mu s$. Para $C = 20\ \mu F$, $L_1 = 25\ \mu H$, $V_0 = 200$ V e $I_m = 100$ A, $t_{off} = 23.7\ \mu s$. Para $C = 20\ \mu F$, $L_1 = 25\ \mu H$, $V_0 = 200$ V e $I_m = 200$ A, $t_{off} = 16.3\ \mu s$.

Nota. Conforme aumenta la corriente de carga desde 50 A hasta 200 A, el tiempo de desactivación se reduce desde 29 μs hasta 16.3 μs. La utilización de un diodo adicional hace que el tiempo de desactivado dependa menos de la carga.

7-3.3 Conmutación por pulso resonante

La conmutación por pulso resonante se puede explicar mediante la figura 7-12a. En la figura 7-12b se muestran las formas de onda para la corriente y el voltaje del capacitor. El capacitor se carga inicialmente con la polaridad como se muestra estando el tiristor T_1 en modo de conducción, con una corriente de carga I_m.

Cuando se dispara el tiristor de conmutación T_2, se forma un circuito resonante constituido por L, C, T_1 y T_2. Se puede deducir la corriente resonante como

$$\begin{aligned} i(t) &= V_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_m t \\ &= I_p \sin \omega_m t \end{aligned} \tag{7-11}$$

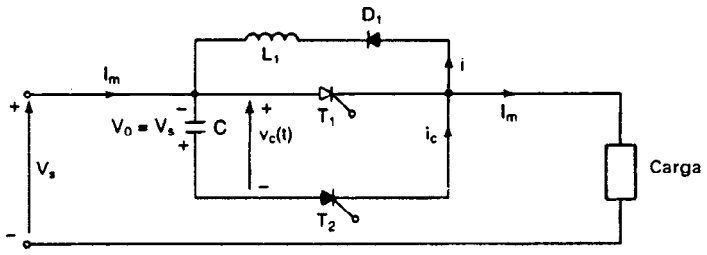


Figura 7-11 Circuito equivalente para el ejemplo 7-3.

y el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = -V_0 \cos \omega_m t \tag{7-12}$$

donde I_p es el valor pico permisible de la corriente de resonancia.

Debido a la corriente de resonancia, la corriente en sentido directo del tiristor T_1 se reduce a cero en $t = t_1$, cuando la corriente de resonancia se iguala con la corriente de carga I_m. El tiempo t_1 debe satisfacer la condición $i(t = t_1) = I_m$ en la ecuación (7-11), y se determina como

$$t_1 = \sqrt{LC}\ \text{sen}^{-1}\left(\frac{I_m}{V_0}\sqrt{\frac{L}{C}}\right) \tag{7-13}$$

El valor correspondiente del voltaje del capacitor es

$$v_c(t = t_1) = -V_1 = -V_0 \cos \omega_m t_1 \tag{7-14}$$

La corriente a través del tiristor T_1 dejará de fluir y el capacitor se volverá a cargar a una velocidad determinada por la corriente de carga I_m. El capacitor se descargará desde $-V_1$ hasta cero y su voltaje empezará a elevarse hasta el voltaje en cd de la fuente V_s, en cuyo momento empezará a conducir el diodo D_m y tendrá lugar una situación similar a la del circuito de la figura 7-4, con un tiempo igual a t_0. Esto se muestra en la figura 7-12b. La energía almacenada en el inductor L debido a la corriente de pico de la carga I_m se transfiere al capacitor, haciendo que se sobrecargue, y el voltaje del capacitor V_0 puede calcularse a partir de la ecuación (7-7). El voltaje del capacitor se invierte desde $V_c(=V_0)$ hasta $-V_o$ mediante el disparo de T_3. T_3 está autoconmutado en forma simi-

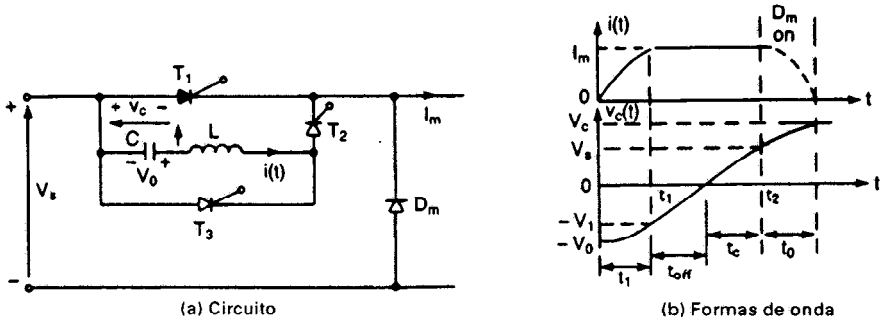


Figura 7-12 Conmutación de pulso resonante.

lar al circuito de la figura 7-3. Este circuito puede no ser estable debido a la acumulación de energía en el capacitor de conmutación.

El circuito equivalente para el período de carga es similar al de la figura 7-7a. De la ecuación (7-8), el tiempo de desactivación del circuito es

$$t_{\text{off}} = \frac{CV_1}{I_m} \tag{7-15}$$

Definamos un parámetro x que es la relación entre la corriente de pico resonante I_p y la corriente de pico de carga I_m. Entonces

$$x = \frac{I_p}{I_m} = \frac{V_0}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7-16}$$

Para reducir hasta cero la corriente hacia adelante de T_1, el valor de x debe ser mayor que 1.0 En la práctica, se seleccionan los valores de L y C de tal forma que $x = 1.5$. El valor de t_1 en la ecuación (7-13) es por lo general pequeño, y $V_1 \approx V_0$. El valor de t_{off} obtenido a partir de la ecuación (7-15) deberá aproximarse al obtenido a partir de la ecuación (7-8). En el tiempo t_2, la corriente del capacitor baja hasta la corriente de carga I_m. Durante el tiempo t_c, se descarga el capacitor C y se recarga hasta el voltaje de alimentación V_s. Durante el tiempo t_0, la energía almacenada en el inductor L es devuelta al capacitor C, haciendo que se sobrecargue el capacitor con respecto al voltaje de alimentación V_s.

Debido al uso de un pulso resonante de corriente para reducir la cd del tiristor T_1 hasta cero, este tipo de conmutación también se conoce como *conmutación por corriente*. Se puede observar de la ecuación (7-15) que el tiempo de desactivación del circuito t_{off} también es dependiente de la corriente de la carga. La descarga del voltaje del capacitor se puede acelerar, conectando el diodo D_2 tal y como se muestra en la figura 7-13a. Sin embargo, una vez reducida a cero la corriente del tiristor T_1, el voltaje inverso que aparece a través de T_1 es la caída directa del voltaje del diodo D_2, que es pequeña. Esto reduce la velocidad de recuperación del tiristor y hace necesario un tiempo de polarización inversa más largo de no existir el diodo D_2. La corriente del capacitor $i_c(t)$ y del voltaje del capacitor $v_c(t)$ se muestran en la figura 7-13b.

Ejemplo 7-4*

El circuito de conmutación por pulso resonante de la figura 7-12a tiene una capacitancia $C = 30$ μF y una inductancia $L = 4$ μH. El voltaje inicial del capacitor es $V_0 = 200$ V. Determine el tiempo de desactivación del circuito t_{off} si la corriente de carga I_m es (a) 250 A y (b) 50 A.

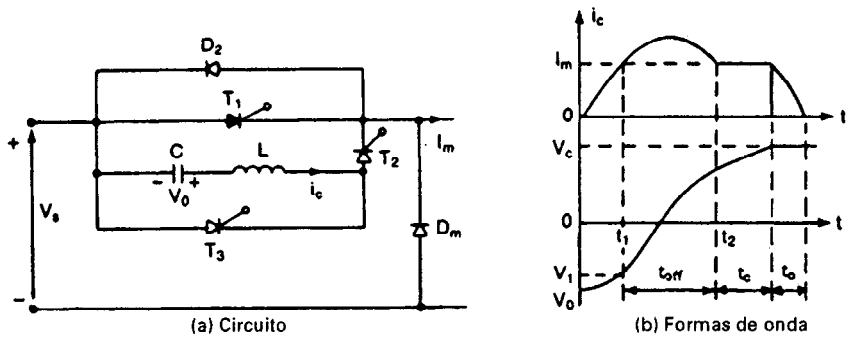
Solución (a) $I_m = 250$ A. A partir de la ecuación (7-13),

$$t_1 = \sqrt{4 \times 30}\,\text{sen}^{-1}\left(\frac{250}{200}\sqrt{\frac{4}{30}}\right) = 5.192\ \mu\text{s}$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 91{,}287.1\ \text{rad/s} \qquad \text{y} \qquad \omega_m t_1 = 0.474\ \text{rad}$$

De la ecuación (7-14), $V_1 = 200 \cos(0.474\ \text{rad}) = 177.95$ V, y de la ecuación (7-15),

$$t_{\text{off}} = 30 \times \frac{177.95}{250} = 21.35\ \mu\text{s}$$



(a) Circuito (b) Formas de onda

Figura 7-13 Conmutación de pulso resonante con diodo acelerador.

(b) $I_m = 50$ A.

$$t_1 = \sqrt{4 \times 30}\ \text{sen}^{-1}\left(\frac{50}{200}\sqrt{\frac{4}{30}}\right) = 1.0014\ \mu\text{s}$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 91{,}287.1\ \text{rad/s} \qquad \text{y} \qquad \omega_m t_1 = 0.0914\ \text{rad}$$

$$-V_1 = -200\cos(0.0914\ \text{rad}) = -199.16\ \text{V}$$

$$t_{\text{off}} = 30 \times \frac{199.16}{50} = 119.5\ \mu\text{s}$$

Ejemplo 7-5*

Repita el ejemplo 7-4 si se conecta un diodo D_2 en paralelo inverso a través del tiristor T_1 como se muestra en la figura 7-13a.

Solución (a) $I_m = 250$ A. Cuando se dispara el tiristor T_2, fluye un pulso resonante de corriente a través del capacitor y la corriente directa al tiristor T_1 se reduce a cero en el tiempo $t = t_1 = 5.192\ \mu$s. La corriente del capacitor $i_c(t)$ en ese tiempo es igual a la corriente de carga $I_m = 250$ A. Después de que la corriente de T_1 se ha reducido a cero, continúa la oscilación resonante a través del diodo D_2 hasta que la corriente resonante se reduce al nivel de la corriente de carga en el tiempo t_2. Esto aparece en la figura 7-13b.

$$t_2 = \pi\sqrt{LC} - t_1 = \pi\sqrt{4 \times 30} - 5.192 = 29.22\ \mu\text{s}$$

$$\omega_m = 91{,}287.1\ \text{rad/s} \qquad \text{y} \qquad \omega_m t_2 = 2.667\ \text{rad}$$

De la ecuación (7-14), el voltaje del capacitor en $t = t_2$ es

$$v_c(t = t_2) = V_2 = -200\cos(2.667\ \text{rad}) = 177.9\ \text{V}$$

El tiempo de polarización inverso del tiristor T_1 es

$$t_{\text{off}} = t_2 - t_1 = 29.22 - 5.192 = 24.03\ \mu\text{s}$$

(b) $I_m = 50$ A.

$$t_1 = 1.0014\ \mu\text{s}$$

$$t_2 = \pi\sqrt{LC} - t_1 = \pi\sqrt{4 \times 30} - 1.0014 = 33.41\ \mu\text{s}$$

$$\omega_m = 91{,}287.1\ \text{rad/s} \qquad \text{y} \qquad \omega_m t_2 = 3.05\ \text{rad}$$

El voltaje del capacitor en $t = t_2$ es

$$v_c(t = t_2) = V_2 = -200 \cos(3.05 \text{ rad}) = 199.1 \text{ V}$$

El tiempo de polarización inverso del tiristor T_1 es

$$t_{off} = t_2 - t_1 = 33.41 - 1.0014 = 32.41 \ \mu s$$

Nota. Se puede observar al comparar los tiempos de polarización inversa con los del ejemplo 7-4 que la adición de un diodo hace a t_q menos dependiente de las variaciones de la corriente de carga. Sin embargo, para una corriente de carga más alta (por ejemplo $I_m = 250$ A), t_{off} del ejemplo 7-4 es menor que el correspondiente al del ejemplo 7-5.

7-3.4 Conmutación complementaria

La conmutación complementaria se utiliza para transferir corriente entre dos cargas; una disposición como ésta aparece en la figura 7-14. El disparo de un tiristor conmuta a otro.

Cuando se dispara el tiristor T_1, la carga con R_1 se conecta al voltaje de alimentación, V_s, y al mismo tiempo se carga el capacitor C hasta V_s a través de la otra carga con R_2. La polaridad del capacitor C es como la que aparece en la figura 7-14. Cuando se conecta el tiristor T_2, el capacitor queda colocado a través del tiristor T_1 y la carga con R_2 se conecta al voltaje de alimentación, V_s. T_1 adquiere polarización inversa y se desactiva mediante la conmutación por impulso. Una vez desactivado el tiristor T_1, el voltaje del capacitor se invierte a $-V_s$ a través de R_1, T_2 y la alimentación. Si el tiristor T_1 se vuelve a disparar, el tiristor T_2 se desactiva y el ciclo se repite. Por lo general, los dos tiristores conducen con iguales intervalos de tiempo. Las formas de onda de los voltajes y las corrientes aparecen en la figura 7-15 para $R_1 = R_2 = R$. Dado que cada tiristor se desconecta debido a la conmutación por impulso, este tipo de conmutación a veces se conoce como *conmutación complementaria por impulso.*

Ejemplo 7-6

El circuito de la figura 7-14 tiene resistencias de carga $R_1 = R_2 = R = 5\ \Omega$, una capacitancia $C = 10\ \mu F$ y el voltaje de la alimentación, $V_s = 100$ V. Determine el tiempo de desactivación del circuito, t_{off}.

Solución Si suponemos que el capacitor está cargado al voltaje de alimentación V_s en la conmutación anterior de un tiristor complementario, el circuito equivalente durante el período de conmutación es similar al de la figura 7-10. La corriente a través del capacitor está dada por

$$V_s = \frac{1}{C} \int i \, dt + v_c(t = 0) + Ri$$

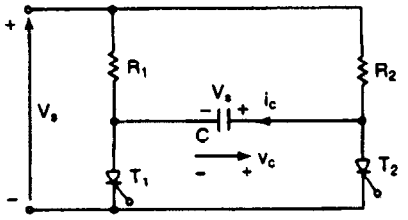


Figura 7-14 Circuito de conmutación complementaria.

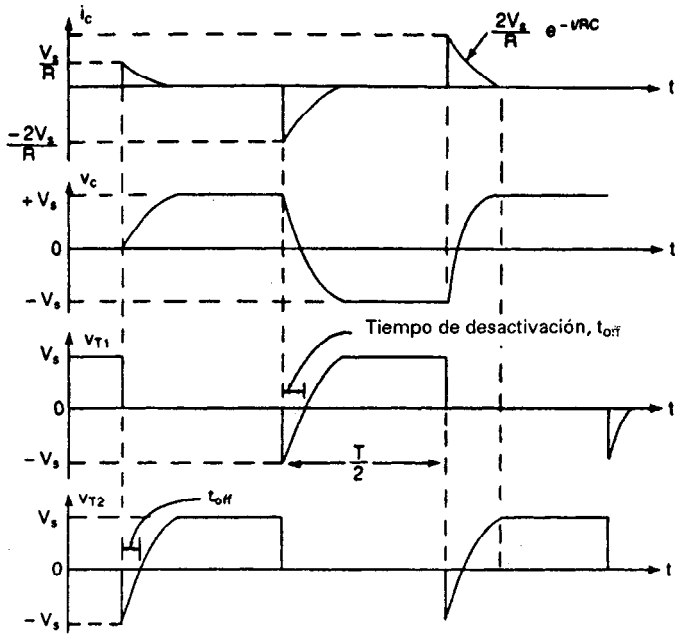


Figura 7-15 Formas de onda para el circuito de la figura 7-14.

Con $v_c(t = 0) = -V_0 = -V_s$, la solución de esta ecuación da la corriente del capacitor i como

$$i(t) = \frac{2V_s}{R}\, e^{-t/RC}$$

El voltaje del capacitor se obtiene como

$$v_c(t) = V_s(1 - 2e^{-t/RC})$$

El tiempo de desactivación t_{off} se puede determinar si se satisface la condición $v_c\ (t = t_q) = 0$ y se resuelve como

$$t_{off} = RC\ \ln(2)$$

Para $R = 5\ \Omega$ y $C = 10\ \mu F$, $t_{off} = 34.7\ \mu s$.

7-3.5 Conmutación por pulso externo

Para desactivar un tiristor que está conduciendo, se utiliza un pulso de corriente que se obtiene de un voltaje externo. En la figura 7-16 se muestra un circuito de tiristor mediante la conmutación por pulso externo y dos fuentes de alimentación. V_s es el voltaje de la alimentación principal y V es el voltaje de la fuente auxiliar.

Si se dispara el tiristor T_3, el capacitor se cargará a partir de la fuente auxiliar. Suponiendo que inicialmente el capacitor no estaba cargado, un pulso resonante de corriente de pico $V\sqrt{C/L}$, similar al circuito de la figura 7-2, fluirá a través de T_3, y el capacitor se cargará hasta 2V. Si el tiristor T_1 está conduciendo y se aplica una corriente de carga a partir de la fuente principal V_s, el

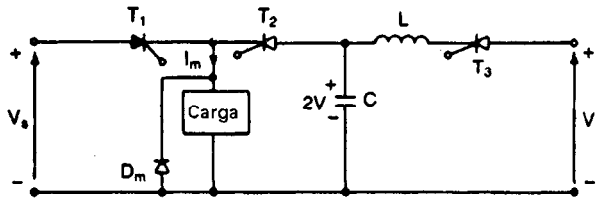


Figura 7-16 Conmutación por pulso externo.

disparo del tiristor T_2 aplicará un voltaje inverso V_s – 2V a través del tiristor T_1; y T_1 se desactivará. Una vez desactivado el tiristor T_1, el capacitor se descargará a través de la carga a una velocidad determinada por la magnitud de la corriente de carga, I_m.

7-3.6 Conmutación del lado de la carga

En la conmutación del lado de la carga, la carga forma un circuito en serie con el capacitor; la descarga y recarga del capacitor se efectúan a través de la carga. El rendimiento de los circuitos de conmutación del lado de la carga depende de la carga y los circuitos de conmutación no pueden probarse sin conectar la carga. Las figuras 7-6, 7-8, 7-12 y 7-13 son ejemplos de conmutación del lado de carga.

7-3.7 Conmutación del lado de la línea

En este tipo de conmutación, la descarga y recarga del capacitor no se llevan a cabo a través de la carga, por lo que el circuito de conmutación se puede probar sin conectarla. La figura 7-17a muestra un circuito como éstos.

Cuando se dispara el tiristor T_2, el capacitor C se carga hasta $2V_s$ y T_2 se autoconmuta, en forma similar al circuito de la figura 7-2. El tiristor T_3 se dispara para invertir el voltaje

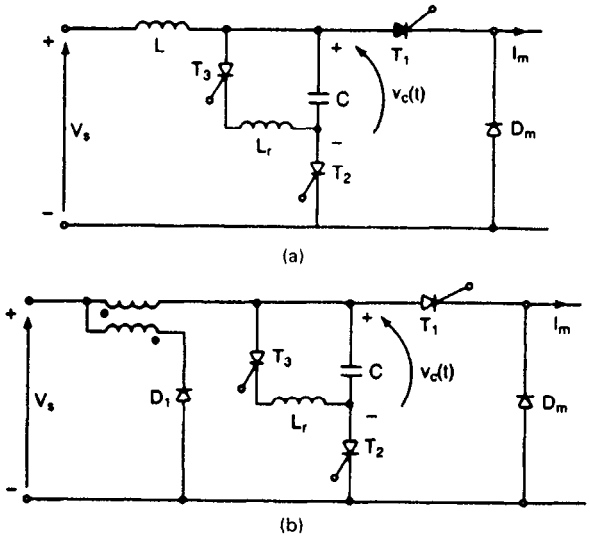


Figura 7-17 Circuito conmutado del lado de línea.

del capacitor hasta $-2V_s$ y T_3 también queda autoconmutado. Si suponemos que el tiristor T_1 está conduciendo y lleva una corriente de carga I_m, el tiristor T_2 se dispara para desactivar T_1. El disparo del tiristor T_2 dará polarización directa al diodo D_m y aplicará un voltaje inverso de $2V_s$ a través de T_1; T_1 se desactivará. La descarga y la recarga del capacitor se efectuarán a través de la alimentación. Para probar el circuito de conmutación no se requiere de la conexión de la carga.

El inductor L lleva la corriente de carga I_m; el circuito equivalente durante el período de conmutación aparece en la figura 7-18. La corriente del capacitor se expresa (a partir del apéndice D) como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{7-17}$$

con condiciones iniciales $i(t = 0) = I_m$ y $v_c(t = 0) = -2V_s$. La solución de la ecuación (7-17) da la corriente y el voltaje del capacitor como

$$i(t) = I_m \cos \omega_m t + 3V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_m t \tag{7-18}$$

y

$$v_c(t) = I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega_m t - 3V_s \cos \omega_m t + V_s \tag{7-19}$$

donde

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

El tiempo de desactivación del circuito, t_{off}, se obtiene de la condición $v_c(t = t_{off}) = 0$ de la ecuación (7-19), y después de simplificar se resuelve como

$$t_{off} = \sqrt{LC}\left(\tan^{-1} 3x - \operatorname{sen}^{-1} \frac{x}{\sqrt{9x^2 + 1}}\right) \tag{7-20}$$

donde

$$x = \frac{V_s}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7-21}$$

El tiempo de conducción del tiristor T_2, que se puede determinar a partir de la condición $i(t = t_1) = 0$ en la ecuación (7-18), está dado por

$$t_1 = \sqrt{LC}\tan^{-1}\frac{-1}{3x} = \sqrt{LC}\left(\pi - \tan^{-1}\frac{1}{3x}\right) \tag{7-22}$$

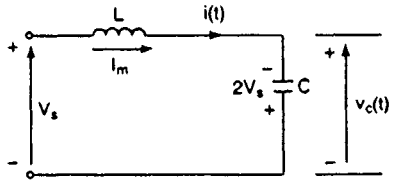


Figura 7-18 Circuito equivalente durante el período de conmutación.

Bajo condiciones de no carga, $I_m = 0$ y x es infinito. La ecuación (7-19) da el valor de t_{off} como

$$t_{off} = \sqrt{LC}\cos^{-1}\tfrac{1}{3} = 1.231\sqrt{LC}$$

y

$$t_1 = \pi\sqrt{LC} \tag{7-23}$$

Nota. Si $I_m = 0$ y $t_1 = \pi\sqrt{LC}$, el voltaje del capacitor de la ecuación (7-19) se convierte en $v_c(t = t_1) = V_0 = 4V_s$ y habrá una elevación continua del voltaje del capacitor. A fin de limitar la sobrecarga del capacitor, por lo común el inductor L se reemplaza por un transformador de recuperación de energía con un diodo, tal y como se muestra en la figura 7-17b.

7-4 DISEÑO DE CIRCUITOS DE CONMUTACION

El diseño de circuitos de conmutación requiere de la determinación de los valores del capacitor C y del inductor L. Para el circuito de conmutación por impulso de la figura 7-6, se calcula el valor del capacitor C a partir de la ecuación (7-8), y el inductor inversor L_r se determina a partir de la corriente de pico inversa máxima permisible de la ecuación (7-5). En el caso del circuito de la figura 7-8, seleccionando ya sea C o L_1, se puede satisfacer el requisito de tiempo de desactivación t_{off} de la ecuación (7-10).

Para el circuito de conmutación por pulso resonante de la figura 7-12, se pueden calcular los valores de L y de C a partir de las ecuaciones (7-15) y (7-16). En las ecuaciones (7-14) y (7-15) V_0 y V_1 también dependen de L y de C al igual que en la ecuación (7-7).

Ejemplo 7-7

Para el circuito conmutado por impulso de la figura 7-6, determine los valores del capacitor C y del inductor inversor L_r si el voltaje de alimentación $V_s = 200$ V, la corriente de carga $I_m = 100$ A, el tiempo de desactivación $t_{off} = 20\mu s$ y la corriente de inversión pico está limitada a 140% de I_m.

Solución $V_0 = V_s = 200$ V. De la ecuación (7-8), $C = 100 \times 20/200 = 10\mu F$. De la ecuación (7-5), la corriente de pico resonante es $1.4 \times 100 = 140 = V_s\sqrt{C/L_r} = 200\sqrt{10/L_r}$, lo que da $L_r = 20.4\ \mu H$.

Ejemplo 7-8

Para el circuito de conmutación resonante de la figura 7-13, determine los valores óptimos de C y de L de tal forma que ocurran pérdidas de energía mínimas durante el período de conmutación si $I_m = 350$ A, $V_0 = 200$ V y $t_{off} = 20\ \mu s$.

Solución Sustituyendo la ecuación (7-16) en la ecuación (7-13), el tiempo requerido para que la corriente del capacitor se eleve al nivel de la corriente pico de carga I_m está dado por

$$t_1 = \sqrt{LC}\,\text{sen}^{-1}\frac{1}{x} \tag{7-24}$$

donde $x = I_p/I_m = (V_0/I_m)\sqrt{C.L}$. A partir de la figura 7-13b, el tiempo disponible de polarización inversa o el tiempo de desactivación t_{off} es

$$t_{off} = t_2 - t_1 = \pi\sqrt{LC} - 2t_1 = \sqrt{LC}\left(\pi - 2\,\text{sen}^{-1}\frac{1}{x}\right) \tag{7-25}$$

De la ecuación (7-11), la corriente de pico resonante es

$$I_p = V_0\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7-26}$$

Definamos una función $F_1(x)$ tal que

$$F_1(x) = \frac{t_{off}}{\sqrt{LC}} = \pi - 2 \sin^{-1} \frac{1}{x} \tag{7-27}$$

La energía de conmutación se puede expresar como

$$W = 0.5CV_0^2 = 0.5LI_p^2 \tag{7-28}$$

Sustituyendo el valor de I_p de la ecuación (7-26) obtenemos

$$W = 0.5 \sqrt{LC}\, V_0 I_p$$

Sustituyendo el valor de $\sqrt{LC}$ de la ecuación (7-27) tenemos

$$W = 0.5V_0 I_m \frac{x t_{off}}{F_1(x)} = 0.5V_0 x I_m \sqrt{LC} \tag{7-29}$$

Definamos otra función $F_2(x)$ tal que

$$F_2(x) = \frac{W}{V_0 I_m t_{off}} = \frac{x}{2F_1(x)} = \frac{x}{2[\pi - 2\text{sen}(1/x)]} \tag{7-30}$$

Se puede demostrar matemáticamente o mediante la graficación de $F_2(x)$ en función de x, que $F_2(x)$ se hace mínima cuando $x = 1.5$. La tabla 7-1 muestra los valores de $F_2(x)$ en función de x. Para $x = 1.5$, la tabla 7-1 da $F_1(x) = 1.6821375$ y $F_2(x) = 0.4458613$.

TABLA 7-1 $F_2(x)$ en función de x

x	$F_2(x)$	$F_1(x)$
1.2	0.5122202	1.1713712
1.3	0.4688672	1.3863201
1.4	0.4515002	1.5384548
1.5	0.4458613	1.6821375
1.6	0.4465956	1.7913298
1.7	0.4512053	1.8838431
1.8	0.4583579	1.9635311

Sustituyendo $x = 1.5$ en las ecuaciones (7-25) y (7-16), obtenemos

$$t_{off} = 1.682\sqrt{LC}$$

y

$$1.5 = \frac{V_0}{I_m} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores, los valores óptimos de L y de C son

$$L = 0.398 \frac{t_{off} V_0}{I_m} \tag{7-31}$$

$$C = 0.8917 \frac{t_{off} I_m}{V_0} \tag{7-32}$$

Para $I_m = 350$ A, $V_0 = 200$ V y $t_{off} = 20$ μs

$$L = 0.398 \times 20 \times \frac{200}{350} = 6.4\ \mu\text{H}$$

$$C = 0.8917 \times 20 \times \frac{350}{200} = 31.2\ \mu\text{F}$$

Nota. Debido al diodo de marcha libre a través de la carga tal y como se observa en las figuras 7-12a y 7-13a, el capacitor se sobrecargará por la energía almacenada en el inductor L. El voltaje del capacitor V_0, que dependerá de los valores de L y de C, se puede determinar a partir de la ecuación (7-7). En este caso, las ecuaciones (7-31) y (7-32) deberán ser resueltas para los valores de L y de C.

Ejemplo 7-9

Un diodo de marcha libre se conecta a través de la salida tal y como se muestra en la figura 7-12a y el capacitor se sobrecarga debido a la energía almacenada en el inductor L. Determine los valores de L y de C. Los datos son: $V_s = 200$ V, $I_m = 350$ A, $t_{\text{off}} = 20\ \mu$s y $x = 1.5$.

Solución Sustituyendo la ecuación (7-7) en la ecuación (7-16) obtenemos que $x = (V_s/I_m)\sqrt{C/L} + 1$. Sustituyendo las ecuaciones (7-7), (7-13) y (7-14) en la ecuación (7-15) obtenemos

$$t_{\text{off}} = \left[\frac{V_s C}{I_m} + \sqrt{LC}\right] \cos\left(\sin^{-1}\frac{1}{x}\right)$$

Los valores de C y de L pueden determinarse a partir de estas dos ecuaciones para valores conocidos de x y de t_{off}. Los resultados son $L = 20.4\ \mu$H y $C = 15.65\ \mu$F.

Ejemplo 7-10

Repita el ejemplo 7-9 para el circuito en la figura 7-13.

Solución De la ecuación (7-25), $t_{\text{off}} = \sqrt{LC}\,[\pi - 2\ \text{sen}^{-1}(1/x)]$. De las ecuaciones (7-7) y (7-16), $x = (V_s/I_m)\sqrt{C/L} + 1$. Los valores de L y de C se determinan a partir de estas dos ecuaciones para valores conocidos de x y de t_{off} como $C = 10.4\ \mu$F y $L = 13.59\ \mu$H.

7-5 MODELO SPICE DEL TIRISTOR DE CD

Un tiristor de cd se puede modelar mediante un diodo y un interruptor controlado por voltaje, tal y como se muestra en la figura 7-19. El interruptor está controlado por el voltaje de la compuerta v_g. Los parámetros del diodo se pueden ajustar para dar la caída de voltaje requerida y el tiempo de recuperación inversa del tiristor. Supongamos que los parámetros del modelo PSpice del diodo son IS=1E–25, BV=1000V, y los parámetros del interruptor son RON=0.1, ROFF=10E+6, VON=10V, VOFF=5V.

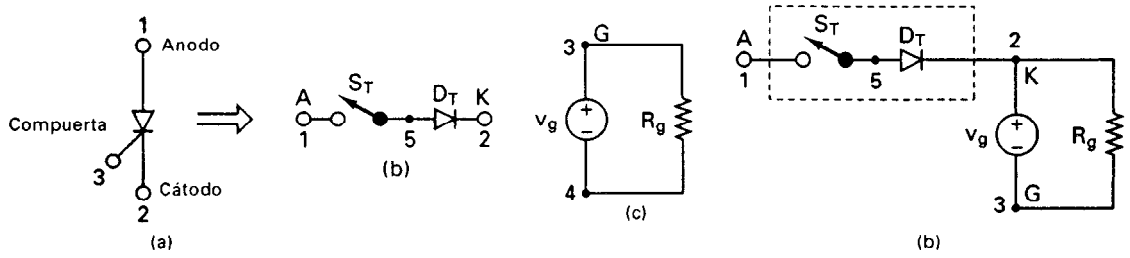


Figura 7-19 Modelo SPice del tiristor de cd.

Este modelo puede utilizarse como subcircuito. La definición de subcircuito correspondiente al modelo DCSCR del tiristor de cd puede describirse como sigue:

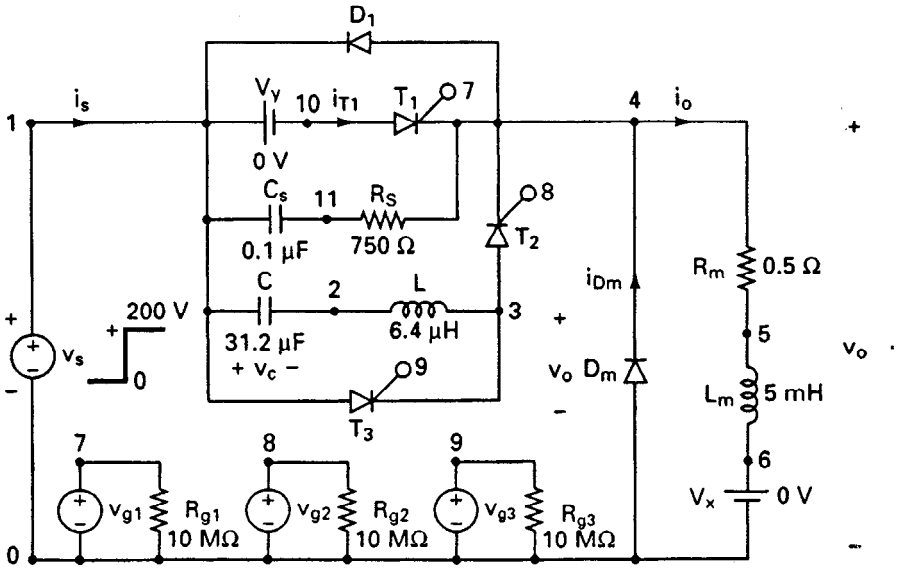
```
*   Subcircuit for dc thyristor model
.SUBCKTDCSCR     1          2           3            4
*     model     anode     cathode      +control     -control
*      name                            voltage      voltage
DT      5      2      DMOD                ; Switch diode
ST      1      5      3      4            SMOD     ; Switch
.MODEL    DMOD    D(IS=1E-25  BV=1000V)        ; Diode model parameters
.MODEL   SMOD  VSWITCH (RON=0.1 ROFF=10E+6 VON=10V VOFF=5V)
.ENDS DCSCR                                ; Ends subcircuit definition
```

Ejemplo 7-11

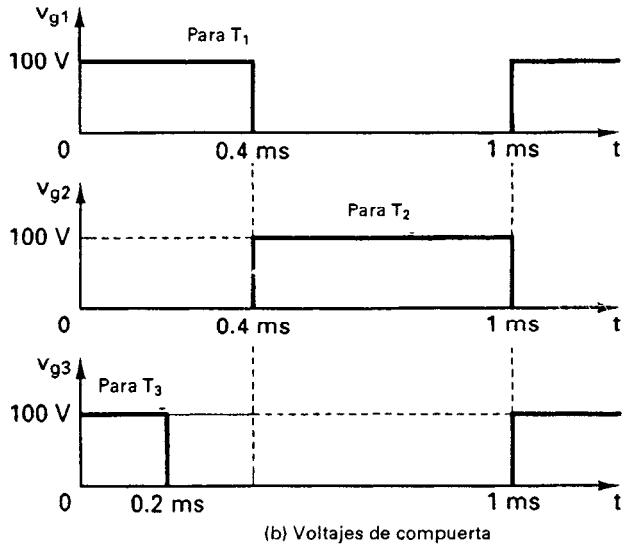
Los parámetros del circuito de conmutación por pulso resonante de la figura 7-13a son: voltaje de alimentación V_s = 200 V, capacitor de conmutación C = 31.2 μF, inductancia de conmutación L = 6.4 μH, resistencia de la carga R_m = 0.5 Ω, e inductancia de la carga L_m = 5 mH. Si el tiristor está modelado mediante el circuito de la figura 7-19, utilice PSpice para graficar (a) el voltaje del capacitor v_c, (b) la corriente del capacitor i_c y (c) la corriente de carga i_L. La frecuencia de interrupción es f_c = 1 kHz y el tiempo activo del tiristor T_1 es 40%.

Solución El circuito de conmutación por pulso resonante para la simulación PSpice aparece en la figura 7-20a. Los voltajes de control V_{g1}, V_{g2} y V_{g3} para los tiristores se muestran en la figura 7-20b. La lista del archivo de circuito es como sigue:

```
Example 7-11        Resonant Pulse Chopper
VS      1      0      DC     200V
Vg1     7      0      PULSE (0V   100V      0      1US     1US     0.4MS     1MS)
Vg2     8      0      PULSE (0V   100V     0.4MS   1US     1US     0.6MS     1MS)
Vg3     9      0      PULSE (0V   100V      0      1US     1US     0.2MS     1MS)
Rg1     7      0      10MEG
Rg2     8      0      10MEG
Rg3     9      0      10MEG
CS     10     11      0.1UF
RS     11      4      750
C       1      2      31.2UF     IC=200V   ; With initial capacitor voltage
L       2      3      6.4UH
D1      4      1      DMOD
DM      0      4      DMOD
.MODEL      DMOD     D (IS=1E-25  BV=1000V)         ;Diode model parameters
RM      4      5      0.5
LM      5      6      5.0MH
VX      6      0      DC     0V                      ; Measures load current
VY      1     10      DC     0V                      ; Measures current of T1
*   Subcircuit calls for DC thyristor model
XT1    10      4      7      0      DCSCR            ; Thyristor T1
XT2     3      4      8      0      DCSCR            ; Thyristor T2
XT3     1      3      9      0      DCSCR            ; Thyristor T3
*   Subcircuit DCSCR which is missing must be inserted
.TRAN      0.5US      3MS      1.5MS     0.5US       ; Transient analysis
.PROBE                                              ; Graphics postprocessor
.options abstol =  1.00u reltol = .01 vntol = 0.1  ITL5=20000
.END
```



(a) Pulsador de pulso resonante



(b) Voltajes de compuerta

Figura 7-20 Circuito de conmutación de pulso resonante para la simulación PSpice.

Las gráficas de PSpice se muestran en la figura 7-21, donde I(VX) = corriente de carga, I(C) = corriente del capacitor y V(1, 2) = voltaje del capacitor. De la figura 7-21, el tiempo disponible de desactivación es t_{off} = 2441.4 – 2402.1 = 39.3 μs a una corriente de carga I_m = 49.474 A. Debe observarse que la corriente instantánea de carga I(VX) no ha llegado a la condición de régimen permanente.

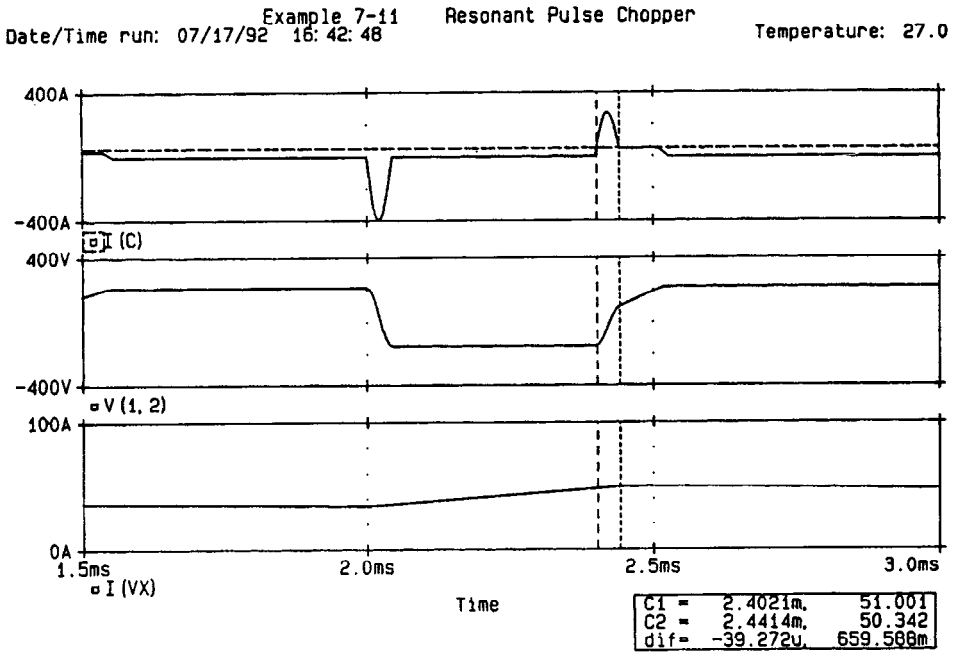


Figura 7-21 Graficas de PSpice para el ejemplo 7-11.

7-6 CAPACITORES DE CONMUTACION

Si las frecuencias de interrupción son menores de 1 kHz, el tiempo de conmutación del tiristor se puede considerar corto en comparación con el período de conmutación. Aunque la corriente de pico a través del capacitor es alta, la corriente promedio puede resultar relativamente baja. Si las frecuencias de conmutación están por arriba de 5 kHz, el capacitor conduce corriente en una parte significativa del período de conmutación y el capacitor deberá por lo tanto seleccionarse para una especificación continua de corriente.

En la selección de un capacitor de conmutación, deberán de satisfacerse las especificaciones de corriente de pico, rms y promedio, así como de voltaje de pico a pico.

RESUMEN

En este capítulo vimos que un tiristor en conducción se puede desactivar mediante una conmutación natural o forzada. En la conmutación natural, la corriente del tiristor se reduce a cero debido a las características naturales del voltaje de entrada. En la conmutación forzada, la corriente del tiristor se reduce a cero mediante un circuito adicional llamado circuito de conmutación, dependiendo el proceso de desactivación de la corriente de carga. Para garantizar la desactivación de un tiristor, la desactivación del circuito (o la desactivación disponible) debe ser mayor que el tiempo de desactivación del tiristor, lo que normalmente queda especificado por el fabricante del tiristor.

REFERENCIAS

1. M. H. Rashid, "Commutation limits of dc chopper on output voltage control". *Electronic Engineering*, Vol. 51, No. 620, 1979, pp. 103–105.
2. M. H. Rashid, "A thyristor chopper with minimum limits on voltage control of dc drives". *International Journal of Electronics*, Vol. 53, No. 1, 1982, pp. 71–89.
3. W. McMurry, "Thyristor commutation in dc chopper: a comparative study". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, octubre 2–6, 1977, pp. 385–397.

PREGUNTAS DE REPASO

7-1. ¿Cuáles son los dos tipos generales de conmutación?
7-2. ¿Cuáles son los tipos de conmutación forzada?
7-3. ¿Cuál es la diferencia entre conmutación automática y natural?
7-4. ¿Cuál es el principio de la autoconmutación?
7-5. ¿Cuál es el principio de la conmutación por impulso?
7-6. ¿Cuál es el principio de la conmutación por pulso resonante?
7-7. ¿Cuál es el principio de la conmutación complementaria?
7-8. ¿Cuál es el principio de la conmutación por pulso externo?
7-9. ¿Cuáles son las diferencias entre la conmutación del lado de la carga y del lado de la línea?
7-10. ¿Cuáles son las diferencias entre la conmutación por voltaje y por corriente?
7-11. ¿Cuáles son los objetivos del circuito de conmutación?
7-12. ¿Por qué debe ser mayor el tiempo de polarización inversa disponible que el tiempo de desactivación de un tiristor?
7-13. ¿Cuál es el objetivo de conectar un diodo en antiparalelo a través del tiristor principal, con o sin un inductor en serie?
7-14. ¿Cuál es la relación entre la corriente de pico resonante y la carga para una conmutación por pulso resonante que minimice las pérdidas de conmutación?
7-15. ¿Cuáles son las expresiones para el valor óptimo de un capacitor y de un inductor de conmutación en una conmutación por pulso resonante?
7-16. ¿Por qué se sobrecarga el capacitor de conmutación en una conmutación por pulso resonante?
7-17. ¿Cómo se invierte el voltaje del capacitor de conmutación en un circuito de conmutación?
7-18. ¿Cuál es el tipo de capacitor que normalmente se utiliza en altas frecuencias de conmutación?

PROBLEMAS

7-1. El voltaje inicial del capacitor en la figura 7-3a, es $V_0 = 600$ V, la capacitancia $C = 40$ μF y la inductancia $L = 10$ μH. Determine el valor pico de la corriente resonante y el tiempo de conducción del tiristor T_1.
7-2. Repita el problema 7-1, si el inductor del circuito inversor resonante tiene una resistencia $R = 0.015$ Ω. (*Sugerencia*: determine las raíces de un sistema de segundo orden y a continuación encuentre la solución.)
7-3. El circuito de la figura 7-4 tiene $V_s = 600$ V, $V_0 = 0$ V, $L = 20$ μH, $C = 50$ μF, e $I_m = 350$ A. Determine (a) el voltaje y la corriente pico del capacitor, (b) el tiempo de conducción del tiristor T_1.

7-4. En el circuito de conmutación de la figura 7-6, la capacitancia C = 20 μF, el voltaje de entrada V_s varía entre 180 y 220 V, y la corriente de carga I_m varía entre 50 y 200 A. Determine los valores mínimo y máximo para el tiempo de desactivación disponible t_{off}.

7-5. Para el circuito de la figura 7-6, determine los valores del capacitor C y del inductor inversor L_r si el voltaje de alimentación V_s = 220 V, la corriente de carga I_m = 150 A, el tiempo de desactivación t_{off} = 15 μs y la corriente inversora está limitada a 150% de I_m.

7-6. El circuito de la figura 7-8 tiene V_s = 220 V, C = 20 μF e I_m = 150 A. Determine el valor de la inductancia de recarga L_1 que proporcione un tiempo de desactivación t_{off} = 15 μs.

7-7. Para el circuito de la figura 7-8, determine los valores de L_1 y C. El voltaje de alimentación V_s = 200 V, la corriente de carga I_m = 350 A, el tiempo de desactivación t_{off} = 20 μs y la corriente pico a través del diodo D_1 está limitada a 2.5 veces I_m. Si se modela el tiristor mediante el circuito de la figura 7-19, utilice PSpice para graficar el voltaje del capacitor v_c, la corriente del capacitor i_c, y para verificar el tiempo de desactivación disponible t_{off}. La frecuencia de conmutación es f_c = 1 kHz, y el tiempo activo del tiristor T_1 es 40%.

7-8. Para el circuito de conmutación por impulso de la figura 7-9, el voltaje de alimentación V_s = 220 V, la capacitancia C = 20 μF y la corriente de carga R = 10 Ω. Determine el tiempo de desactivación t_{off}.

7-9. En el circuito de pulso resonante de la figura 7-12a, el voltaje de alimentación V_s = 200 V, la corriente de carga I_m = 150 A, la inductancia de conmutación L = 4 μH y la capacitancia de conmutación C = 20 μF. Determine la corriente de pico resonante inversa del tiristor T_3, I_k y el tiempo de desactivación t_{off}.

7-10. Repita el problema 7-9, si se conecta un diodo antiparalelo a través del tiristor T_1 tal y como se muestra en la figura 7-13a.

7-11. Si se conecta un diodo a través del tiristor T_1 en la figura 7-12a y el capacitor se sobrecarga, determine los valores de L y de C. El voltaje de alimentación V_s = 200 V, la corriente de carga I_m = 350 A, el tiempo de desactivación t_{off} = 20 μs, y la relación entre la corriente de pico resonante y la de la carga x = 1.5.

7-12. Repita el problema 7-11 para el circuito de la figura 7-13a.

7-13. En el circuito de la figura 7-13a, la corriente de carga I_m = 200 A, el voltaje del capacitor V_0 = 220 V y el tiempo de desactivación t_{off} = 15 μs. Determine los valores óptimos de C y de L, de tal forma que durante el período de conmutación ocurran pérdidas mínimas de energía. Si el tiristor se modela mediante el circuito de la figura 7-19, utilice PSpice para graficar el voltaje del capacitor v_c y la corriente del capacitor i_c y para verificar el tiempo disponible de desactivación t_{off}. La frecuencia de conmutación es f_c = 1 kHz, y el tiempo activo del tiristor T_1 es 40%.

7-14. En el circuito de la figura 7-18, el voltaje de alimentación V_s = 220 V, la capacitancia C = 30 μF, la inductancia de conmutación L = 10 μH y la corriente de carga I_m = 100 A. Determine el tiempo de desactivación t_{off} del circuito.

7-15. Explique la operación del circuito en la figura 7-17a e identifique los tipos de conmutación involucrados en este circuito.

8

Transistores de potencia

8-1 INTRODUCCION

Los transistores de potencia tienen características controladas de activación y desactivación. Los transistores, que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación, lo que da como resultado en una caída de voltaje baja en estado activo. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores, por lo que se utilizan en forma amplia en convertidores de ca-cd y de cd-ca, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, las especificaciones de voltaje y de corriente son menores que las de los tiristores y por lo que, los transistores se utilizan, por lo general, en aplicaciones de baja a media potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar de manera general en cuatro categorías:

1. Transistores bipolares de juntura (BJT)
2. Transistores semiconductores de metal de óxido de efecto de campo (MOSFET)
3. Transistores de inducción estática (SIT)
4. Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)

A fin de explicar las técnicas de conversión de potencia, los BJT s o MOSFET, SIT o IGBT se pueden tratar como interruptores ideales. Un transistor interruptor es mucho más simple que un tiristor interruptor de conmutación forzada. Sin embargo, en los circuitos de convertidores no es obvia la elección entre un BJT y un MOSFET, ya que cualquiera de ellos puede reemplazar a un tiristor, siempre que su especificación de voltaje y de corriente cumpla con los requisitos de salida del convertidor. Los transistores reales difieren de los dispositivos ideales. Los transistores tienen ciertas limitaciones estando restringidos a algunas aplicaciones. Las características y especificaciones de cada uno de estos tipos deberán examinarse para determinar su adecuación a una aplicación en particular.

Un transistor bipolar se forma añadiendo una segunda región *p* o *n* a un diodo de unión *pn*. Con dos regiones *n* y una región *p*, se forman dos uniones conociéndose como un *transistor NPN*, tal y como se muestra en la figura 8-1a. Con dos regiones *p* y una región *n*, se conoce como un *transistor PNP*, tal y como se muestra en la figura 8-1b. Las tres terminales se llaman *colector*, *emisor* y *base*. Un transistor bipolar tiene dos uniones, la unión colector base (CBJ) y la unión base emisor (BEJ). En la figura 8-2 aparecen transistores *NPN* de varios tamaños.

8-2.1 Características en régimen permanente

A pesar de que hay tres configuraciones posibles, colector común, base común y emisor común, la configuración de emisor común que aparece en la figura 8-3a para un transistor *NPN*, es la que generalmente se utiliza en aplicaciones de conmutación. Las características típicas de entrada de la corriente de base, I_B, contra el voltaje base–emisor, V_{BE}, aparecen en la figura 8-3b. La figura 8-3c muestra las características típicas de salida de la corriente del colector, I_C, en función del voltaje colector–emisor, V_{CE}. En el caso de un transistor *PNP*, las polaridades de todas las corrientes y voltajes son inversas.

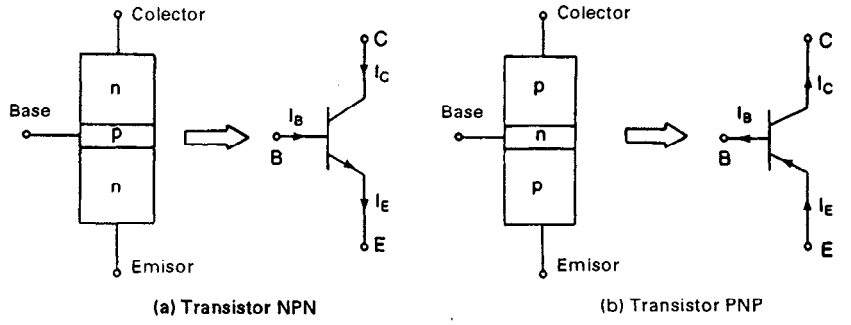


Figura 8-1 Transistores bipolares.

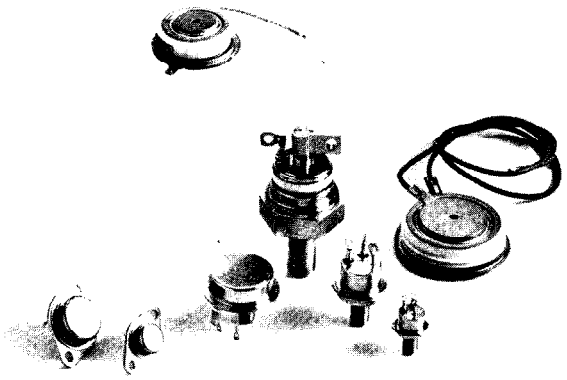


Figura 8-2 Transistores *NPN*. (Cortesía de Powerex, Inc.)

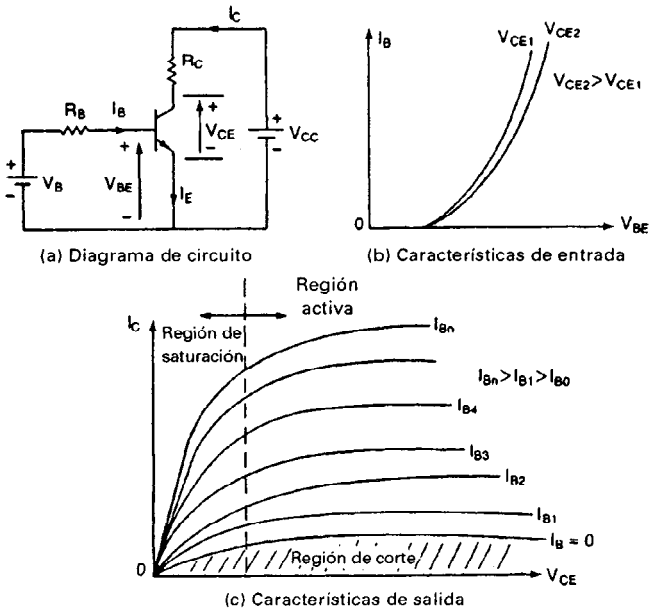


Figura 8-3 Características de los transistores *NPN*.

En un transistor existen tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación. En la región de corte, el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones polarización inversa. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector–emisor disminuye con la corriente de la base. La unión colectora base tiene polarización inversa, y la base–emisor polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es lo suficientemente alta para que el voltaje colector–emisor sea bajo, y el transistor actúa como interruptor. Ambas uniones (CBJ y BEJ) tienen polarización directa. La característica de transferencia, que es una gráfica de V_{CE} en función de I_B aparece en la figura 8-4.

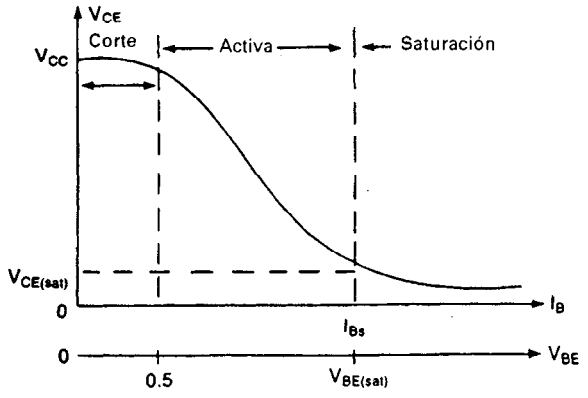


Figura 8-4 Características de transferencia.

En la figura 8-5 se muestra el modelo de transistor *NPN* bajo operación de gran señal en cd. La ecuación que relaciona las corrientes es

$$I_E = I_C + I_B \tag{8-1}$$

La corriente de base es efectivamente la corriente de entrada y la corriente del colector es la corriente de salida. La relación entre la corriente del colector, I_C, y la corriente de base, I_B, se conoce como *ganancia de corriente* β:

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_c}{I_B} \tag{8-2}$$

La corriente del colector tiene dos componentes: una debida a la corriente de base y otra debida a la corriente de fuga de la unión colector–base.

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \tag{8-3}$$

donde I_{CEO} es la corriente de fuga colector a emisor con la base en circuito abierto debiéndose considerar despreciable en comparación con βI_B.

De las ecuaciones (8-1) y (8-3),

$$I_E = I_B(1 + \beta) + I_{CEO} \tag{8-4}$$

$$\approx I_B(1 + \beta) \tag{8-4a}$$

$$I_E \approx I_C\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = I_C\frac{\beta + 1}{\beta} \tag{8-5}$$

La corriente del colector se puede expresar como

$$I_C \approx \alpha I_E \tag{8-6}$$

donde la constante α está relacionada con β mediante

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \tag{8-7}$$

o bien

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{8-8}$$

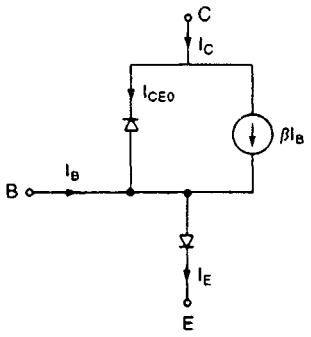


Figura 8-5 Modelo de transistores *NPN*.

Consideremos el circuito de la figura 8-6, donde el transistor es operado como interruptor

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \tag{8-9}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{R_B}(V_B - V_{BE}) \tag{8-10}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

o bien

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \tag{8-11}$$

La ecuación (8-11) indica que siempre que $V_{CE} \geq V_{BE}$, la unión CBJ tendrá polarización inversa y el transistor estará en región activa. La corriente máxima del colector en la región activa, que se puede obtener al ajustar $V_{CB} = 0$ y $V_{BE} = V_{CE}$, es

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \tag{8-12}$$

y el valor correspondiente de la corriente de base

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta} \tag{8-13}$$

Si la corriente de base se incrementa por arriba de I_{BM}, tanto V_{BE} como la corriente del colector aumentarán y se reducirá V_{CE} por debajo de V_{BE}. Esto continuará hasta que la unión de CB quede con polarización directa con un V_{BC} de aproximadamente 0.4 a 0.5 V. El transistor entonces pasa a saturación. La *saturación del transistor* se puede definir como el punto por arriba del cual cualquier incremento en la corriente de base no aumenta significativamente la corriente del colector.

En saturación, la corriente del colector se conserva prácticamente constante. Si el voltaje de saturación del colector–emisor es $V_{CE(sat)}$, la corriente del colector es

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \tag{8-14}$$

y el valor correspondiente de la corriente de base es

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta} \tag{8-15}$$

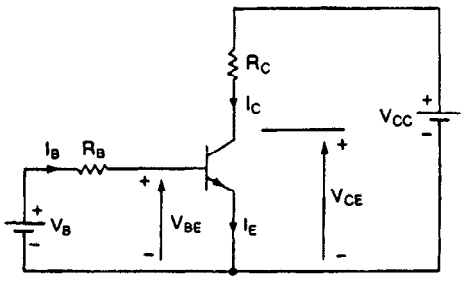


Figura 8-6 Transistor interruptor.

Normalmente, el circuito se diseña de tal forma que I_B sea mayor que I_{BS}. La relación entre I_B e I_{BS} se conoce como el factor de *sobreexcitación*, ODF.

$$\text{ODF} = \frac{I_B}{I_{BS}} \tag{8-16}$$

y la relación entre I_{CS} e I_B se conoce como la β *forzada*, β_f donde

$$\beta_f = \frac{I_{CS}}{I_B} \tag{8-17}$$

La pérdida total de potencia en las dos uniones es

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \tag{8-18}$$

Un valor alto de factor de *sobrecarga* no reducirá significativamente el voltaje colector–emisor. Sin embargo, V_{BE} aumentará debido al incremento de la corriente de base, resultando en una aumentada pérdida de potencia en la unión base–emisor.

Ejemplo 8-1

Se especifica que el transistor bipolar de la figura 8-6 tiene una β en el rango 8 a 40. La resistencia de la carga es $R_C = 11\ \Omega$. El voltaje de alimentación en cd es $V_{CC} = 200$ V y el voltaje de entrada al circuito de la base es $V_B = 10$ V. Si $V_{CE(sat)} = 1.0$ V, y $V_{BE(sat)} = 1.5$ V, encuentre (a) el valor de R_B que resulta en saturación con un factor de sobreexcitación de 5, (b) la β_f forzada y (c) la pérdida de potencia P_T en el transistor.

Solución $V_{CC} = 200$ V, $\beta_{min} = 8$, $\beta_{max} = 40$, $R_C = 11\ \Omega$, ODF = 5, $V_B = 10$ V, $V_{CE(sat)} = 1.0$ V y $V_{BE(sat)} = 1.5$ V. De la ecuación (8-14), $I_{CS} = (200 - 1.0)/11 = 18.1$ A. De la ecuación (8-15), $I_{BS} = 18.1/\beta_{min} = 18.1/8 = 2.2625$ A. La ecuación (8-16) da la corriente de base para un factor de sobrecarga de 5,

$$I_B = 5 \times 2.2625 = 11.3125 \text{ A}$$

(a) La ecuación (8-9) da el valor requerido de R_B,

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(sat)}}{I_B} = \frac{10 - 1.5}{11.3125} = 0.7514\ \Omega$$

(b) De la ecuación (8-17), $\beta_f = 18.1/11.3125 = 1.6$.

(c) La ecuación (8-18) da la pérdida de potencia total igual a

$$P_T = 1.5 \times 11.3125 + 1.0 \times 18.1 = 16.97 + 18.1 = 35.07 \text{ W}$$

Nota. Para un factor de sobreexcitación de 10, $I_B = 22.265$ A y la pérdida de potencia sería $P_T = 1.5 \times 22.265 + 18.1 = 51.5$ W. Una vez saturado el transistor, el voltaje colector–emisor no se reduce en relación con el aumento de la corriente de base. Sin embargo, aumenta la pérdida de potencia. A un valor alto de factor de sobreexcitación, el transistor puede dañarse debido al sobrecalentamiento. Por otra parte, si el transistor se opera por debajo de la especificación ($I_B < I_{CB}$) puede llegar a operar en la región activa y V_{CE} aumentaría, resultando también en un aumento de pérdida de potencia.

8-2.2 Características de conmutación

Una unión *pn* con polarización directa exhibe dos capacitancias paralelas: una capacitancia de la capa de agotamiento y una capacitancia de difusión. Por otra parte, una unión *pn* con polarización

inversa sólo tiene una capacitancia de agotamiento. Bajo condiciones de régimen permanente, estas capacitancias no juegan ningún papel. Sin embargo, en condiciones transitorias, influyen en el comportamiento de activación y desactivación del transistor.

En la figura 8-7 se muestra el modelo de un transistor bajo condiciones transitorias, donde C_{cb} y C_{be} son las capacitancias efectivas de las uniones CBJ y BEJ, respectivamente. La *transconductancia*, g_m de un BJT se define como la relación entre ΔI_C y ΔV_{BE}. Estas capacitancias dependen de los voltajes de la unión y de la construcción física del transistor. C_{cb} afecta en forma significativa la capacitancia de entrada debido al efecto multiplicador de Miller [6]. r_{ce} y r_{be} son las resistencias del colector al emisor y de la base al emisor, respectivamente.

Debido a las capacitancias internas, el transistor no se activa en forma instantánea. En la figura 8-8 se ilustran las formas de onda y los tiempos de conmutación. Conforme el voltaje de entrada v_B se eleva desde cero hasta V_1 y la corriente de base se eleva hasta I_{B1}, la corriente del colector no responde de inmediato. Existe un retraso, conocido como *tiempo de retraso*, t_d antes de que fluya cualquier corriente del colector. Este retraso es necesario para cargar la capacitancia de la unión BEJ al voltaje de polarización directa V_{BE} (aproximadamente 0.7 V). Una vez pasado este retraso, la corriente del colector se eleva al valor de régimen permanente I_{CS}. El tiempo de elevación, t_r depende de la constante de tiempo determinada por la capacitancia de la unión BEJ.

La corriente de base es normalmente mayor a la requerida para saturar al transistor. Como resultado, la carga excedente de portadores minoritarios queda almacenada en la región de la base. Mientras más alto sea el factor de sobreexcitación, ODF, mayor será la carga adicional almacenada en la base. Esta carga adicional, que se conoce como *carga de saturación*, es proporcional a la excitación excedente de la base y a la corriente correspondiente, I_e:

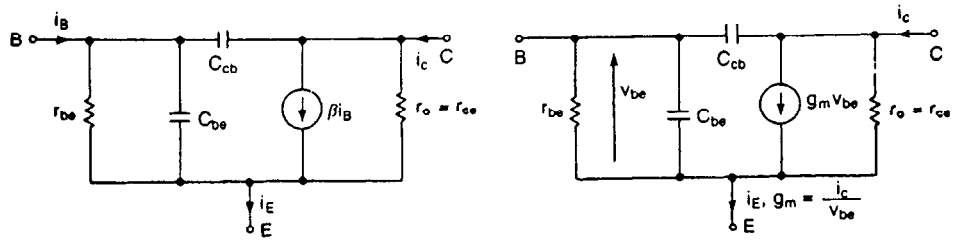
$$I_e = I_B - \frac{I_{CS}}{\beta} = \text{ODF} \cdot I_{BS} - I_{BS} = I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{8-19}$$

y la carga de saturación está dada por

$$Q_s = \tau_s I_e = \tau_s I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{8-20}$$

donde τ_s es conocida como la *constante de tiempo de almacenamiento* del transistor.

Cuando el voltaje de entrada se invierte de V_1 hasta $-V_2$, y también la corriente de base se modifica hasta $-I_{B2}$, durante un tiempo t_s, conocido como *tiempo de almacenamiento*, la corriente del colector no se modifica. t_s es el tiempo que se requiere para eliminar la carga de saturación de la base. Dado que v_{BE} es todavía positivo, con sólo 0.7 V aproximadamente, la corriente de base invierte su dirección debido al cambio en la polaridad de v_B, desde V_1 hasta $-V_2$. La corriente



(a) Modelo con ganancia de corriente (b) Modelo con transconductancia

Figura 8-7 Modelo transitorio del BJT.

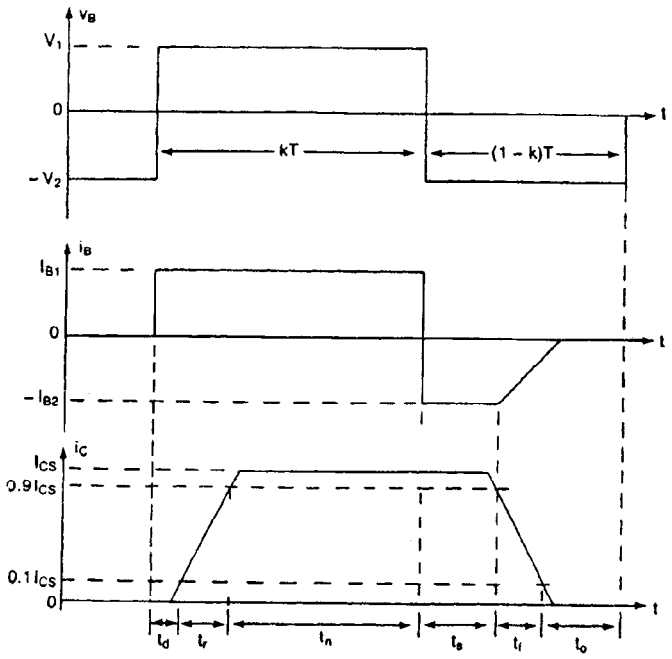
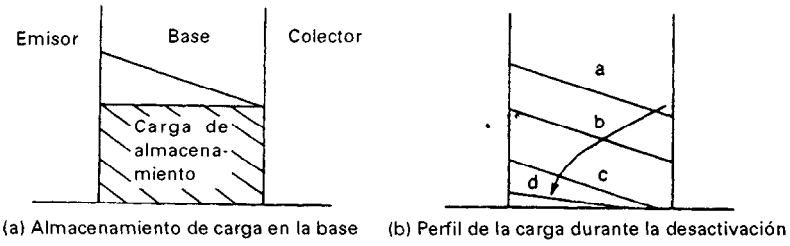


Figura 8-8 Tiempos de conmutación de transistor bipolar

inversa, $-I_{B2}$, ayuda a descargar la base y a eliminar la carga adicional de la misma. Sin $-I_{B2}$, la carga de saturación tendría que ser totalmente eliminada mediante recombinación, siendo el tiempo de almacenamiento más largo.

Una vez eliminada la carga adicional, la capacitancia de la unión BEJ se carga al voltaje de entrada $-V_2$, y la corriente de base se abate hasta cero. El tiempo de abatimiento t_f depende de la constante de tiempo, misma que está determinada por la capacitancia de la unión BEJ con polarización inversa.

La figura 8-9a muestra la carga adicional almacenada en la base de un transistor saturado. Durante la desactivación, esta carga adicional es eliminada primero en el tiempo t_s pasando el perfil de la carga de *a* hasta *c* tal y como se muestra en la figura 8-9b. Durante el tiempo de abatimiento, el perfil de la carga disminuye a partir del perfil *c* hasta que todas las cargas han sido eliminadas.



(a) Almacenamiento de carga en la base (b) Perfil de la carga durante la desactivación

Figura 8-9 Almacenamiento de carga en transistores bipolares saturados.

El tiempo de activación t_{on} es la suma del tiempo de retraso t_d y el tiempo de elevación t_r:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

y el tiempo de desactivación t_{off} es la suma del tiempo de almacenamiento t_s y el tiempo de abatimiento t_f:

$$t_{off} = t_s + t_f$$

Ejemplo 8-2

Las formas de onda del transistor interruptor de la figura 8-6 aparecen en la figura 8-10. Los parámetros son V_{CC} = 250 V, $V_{BE(sat)}$ = 3 V, I_B = 8 A, $V_{CE(sat)}$ = 2 V, I_{CE} = 100 A, t_d = 0.5 μs, t_r = 1 μs, t_s = 5 μs, t_f = 3 μs y f_s = 10 kHz. El ciclo de trabajo es k = 50%. La corriente de fuga colector a emisor es I_{CEO} = 3 mA. Determine la pérdida de potencia debido a la corriente del colector (a) durante la activación $t_{on} = t_d + t_r$, (b) durante el período de conducción t_n, (c) durante la desactivación $t_{off} = t_s + t_f$, (d) durante el tiempo desactivado t_o y; (e) las pérdidas promedio totales de potencia P_T, y (f) grafique la potencia instantánea debida a la corriente del colector, $P_c(t)$.

Solución $T = 1/f_s$ = 100 μs, k = 0.5, $kT = t_d + t_r + t_n$ = 50 μs, t_n = 50 − 0.5 − 1 = 48.5 μs, $(1 - k)T = t_s + t_f + t_o$ = 50 μs, y t_o = 50 − 5 − 3 = 42 μs.

(a) Durante el tiempo de retraso, $0 \le t \le t_d$:

$$i_c(t) = I_{CEO}$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC}$$

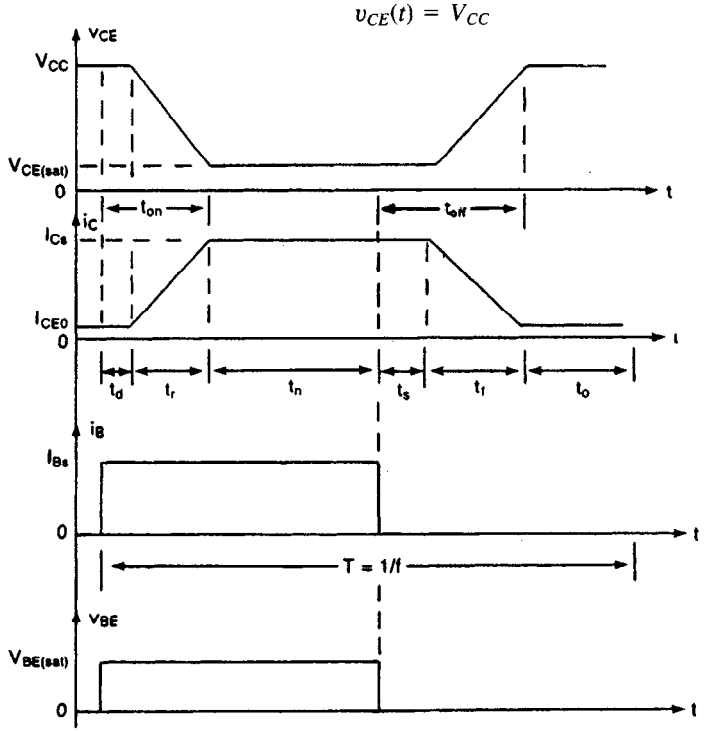


Figura 8-10 Formas de onda para un interruptor transitorio.

La potencia instantánea debida a la corriente del colector es

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC}$$
$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W}$$

La pérdida de potencia promedio durante el tiempo de retraso es

$$P_d = \frac{1}{T}\int_0^{t_d} P_c(t)\, dt = I_{CEO} V_{CC} t_d f_s \tag{8-21}$$
$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 3.75 \text{ mW}$$

Durante el tiempo de elevación, $0 \le t \le t_r$:

$$i_c(t) = \frac{I_{CS}}{t_r} t$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}) \frac{t}{t_r} \tag{8-22}$$

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = I_{CS} \frac{t}{t_r}\left[V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}) \frac{t}{t_r}\right]$$

La potencia $P_c(t)$ será máxima cuando $t = t_m$, donde

$$t_m = \frac{t_r V_{CC}}{2[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]} \tag{8-23}$$
$$= 1 \times \frac{250}{2(250 - 2)} = 0.504\ \mu\text{s}$$

Y la ecuación (8-22) nos da la potencia pico

$$P_p = \frac{V_{CC}^2 I_{CS}}{4[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]} \tag{8-24}$$
$$= 250^2 \times \frac{100}{4(250 - 2)} = 6300 \text{ W}$$

$$P_r = \frac{1}{T}\int_0^{t_r} P_c(t)\, dt = f_s I_{CS} t_r \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}}{3}\right] \tag{8-25}$$
$$= 10 \times 10^3 \times 100 \times 1 \times 10^{-6}\left[\frac{250}{2} + \frac{2 - 250}{3}\right] = 42.33 \text{ W}$$

La pérdida total de potencia durante la activación es

$$P_{\text{on}} = P_d + P_r \tag{8-26}$$
$$= 0.00375 + 42.33 = 42.33 \text{ W}$$

(b) El periodo de conducción, $0 \le t \le t_n$:

$$i_c(t) = I_{CS}$$
$$v_{CE}(t) = V_{CE(\text{sat})}$$
$$P_c(t) = i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} \tag{8-27}$$
$$= 2 \times 100 = 200 \text{ W}$$

$$P_n = \frac{1}{T}\int_0^{t_n} P_c(t)\,dt = V_{CE(sat)} I_{CS} t_n f_s$$

$$= 2 \times 100 \times 48.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 97 \text{ W}$$

(c) El período de almacenamiento $0 \le t \le t_s$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CS} \\ v_{CE}(t) &= V_{CE(sat)} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CE(sat)} I_{CS} \\ &= 2 \times 100 = 200 \text{ W} \end{aligned} \tag{8-28}$$

$$P_s = \frac{1}{T}\int_0^{t_s} P_c(t)\,dt = V_{CE(sat)} I_{CS} t_s f_s$$

$$= 2 \times 100 \times 5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 10 \text{ W}$$

El tiempo de abatimiento $0 \le t \le t_f$:

$$i_c(t) = I_{CS}\left(1 - \frac{t}{t_f}\right), \text{ despreciando } I_{CEO}$$

$$v_{CE}(t) = \frac{V_{CC}}{t_f} t, \text{ despreciando } I_{CEO} \tag{8-29}$$

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = V_{CC} I_{CS}\left[\left(1 - \frac{t}{t_f}\right)\frac{t}{t_f}\right]$$

Esta pérdida de potencia durante el tiempo de abatimiento será máxima cuando $t = t_f/2 = 1.5\ \mu s$ y la ecuación (8-29) da la potencia pico,

$$P_m = \frac{V_{CC} I_{CS}}{4} \tag{8-30}$$

$$= 250 \times \frac{100}{4} = 6250 \text{ W}$$

$$P_f = \frac{1}{T}\int_0^{t_f} P_c(t)\,dt = \frac{V_{CC} I_{CS} t_f f_s}{6} \tag{8-31}$$

$$= \frac{250 \times 100 \times 3 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{6} = 125 \text{ W}$$

La pérdida de potencia durante la desactivación es

$$P_{off} = P_s + P_f = V_{CC} I_{CS} f_s \left(t_s + \frac{t_f}{6}\right)$$

$$= 10 + 125 = 135 \text{ W} \tag{8-32}$$

(d) Periodo desactivado $0 \le t \le t_o$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CEO} \\ v_{CE}(t) &= V_{CC} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC} \\ &= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W} \end{aligned} \tag{8-33}$$

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^{t_o} P_c(t)\,dt = I_{CEO}V_{CC}t_o f_s$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 42 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 0.315 \text{ W}$$

(e) La pérdida total de potencia en el transistor debido a la corriente del colector es

$$P_T = P_{on} + P_n + P_{off} + P_0$$
$$= 42.33 + 97 + 135 + 0.315 = 274.65 \text{ W} \tag{8-34}$$

(f) La gráfica de potencia instantánea aparece en la figura 8-11.

Ejemplo 8-3

Para los parámetros del ejemplo 8-2, calcule la pérdida promedio de potencia debida a la corriente de base.

Solución $V_{BE(sat)} = 3$ V, $I_B = 8$ A, $T = 1/f_s = 100$ μs, $k = 0.5$, $kT = 50$ μs $t_d = 0.5$ μs, $t_r = 1$ μs, $t_n = 50 - 1.5 = 48.5$ μs, $t_s = 5$ μs, $t_f = 3$ μs, $t_{on} = t_d + t_r = 1.5$ μs, y $t_{off} = t_s + t_f = 5 + 3 = 8$ μs.

Durante el período $0 \le t \le (t_{on} + t_n)$:

$$i_b(t) = I_{BS}$$

$$v_{BE}(t) = V_{BE(sat)}$$

La potencia instantánea debida a la corriente de base es

$$P_b(t) = i_b v_{BE} = I_{BS}V_{BS(sat)}$$
$$= 8 \times 3 = 24 \text{ W}$$

Durante el período $0 \le t \le t_o = (T - t_{on} - t_n - t_s - t_f)$: $P_b(t) = 0$. La pérdida de potencia promedio es

$$P_B = I_{BS}V_{BE(sat)}(t_{on} + t_n + t_s)f_s$$
$$= 8 \times 3 \times (1.5 + 48.5 + 5) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 13.2 \text{ W} \tag{8-35}$$

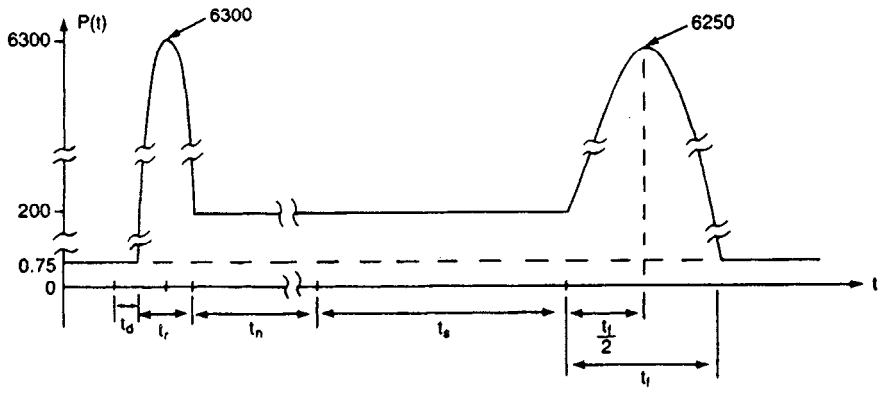


Figura 8-11 Gráfica de la potencia instantánea para el ejemplo 8-2.

8-2.3 Límites de conmutación

Ruptura secundaria, SB. La ruptura secundaria (SB), que es un fenómeno destructivo, resulta del flujo de corriente a una pequeña porción de la base, lo que produce puntos calientes localizados. Si la energía en estos puntos calientes es suficientemente grande, el calentamiento excesivo localizado puede dañar al transistor. Por lo tanto, la ruptura secundaria es causada por un sobrecalentamiento térmico localizado, resultado de concentraciones altas de corriente. La concentración de corriente puede ser causada por defectos en la estructura del transistor. La ruptura secundaria ocurre en ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo está involucrado, la ruptura secundaria es básicamente un fenómeno que depende de la energía.

Area de operación segura en polarización directa, FBSOA. Durante la condición activa y en operación, la temperatura promedio de la unión y la ruptura secundaria limitan la capacidad de manejo de potencia de un transistor. Los fabricantes normalmente proporcionan curvas FBSOA bajo condiciones de prueba especificadas. Las FBSOA indican los límites de i_c–v_{CE} del transistor; para una operación confiable del mismo el transistor no debe ser sujeto a una disipación de potencia mayor que la que se muestra en la curva FBSOA.

Area de operación segura en polarización inversa, RBSOA. Durante la desactivación, el transistor debe soportar una corriente y un voltaje altos, en la mayor parte de los casos con una unión base a emisor con polarización inversa. El voltaje colector–emisor debe mantenerse a un nivel seguro o por debajo de un valor especificado de la corriente del colector. Los fabricantes proporcionan límites para el I_c–V_{CE} durante la desactivación con polarización inversa como el área de operación segura en polarización inversa (RBSOA).

Decaimiento de potencia. El circuito térmico equivalente aparece en la figura 8-12. Si la pérdida de potencia promedio total es P_T, la temperatura de la cubierta es

$$T_C = T_J - P_T R_{JC}$$

La temperatura del disipador de calor es

$$T_S = T_C - P_T R_{CS}$$

La temperatura ambiente es

$$T_A = T_S - P_T R_{SA}$$

y

$$T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{8-36}$$

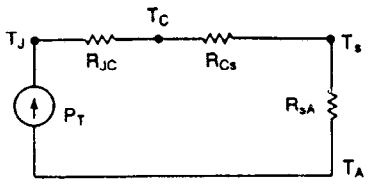


Figura 8-12 Circuito térmico equivalente de un transistor.

donde R_{JC} = la resistencia térmica de la unión a la cubierta, °C/W
R_{CS} = la resistencia térmica de la cubierta al disipador térmico, °C/W
R_{SA} = la resistencia térmica del disipador térmico al ambiente, °C/W

Por lo general, la disipación máxima de potencia P_T se especifica en T_C = 25 °C. Si la temperatura ambiente es aumentada a $T_A = T_{J(max)}$ = 150 °C, el transistor puede disipar una potencia cero. Por otra parte, si la temperatura de la unión es T_C = 0°C, el dispositivo puede disipar la potencia máxima resultando esto no práctico. Por lo tanto, al interpretar las especificaciones de los dispositivos deberán considerarse tanto la temperatura ambiente como las resistencias térmicas. Los fabricantes publican curvas tanto para el decaimiento térmico como para la ruptura secundaria.

Voltajes de ruptura. Un *voltaje de ruptura* se define como el voltaje máximo absoluto entre dos terminales, con la tercera terminal abierta, en corto circuito o polarizada, ya sea directa o inversamente. En la ruptura el voltaje se conserva relativamente constante, en tanto que la corriente se eleva con rapidez. Los fabricantes citan los siguientes voltajes de ruptura:

V_{EBO}: voltaje máximo entre las terminales del emisor y de la base, con la terminal del colector en circuito abierto.

V_{CEV} o V_{CEX}: voltaje máximo entre las terminales del colector y del emisor, a un voltaje negativo especificado aplicado entre base y emisor.

$V_{CEO(SUS)}$: voltaje máximo de mantenimiento entre las terminales del colector y del emisor, con la base en circuito abierto. Esta especificación se fija a los valores máximos de corriente y voltaje del colector, apareciendo simultáneamente a través del dispositivo con un valor específico de la inductancia de la carga.

Veamos el circuito de la figura 8–13a. Cuando el interruptor SW se cierra, aumenta la corriente del colector, y después de un transitorio, la corriente del colector en régimen permanente es $I_{CS} = (V_{CC} - V_{CE(sat)})/R_C$. En el caso de la carga inductiva, la línea de carga sería la trayectoria ABC mostrada en la figura 8-13b. Si se abre el interruptor para eliminar la corriente de base, la corriente del colector empezará a abatirse y el voltaje de $L(di/dt)$ se inducirá a través del inductor para oponerse a la reducción de dicha corriente. El transistor quedará sujeto a un voltaje

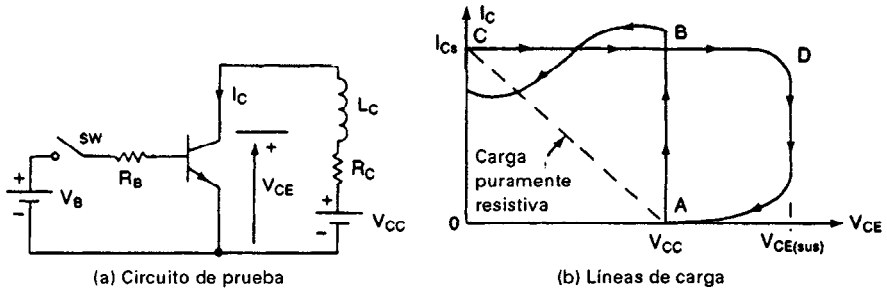


Figura 8-13 Líneas de carga de activación y desactivación

transitorio. Si este voltaje llega al nivel del voltaje de mantenimiento, el voltaje del colector se mantendrá aproximadamente constante y la corriente del colector se reducirá. Después de un corto tiempo, el transistor estará en estado desactivado en la figura 8-13b y aparece la línea de carga de desactivación según la trayectoria *CDA*.

Ejemplo 8-4

La temperatura máxima de unión de un transistor es T_J = 150 °C y la temperatura ambiente es T_A = 25 °C. Si las impedancias térmicas son R_{JC} = 0.4 °C/W, R_{CS} = 0.1 °C/W y R_{SA} = 0.5 °C/W, calcule (a) la disipación máxima de potencia y (b) la temperatura de la cubierta.

Solución (a) $T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) = P_T R_{JA}$, R_{JA} = 0.4 + 0.1 + 0.5 = 1.0 y 150 – 25 = $1.0P_T$, lo que da la disipación máxima de potencia como P_T = 125 W.

(b) $T_C = T_J - P_T R_{JC}$ = 150 – 125 × 0.4 = 100 °C.

8-2.4 Control de la excitación de la base

La velocidad de conmutación se puede aumentar reduciendo el tiempo de activación t_{on} y el tiempo de desactivación t_{off}. Se puede reducir t_{on} permitiendo el pico de corriente de base durante la activación, resultando en el principio una $\beta(\beta_F)$ forzada baja. Después de la activación, se puede incrementar β_f a un valor lo suficientemente alto como para mantener el transistor en la región de casi saturación. t_{off} se puede reducir invirtiendo la corriente de base y permitiendo que durante la desactivación la corriente de base llegue a valor pico. Aumentar el valor de la corriente de base inversa I_{B2} reduce el tiempo de almacenamiento. En la figura 8-14 aparece una forma de onda típica para la corriente de base.

Además de una forma fija de la corriente de base como en la figura 8-14, la β forzada se puede controlar en forma continua para hacer coincidir las variaciones de corriente del colector. Las técnicas comúnmente utilizadas para optimizar la excitación de la base de un transistor son:

1. Control de activación
2. Control de desactivación
3. Control proporcional de la base
4. Control de antisaturación

Control de activación. El pico de la corriente de base se puede obtener mediante el circuito de la figura 8–15. Cuando el voltaje de entrada se conecta, la corriente de la base queda limitada por la resistencia R_1, el valor inicial de la corriente de base es

$$I_{B0} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1} \tag{8-37}$$

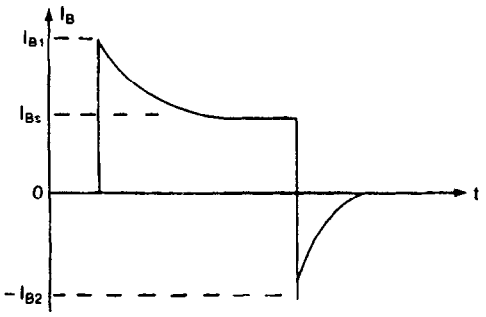


Figura 8-14 Forma de onda de la corriente de excitación de la base.

y el valor final de la corriente de base es

$$I_{B1} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2} \tag{8-38}$$

El capacitor C_1 se carga a un valor final de

$$V_c \cong V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{8-39}$$

La constante de tiempo de carga del capacitor es aproximadamente

$$\tau_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \tag{8-40}$$

Una vez que el voltaje de entrada v_B se hace cero, la unión base–emisor tiene polarización 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 suficientes tiempos de carga y de descarga, el ancho del pulso de base debe ser $t_1 \geq 5\tau_1$ y el período de desactivación del pulso debe ser $t_2 \geq 5\tau_2$. La frecuencia máxima de conmutación es $f_s = 1/T = 1/(t_1 + t_2) = 0.2/(\tau_1 + \tau_2)$.

Control de desactivación. Si durante la desactivación el voltaje de entrada de la figura 8–15 se cambia a $-V_2$, el voltaje del capacitor V_c en la ecuación (8–39) se suma a V_2 a través del transistor como un voltaje inverso. Habrá un pico de corriente de base durante la desactivación. Conforme el capacitor C_1 se descarga, el voltaje inverso se reducirá a un valor de régimen permanente, V_2. Si se requieren diferentes características de activación y desactivación, se puede añadir un circuito de desactivación (utilizando a C_2, R_3 y R_4) tal y como se muestra en la figura 8–16. Durante la desactivación, el diodo D_1 aísla el circuito de excitación directa de la base, del circuito de excitación inversa de la base.

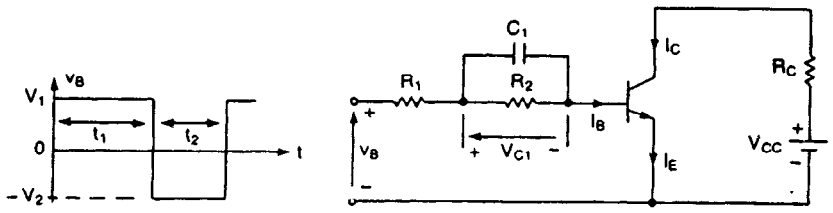


Figura 8-15 Pico de corriente de base durante la activación.

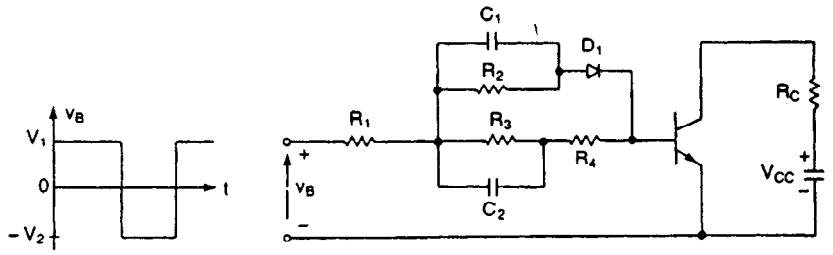


Figura 8-16 Pico de corriente de base durante la activación y la desactivación.

Control proporcional de la base. Este tipo de control tiene ventajas sobre el circuito de excitación constante. Si la corriente del colector cambia debido a cambios en la demanda de la carga, la corriente de excitación de la base cambia en proporción a la corriente del colector. Una disposición aparece en la figura 8-17. Cuando el interruptor S_1 se activa, fluye un pulso de corriente de corta duración a través de la base del transistor Q_1; y se activará hasta la saturación. Una vez que la corriente del colector empieza a fluir, se induce una corriente de base debido a la acción del transformador. El transistor se engancharía a sí mismo, y S_1 puede desactivarse. La relación de vueltas es $N_2/N_1 = I_C/I_B = \beta$. Para la correcta operación del circuito, la corriente magnetizante, que será mucho menor que la corriente del colector, debe ser lo más pequeña posible. El interruptor S_1 se puede implementar mediante un transistor de pequeña señal, y durante el período de desactivación del transistor de potencia se requerirá de un circuito adicional para descargar al capacitor C_1 y para volver a restablecer el núcleo del transformador.

Control de antisaturación. Si el transistor es operado severamente, el tiempo de almacenamiento, que es proporcional a la corriente de base, aumenta y se reduce la velocidad de conmutación. El tiempo de almacenamiento puede ser reducido operando el transistor en una saturación suave, en vez de una saturación dura. Esto se puede llevar a cabo fijando el voltaje de colector–emisor a un nivel predeterminado. La corriente del colector está dada por

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{cm}}{R_C} \tag{8-41}$$

donde V_{cm} es el voltaje de fijación y $V_{cm} > V_{CE(sat)}$. En la figura 8-18 se muestra un circuito con acción de fijación (también conocido como fijador Baker).

La corriente de base sin fijación, que es adecuada para excitar severamente al transistor, se puede determinar a partir de

$$I_B = I_1 = \frac{V_B - V_{d1} - V_{BE}}{R_B} \tag{8-42}$$

y la correspondiente corriente del colector es

$$I_C = \beta I_B \tag{8-43}$$

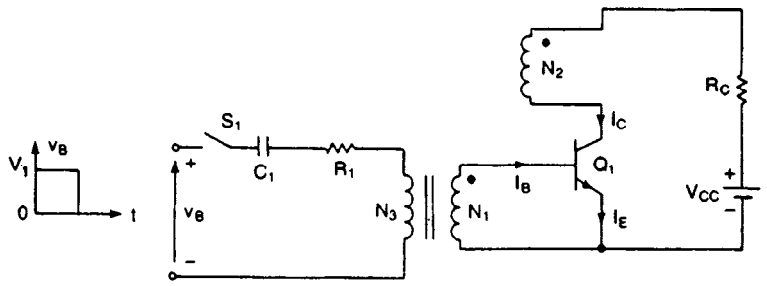


Figura 8-17 Circuito de excitación proporcional de base.

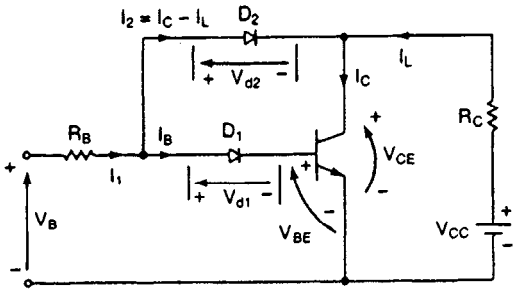


Figura 8-18 Circuito de fijación del colector.

Después de que la corriente del colector se eleva, el transistor se activa, y la fijación ocurre (debido al hecho de que D_2 recibe polarización directa y conduce), entonces

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{d1} - V_{d2} \tag{8-44}$$

La corriente de carga es

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C} \tag{8-45}$$

y la corriente del colector con fijación es

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B = \beta(I_1 - I_C + I_L) \\ &= \frac{\beta}{1 + \beta}(I_1 + I_L) \end{aligned} \tag{8-46}$$

Para la fijación, $V_{d1} > V_{d2}$ esto se puede obtener conectando dos o más diodos en vez de D_1. La resistencia de la carga R_C deberá satisfacer la condición

$$\beta I_B > I_L$$

De la ecuación (8-45),

$$\beta I_B R_C > (V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}) \tag{8-47}$$

La acción de fijación da como resultado una corriente del colector más reducida y la eliminación prácticamente total del tiempo de almacenamiento. Además, en forma simultánea, se obtiene una activación rápida. Sin embargo, en razón de un V_{CE} incrementado, la disipación de la potencia en estado activo del transistor aumenta, en tanto que la pérdida de potencia por conmutación se reduce.

Ejemplo 8-5

El circuito de excitación de base de la figura 8-18 tiene $V_{CC} = 100$ V, $R_C = 1.5\ \Omega$, $V_{d1} = 2.1$ V, $V_{d2} = 0.9$ V, $V_{BE} = 0.7$ V, $V_B = 15$ V, $R_B = 2.5\ \Omega$ y $\beta = 16$. Calcule (a) la corriente del colector sin fijación, (b) el voltaje de fijación colector–emisor V_{CE} y (c) la corriente del colector con fijación.

Solución (a) De la ecuación (8-42), $I_1 = (15 - 2.1 - 0.7)/2.5 = 4.88$ A. Sin fijación, $I_C = 16 \times 4.88 = 78.08$ A.

(b) De la ecuación (8-44), el voltaje de fijación es

$$V_{CE} = 0.7 + 2.1 - 0.9 = 1.9 \text{ V}$$

(c) De la ecuación (8-45), $I_L = (100 - 1.9)/1.5 = 65.4$ A. La ecuación (8-46) da la corriente del colector sin fijación:

$$I_C = 16 \times \frac{4.88 + 65.4}{16 + 1} = 66.15 \text{ A}$$

8-3 MOSFET DE POTENCIA

Un transistor bipolar de juntura (BJT) es un dispositivo controlado por corriente, que requiere de corriente de base para controlar el flujo de corriente del colector. Dado que la corriente del colector depende de la corriente de entrada (o de la base), la ganancia de corriente es altamente dependiente de la temperatura de la unión.

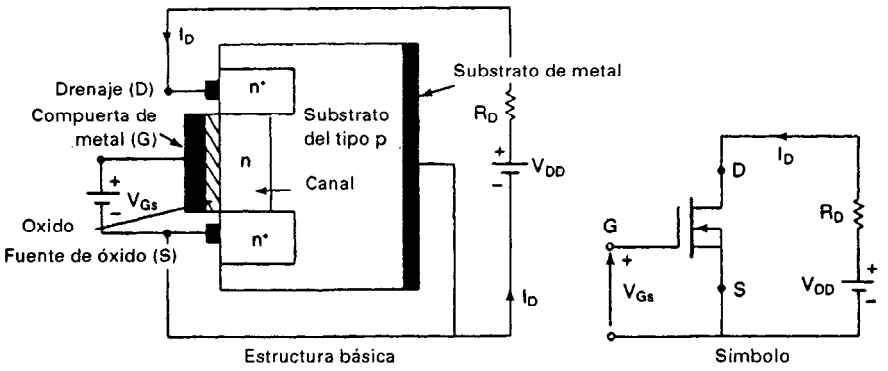
Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje, que requiere sólo de una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta siendo los tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos. Los MOSFET de potencia están encontrando cada vez más aplicaciones en los convertidores de alta frecuencia y baja potencia. Los MOSFET no tienen los problemas de los fenómenos de ruptura secundaria que tienen los BJT. Sin embargo, los MOSFET tienen problemas de descargas electrostáticas, por lo que su manejo requiere de cuidados especiales. Además, es relativamente difícil protegerlos bajo condiciones de falla por corto circuito.

Los MOSFET son de dos tipos: (1) los MOSFET de agotamiento y (2) los MOSFET de enriquecimiento. Un MOSFET tipo agotamiento de canal *n* se forma en un substrato de silicio de tipo *p*, tal y como se muestra en la figura 8-19a, con dos silicios n^+ fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia. La compuerta está aislada del canal mediante una delgada capa de óxido. Las tres terminales se conocen como *compuerta*, *drenaje* y *fuente*. Normalmente, el substrato se conecta a la fuente. El voltaje de compuerta a fuente, V_{GS}, puede ser positivo o negativo. Si V_{GS} es negativo, algunos de los electrones del área del canal *n* serán repelidos y se creará una región de agotamiento por debajo de la capa de óxido, que resultará en un canal efectivo más angosto y en una alta resistencia de drenaje a fuente, R_{DS}. Si V_{GS} se hace suficientemente negativo, el canal se agotará totalmente, ofreciendo un alto valor R_{DS}, y no habrá flujo de corriente de drenaje a fuente, $I_{DS} = 0$. Cuando esto ocurre, el valor de V_{GS} se conoce como *voltaje de estrechamiento*, V_p. Por otra parte, V_{GS} se hace positivo, el canal se ensancha, e I_{DS} aumenta debido a la reducción en R_{DS}. Con un MOSFET tipo agotamiento de canal *p*, se invierten las polaridades de V_{DS}, I_{DS} y V_{GS}.

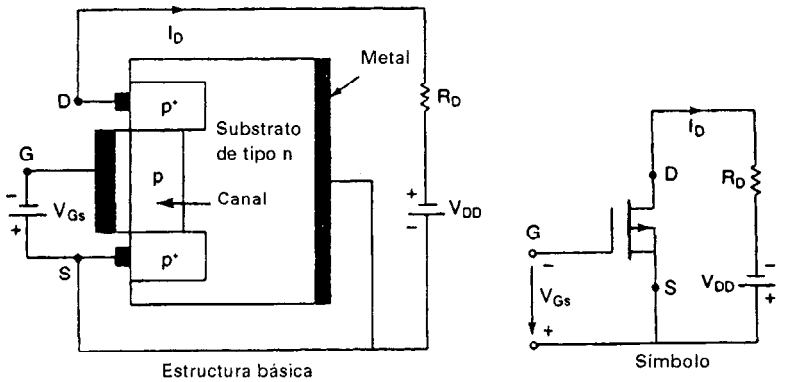
Un MOSFET tipo enriquecimiento de canal *n*, no tiene un canal físico, tal y como se puede observar en la figura 8-20. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atraerá los electrones del substrato *p*, y los acumulará en la superficie por debajo de la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor que o igual a un valor conocido como *voltaje de umbral*, V_T, se acumulará un número suficiente de electrones para formar un canal virtual *n* y la corriente fluirá del drenaje a la fuente. Si se trata de un MOSFET tipo enriquecimiento de canal *p*, las polaridades de V_{DS}, I_{DS} y V_{GS} se invierten. En la figura 8-21 aparecen MOSFET de potencia de varios tamaños.

8-3.1 Características en régimen permanente

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje por lo que tienen una impedancia de entrada muy alta. La compuerta utiliza una corriente de fuga muy pequeña, del orden de los



(a) MOSFET tipo agotamiento de canal n

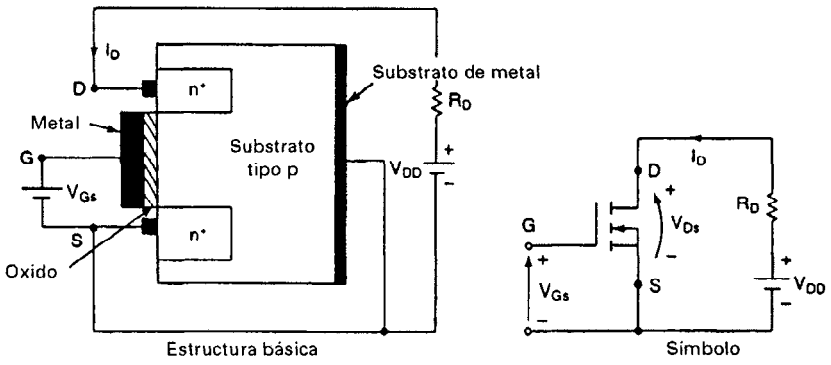


(b) MOSFET tipo agotamiento de canal p

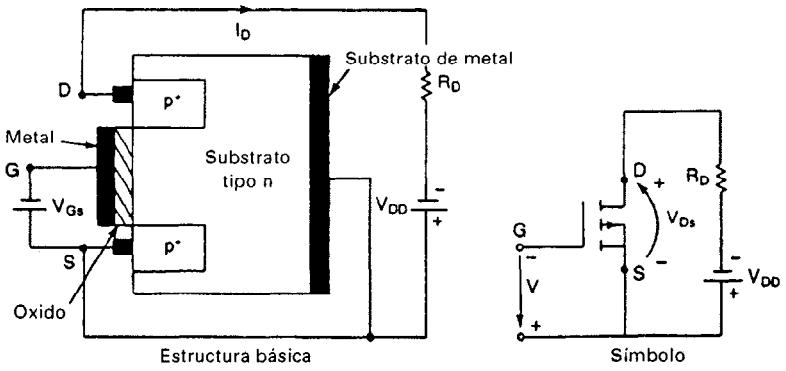
Figura 8-19 MOSFET tipo agotamiento.

nanoamperes. La ganancia de corriente, que es la relación entre la corriente de drenaje, I_D, y la corriente de entrada de la compuerta, I_G, es típicamente del orden de 10^9. Sin embargo, la ganancia de corriente no es un parámetro de importancia. La *transconductancia*, que es la relación de la corriente de drenaje al voltaje de la compuerta, define las características de transferencia, siendo un parámetro muy importante.

Las características de transferencia de los MOSFET de canal *n* y de canal *p* aparecen en la figura 8-22. En la figura 8-23 se muestran las características de salida de un MOSFET tipo enriquecimiento de canal *n*. Existen tres regiones de operación: (1) región de corte, donde $V_{GS} \leq V_T$; (2) región de estrechamiento o de saturación, donde $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$; y (3) región lineal, donde $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. El estrechamiento ocurre en $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. En la región lineal, la corriente de drenaje I_D varía en proporción al voltaje drenaje–fuente, V_{DS}. Debido a la alta corriente de drenaje y al bajo voltaje de drenaje, los MOSFET de potencia se operan en la región lineal para acciones de conmutación. En la región de saturación, la corriente de drenaje se conserva prácticamente constante para cualquier incremento en el valor de V_{DS}, y los transistores se utilizan en esta región para la amplificación de voltaje. Debe hacerse notar que la saturación tiene el significado opuesto que en el caso de los transistores bipolares.



(a) MOSFET tipo enriquecimiento de canal n



(b) MOSFET tipo enriquecimiento de canal p

Figura 8-20 MOSFET tipo enriquecimiento.

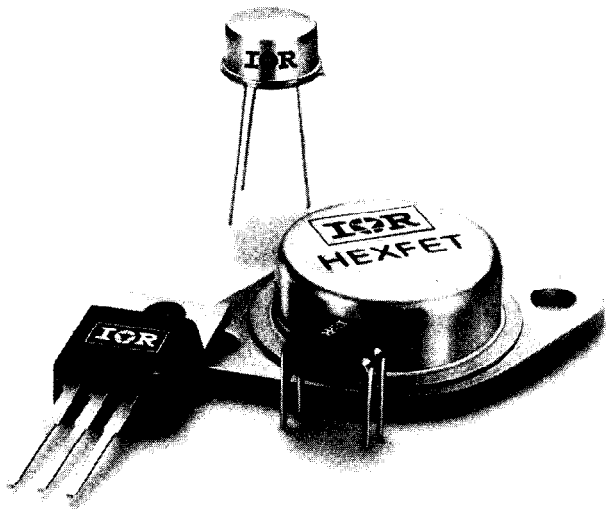


Figura 8-21 MOSFET de potencia. (Cortesía de International Rectifier.)

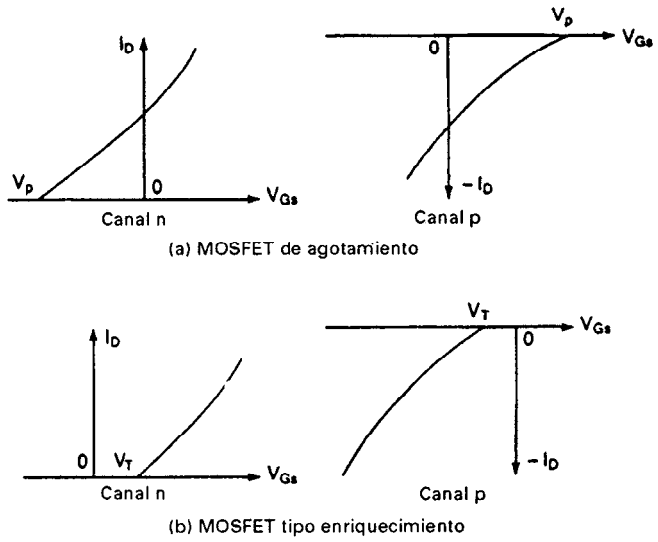


Figura 8-22 Características de transferencia de los MOSFET.

El modelo en régimen permanente, que es el mismo tanto para el MOSFET de agotamiento como para el tipo enriquecimiento, aparece en la figura 8-24. La transconductancia, g_m, se define como

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS} = \text{constante}} \tag{8-48}$$

La resistencia de salida, $r_o = R_{DS}$, que se define como

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \tag{8-49}$$

es normalmente muy alta en la región de estrechamiento, típicamente del orden de los megaohms y muy pequeña en la región lineal, típicamente del orden de los miliohms.

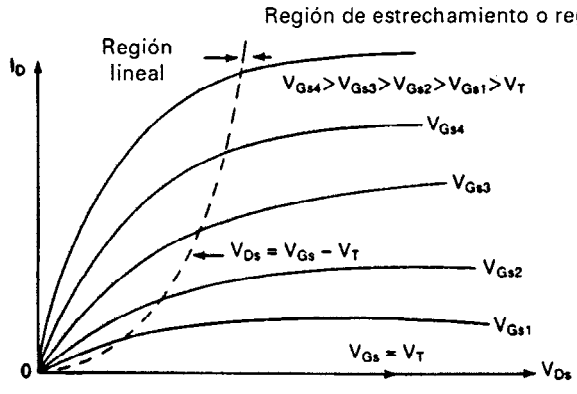
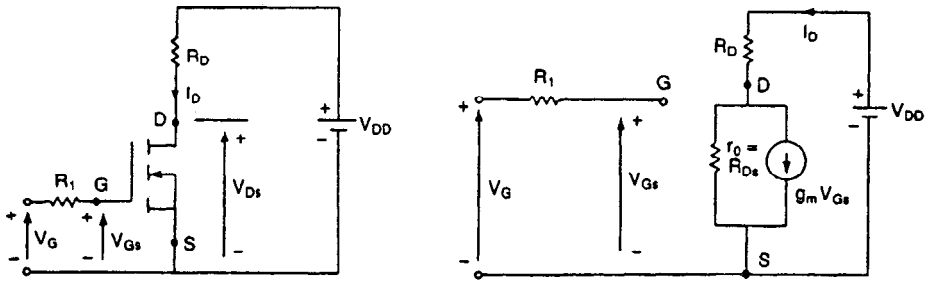


Figura 8-23 Características de salida del MOSFET tipo enriquecimiento mejorado.



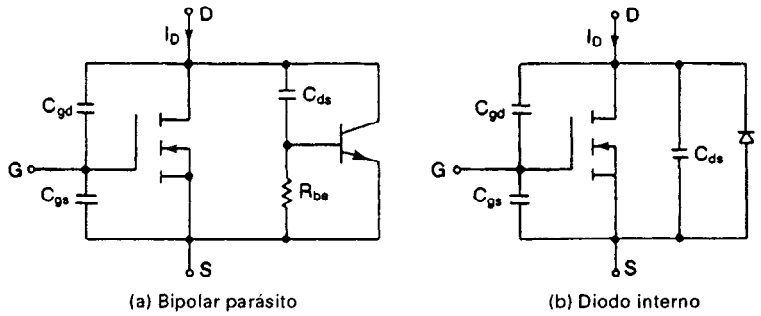
(a) Diagrama de circuito (b) Circuito equivalente

Figura 8-24 Modelo de conmutación en régimen permanente de los MOSFET.

Para los MOSFET tipo agotamiento, el voltaje de compuerta (o de entrada) puede ser positivo o negativo. Pero los MOSFET tipo enriquecimiento sólo responden a voltajes positivos de compuerta. Los MOSFET de potencia son generalmente del tipo enriquecimiento. Sin embargo, los MOSFET tipo agotamiento podrían ser ventajosos y simplificar el diseño lógico en algunas aplicaciones que requieren de algún tipo de interruptor de ca o cd compatible con la lógica, y que se mantenga activo cuando el suministro lógico caiga y V_{GS} se haga cero. Las características de los MOSFET tipo agotamiento no se analizarán con mayor detalle.

8-3.2 Características de conmutación

Sin señal de compuerta, un MOSFET tipo enriquecimiento puede considerarse como dos diodos conectados espalda con espalda o como un transistor *NPN*. La estructura de la compuerta tiene capacitancias parásitas con la fuente, C_{gs}, y con el drenaje C_{gd}. El transistor *NPN* tiene una unión de polarización inversa del drenaje a la fuente y ofrece una capacitancia C_{ds}. La figura 8-25a muestra el circuito equivalente del transistor bipolar parásito, en paralelo con un MOSFET. La región base–emisor de un transistor *NPN* se pone en corto circuito en el chip, metalizando la terminal de la fuente y la resistencia de la base al emisor, debido a que la resistencia del material de las regiones *n* y *p*, R_{be}, es pequeña. Por lo tanto, un MOSFET se puede considerar como si



(a) Bipolar parásito (b) Diodo interno

Figura 8-25 Modelo del MOSFET tipo enriquecimiento que incluye efectos parásitos.

tuviera un diodo interno (el circuito equivalente aparece en la figura 8-25b). Las capacitancias parásitas dependen de sus voltajes respectivos.

El modelo de conmutación de los MOSFET aparece en la figura 8-26. En la figura 8-27 se muestran las formas de onda y los períodos de tiempo de conmutación típicos. El *retraso de la activación* $t_{d(on)}$ es el tiempo requerido para cargar la resistencia de entrada al nivel de entrada del umbral. El *tiempo de elevación* t_r es el tiempo de carga de la compuerta desde el nivel de umbral hasta el voltaje completo de la compuerta V_{GSP}, mismo que se requiere para excitar el transistor a la región lineal. El *tiempo de retraso en la desactivación* $t_{d(off)}$ es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue desde el voltaje en sobre–excitación de la compuerta V_1 hasta la región de estrechamiento. V_{GS} debe reducirse en forma significativa antes de que V_{DS} empiece a elevarse. El *tiempo de abatimiento* t_f es el tiempo que se requiere para que se descargue la capacitancia de entrada desde la región de estrechamiento hasta el voltaje del umbral. Si $V_{GS} \leq V_T$, el transistor se desactiva.

8-3.3 Excitación de compuerta

El tiempo de activación de un MOSFET depende del tiempo de carga de la capacitancia de entrada o de compuerta. El tiempo de activación se puede reducir conectando un circuito *RC*, tal y como se muestra en la figura 8-28, para cargar más aprisa la capacitancia de compuerta. Cuando se conecta el voltaje de compuerta, la corriente de carga inicial de la capacitancia es

$$I_G = \frac{V_G}{R_S} \tag{8-50}$$

y el valor en régimen permanente del voltaje de compuerta es

$$V_{GS} = \frac{R_G V_G}{R_s + R_1 + R_G} \tag{8-51}$$

donde R_s es la resistencia interna de la fuente de excitación de la compuerta.

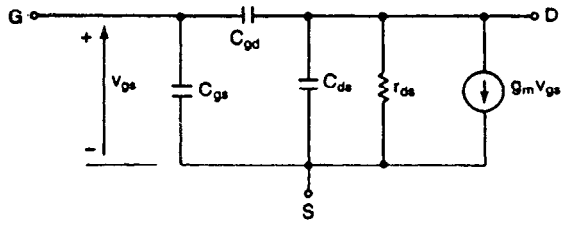


Figura 8-26 Modelo de conmutación del MOSFET.

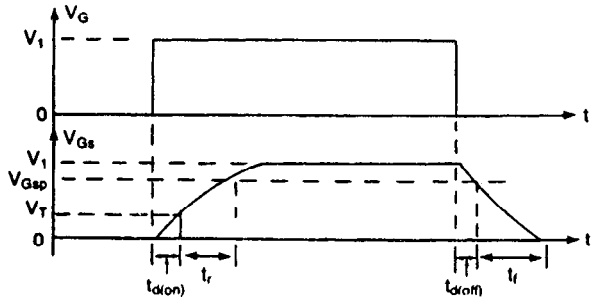


Figura 8-27 Formas de onda y tiempos de conmutación.

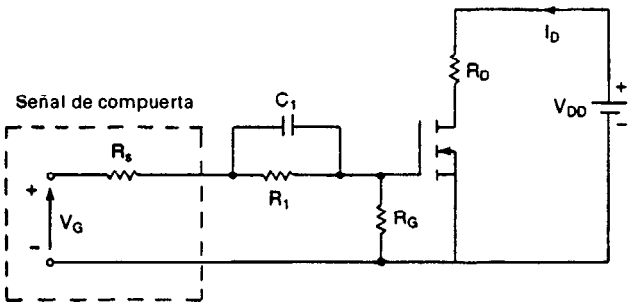


Figura 8-28 Circuito de aceleración de activación de la compuerta.

A fin de obtener velocidades de conmutación del orden de 100 ns o menos, el circuito de excitación de compuerta debe tener una baja impedancia de salida y la capacidad de manejar corrientes relativamente grandes. En la figura 8-29 se muestra una disposición en forma de poste –tótem, capaz de proveer o absorber una corriente grande. Los transistores *PNP* y *NPN* actúan como seguidores del emisor y ofrecen una impedancia baja de salida. Estos transistores operan en la región lineal más que en el modo de saturación, minimizando en consecuencia el tiempo de retraso. La señal de compuerta para el MOSFET de potencia puede generarse por un amplificador operacional. La retroalimentación vía el capacitor *C* regula la velocidad de elevación y de abatimiento del voltaje de compuerta, controlando así la velocidad y el abatimiento de la corriente de drenaje del MOSFET. Un diodo a través del capacitor *C* permite que el voltaje de compuerta cambie rápidamente en una sola dirección. Existen en el mercado varios circuitos excitadores integrados, diseñados para manejar transistores, y que son capaces de proveer o absorber corrientes grandes para la mayor parte de los convertidores.

8-4 SIT

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. Es esencialmente una versión en estado sólido de un tubo triodo al vacío. La sección transversal de silicio de un SIT [15] aparece en la figura 8-30a, y su símbolo en la figura 8-30b. Se trata de un dispositivo de estructura vertical con multicanales cortos. Por ello, no está sujeto a limitaciones de área siendo adecuado para

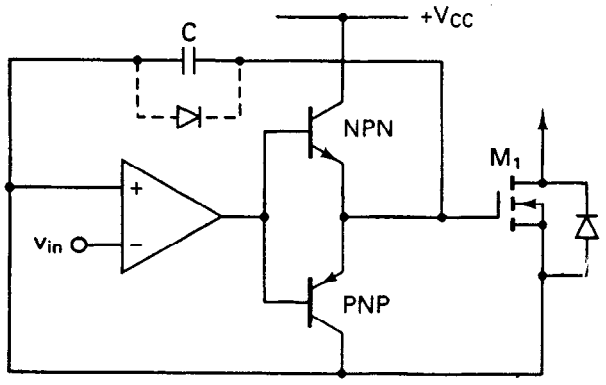


Figura 8-29 Arreglo en poste–tótem, con formación del flanco del pulso, para la excitación de compuerta.

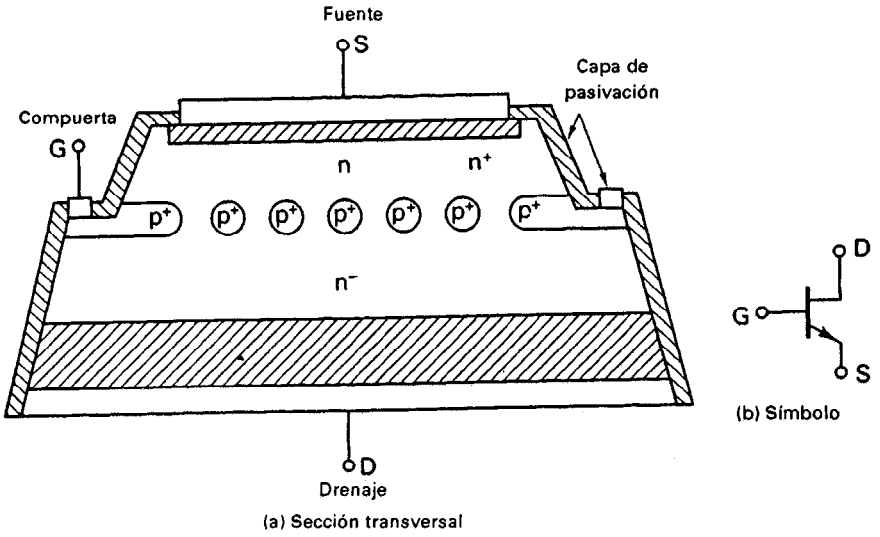


Figura 8-30 Sección transversal y símbolo para los SIT.

operaciones de alta potencia y en alta velocidad. Los electrodos de la compuerta están enterrados dentro de las capas *n*–epsi del drenaje y de la fuente. Un SIT es idéntico a un JFET, excepto por la construcción vertical y la compuerta enterrada, lo que origina una resistencia más baja de canal, y, por lo tanto, una caída más pequeña. Un SIT tiene una longitud corta de canal, una baja resistencia en serie de compuerta, una baja capacitancia compuerta–fuente y una resistencia térmica pequeña. Tiene bajo ruido, baja distorsión y alta capacidad de potencia en audio frecuencia. Los tiempos de activación y desactivación son muy pequeños, típicamente 0.25 μs.

La caída en estado activo es alta, típicamente de 90 V para un dispositivo de 180 A, y de 18 V para uno de 18 A. Un SIT es un dispositivo normalmente activo, desactivado por un voltaje negativo en la compuerta. La característica de normalmente activo y la alta caída en ese estado limita sus aplicaciones en conversiones de potencia en general. La especificación de corriente de los SIT puede llegar hasta 300 A, 1200 V, siendo la velocidad de conmutación tan alta como 100 kHz. Es muy adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia (por ejemplo amplificadores de audio, de DHF/UHF y de microondas).

8-5 IGBT

Un IGBT combina las ventajas de los BJT y de los MOSFET. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como los BJT. Pero no presentan ningún problema de ruptura secundaria, como los BJT. Mediante el diseño y la estructura del chip, la resistencia equivalente drenaje a fuente, R_{DS}, se controla para que se comporte como la de un BJT.

La sección transversal de silicio de un IGBT aparece en la figura 8-31a, y es idéntica a la de un MOSFET, excepto en el substrato p^+. Sin embargo, el rendimiento o comportamiento de un IGBT es más cercano al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al substrato p^+, que es

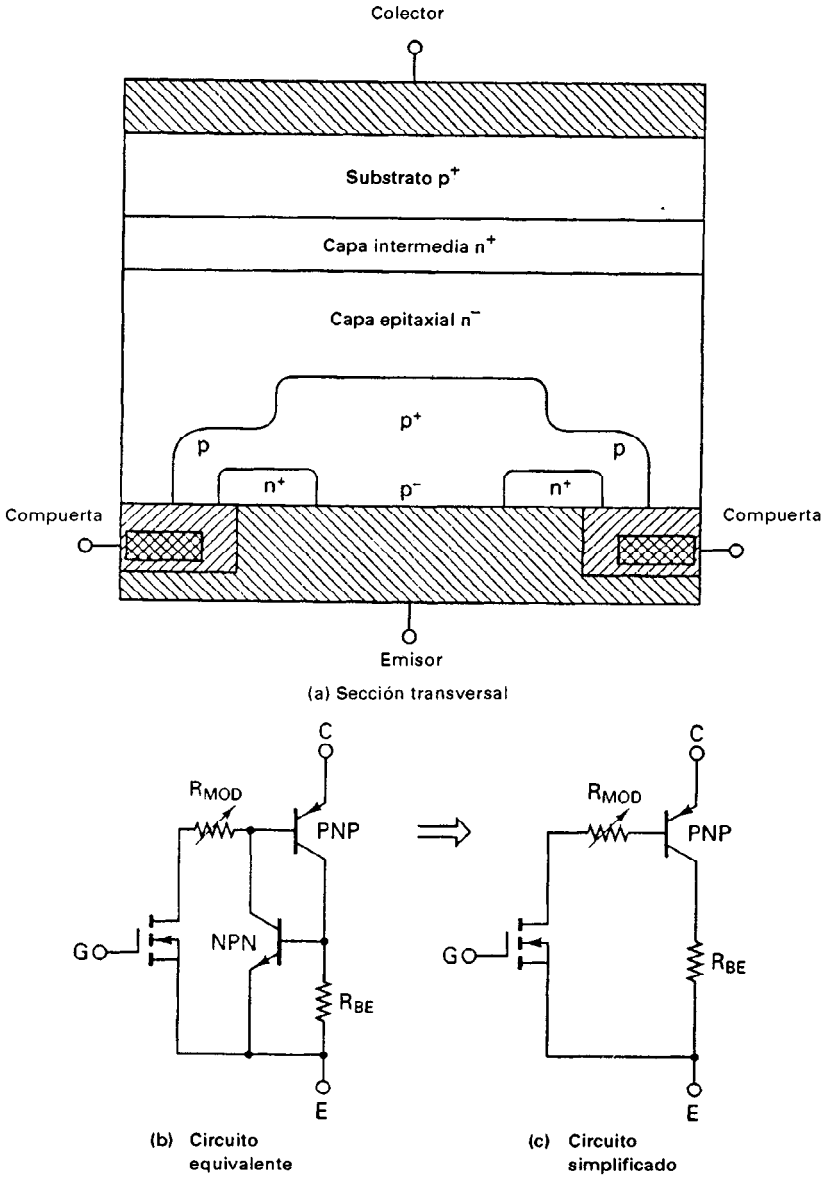


Figura 8-31 Sección recta y circuito equivalente correspondiente a los IGBT.

responsable de la inyección de portadores minoritarios en la región *n*. En la figura 8-31b aparece el circuito equivalente, mismo que se puede simplificar al de la figura 8-31c. Un IGBT está fabricado con cuatro capas alternadas *PNPN*, y se puede enganchar como un tiristor, si se da la condición necesaria: $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) > 1$. La capa intermedia n^+ y la amplia base epitaxial reducen la ganancia de la terminal *NPN* mediante el diseño interno, evitando, por lo tanto, el enganche. Un

IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conmutación y de conducción, en tanto comparte muchas de las características atractivas de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, la corriente de pico, la capacidad y la resistencia. 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.

El símbolo y el circuito de un interruptor IGBT se muestran en la figura 8-32. Las tres terminales son compuerta, colector y emisor, en vez de compuerta, drenaje y fuente de un MOSFET. Los parámetros y sus símbolos son similares a los de los MOSFET, excepto en que los suscritos correspondientes a la fuente y al drenaje se modifican a emisor y a colector, respectivamente. La especificación de corriente de un solo IGBT puede llegar hasta 400 A, 1200 V, y la frecuencia de conmutación hasta 20 kHz. Los IGBT están encontrando cada vez más usos en las aplicaciones de potencia media como son los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido y los contactores.

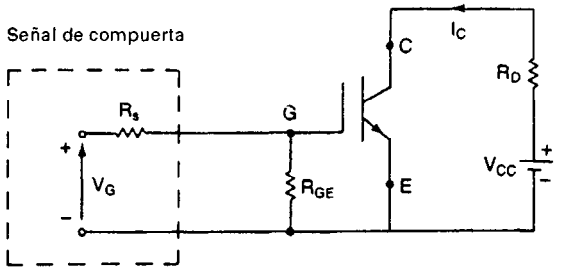


Figura 8-32 Símbolo y circuito para un MOSIGT.

8-6 OPERACION EN SERIE Y EN PARALELO

Los transistores pueden operarse en serie para aumentar su capacidad de manejo de voltaje. Es muy importante que los transistores conectados en serie estén activados y desactivados en forma simultánea. De lo contrario, el dispositivo más lento en la activación y el dispositivo más rápido en la desactivación quedarían sujetos al voltaje completo del circuito colector–emisor (o drenaje–fuente) pudiendo este dispositivo en particular quedar destruido debido al alto voltaje. Los dispositivos deberán ser pareados en lo que se refiere a ganancia, transconductancia, voltaje de umbral, voltaje de estado activo, tiempo de activación y tiempo de desactivación. Incluso, las características de compuerta o de excitación de base deberán ser idénticas. Pueden utilizarse redes de compartición de voltaje similares a las que se utilizan con los diodos.

Si un dispositivo no es capaz de manejar la demanda de corriente de la carga, los transistores se conectan en paralelo. Para que exista una repartición igual de la corriente, los transistores deberán ser pareados en lo que se refiere a ganancia, transconductancia, voltaje de saturación, tiempos de activación y desactivación. Pero en la práctica, no es siempre posible cumplir con estos requisitos. Se puede obtener una cantidad razonable de repartición de corriente (de 45% a 55% con dos transistores) al conectar resistencias en serie con las terminales del emisor (o de la fuente) tal y como se muestra en la figura 8-33.

Bajo condiciones de régimen permanente, las resistencias de la figura 8-33 ayudarán a la compartición de corriente. La compartición de corriente en condiciones dinámicas puede obtenerse conectando inductores acoplados, como se muestra en la figura 8-34. Si se eleva la corriente a través de Q_1, también se elevará el $L(di/dt)$ a través de L_1, y a través del inductor L_2, se

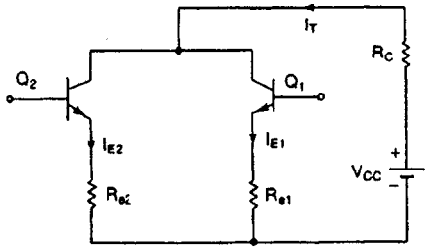


Figura 8-33 Transistores conectados en paralelo.

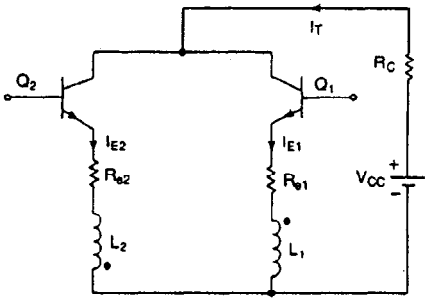


Figura 8-34 Compartición dinámica de corriente.

inducirá un voltaje correspondiente de polaridad opuesta. El resultado es una trayectoria de baja impedancia, siendo la corriente trasladada a Q_2. Los inductores generarán picos de voltaje y pueden resultar costosos y voluminosos, especialmente en el caso de altas corrientes.

Los TBJ tienen un coeficiente negativo de temperatura. Si un TBJ conduce más corriente durante la repartición de corriente, su resistencia en estado activo se reduce y su corriente aumenta aún más, en tanto que los MOSFET tienen un coeficiente positivo de temperatura y su operación en paralelo es relativamente fácil. El MOSFET que inicialmente conduzca mayor corriente se calentará más y aumentará su resistencia en estado activo, resultando en un desplazamiento de corriente hacia otros dispositivos. Los IGBT requieren de un cuidado especial para parear sus características, debido a las variaciones de los coeficientes de temperatura en relación con la corriente del colector.

Ejemplo 8-6

Dos MOSFET conectados en paralelo similares a los de la figura 13-33 conducen una corriente total $I_T = 20$ A. El voltaje drenaje a fuente del MOSFET M_1 es $V_{DS1} = 2.5$ V y el del MOSFET es M_2 $V_{DS2} = 3$ V. Determine la corriente de drenaje de cada transistor y la diferencia en la repartición de corriente si las resistencias en serie para compartir 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 $V_{S1} = I_{D1}R_{s1} = V_{DS2} + I_{D2}R_{s2} = R_{s2}(I_T - I_{D1})$.

$$I_{D1} = \frac{V_{DS2} - V_{DS1} + I_T R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \tag{8-52}$$

$$= \frac{3 - 2.5 + 20 \times 0.2}{0.3 + 0.2} = 9 \text{ A} \quad \text{o} \quad 45\%$$

$$I_{D2} = 20 - 9 = 11 \text{ A} \quad \text{or} \quad 55\%$$

$$\Delta I = 55 - 45 = 10\%$$

(b) $I_{D1} = \dfrac{3 - 2.5 + 20 \times 0.5}{0.5 + 0.5} = 10.5$ A o 52.5%

$I_{D2} = 20 - 10.5 = 9.5$ A o 47.5%

$\Delta I = 52.5 - 47.5 = 5\%$

8-7 LIMITACIONES POR *di/dt* Y *dv/dt*

Los transistores requieren de ciertos tiempos de activación y desactivación. Despreciando el tiempo de retraso t_d y el tiempo de almacenamiento t_s, las formas de onda típicas del voltaje y corriente de un interruptor BJT aparecen en la figura 8-35. Durante la activación, se eleva la corriente del colector y el *di/dt* es

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{cs}}{t_r} \tag{8-53}$$

Durante la desactivación, el voltaje colector–emisor debe elevarse en relación con el abatimiento de la corriente del colector, y *dv/dt* es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{t_f} = \frac{V_{cc}}{t_f} \tag{8-54}$$

Las condiciones *di/dt* y *dv/dt* en las ecuaciones (8-53) y (8-54) están definidas por las características de conmutación del transistor y deben satisfacerse durante la activación y la desactivación. Por lo general, se requiere de circuitos de protección para mantener los *di/dt* y *dv/dt* de operación dentro de los límites permisibles del transistor. Un interruptor típico de transistor con protección *di/dt* y *dv/dt* aparece en la figura 8-36a, con las formas de onda operativas de la figura 8-36b. La red *RC* a través del transistor se conoce como un *circuito de freno* y limita el *dv/dt*. El inductor L_s que se ocupa de limitar el *di/dt* a veces se conoce como un *freno en serie*.

Supongamos que bajo condiciones de régimen permanente, la corriente de carga I_L está en marcha libre a través del diodo D_m, el cual tiene un tiempo de recuperación inversa despreciable.

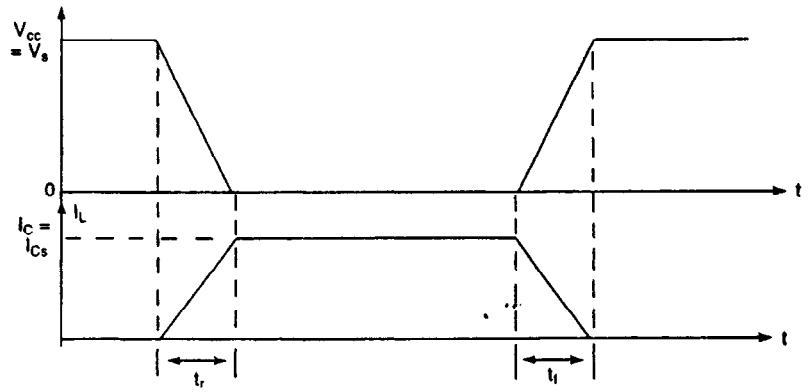


Figura 8-35 Formas de onda de voltaje y de corriente.

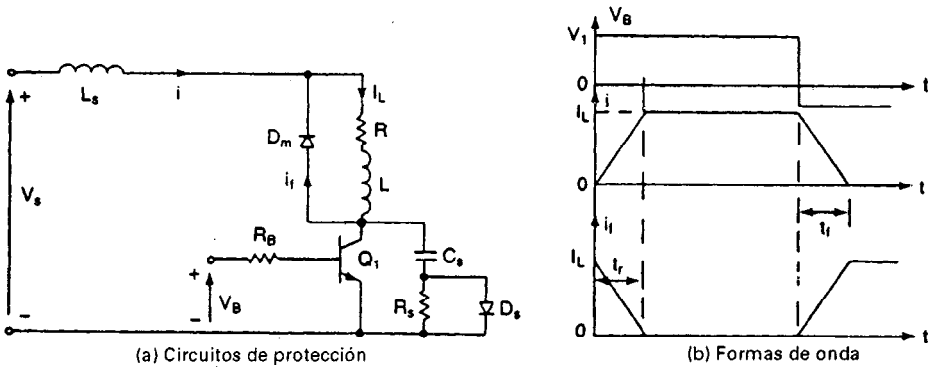


Figura 8-36 Interruptor de transistor con protección *di/dt* y *dv/dt*.

Cuando se activa el transistor Q_1, la corriente del colector se eleva y la corriente del diodo D_m se abate, porque D_m se comporta como si estuviera en corto circuito. El circuito equivalente durante la activación aparece en la figura 8-37a, y el *di/dt* de activación es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{8-55}$$

Igualando la ecuación (8-53) con la ecuación (8-55), obtenemos el valor de L_s,

$$L_s = \frac{V_s t_r}{I_L} \tag{8-56}$$

Durante el tiempo de desactivación, el capacitor C_s se cargará a la corriente de carga apareciendo el circuito equivalente en la figura 8-37b. El voltaje del capacitor aparecerá a través del transistor y el *dv/dt* es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s} \tag{8-57}$$

Igualando la ecuación (8-54) con la (8-57), obtenemos el valor requerido de capacitancia,

$$C_s = \frac{I_L t_f}{V_s} \tag{8-58}$$

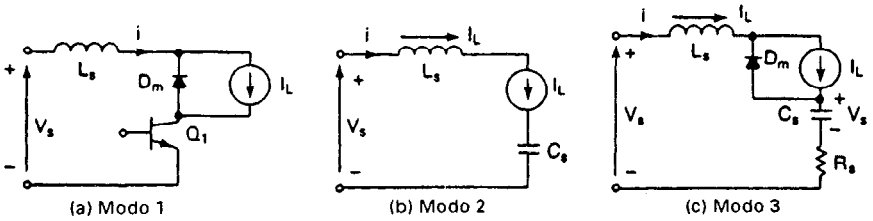


Figura 8-37 Circuitos equivalentes.

Una vez que el capacitor se ha cargado hasta V_s, el diodo de marcha libre se activa. Debido a la energía almacenada en L_s, aparece un circuito resonante amortiguado, tal y como se muestra en la figura 8-37c. El análisis de transitorios del circuito *RLC* se analiza en la sección 16-4. Normalmente, para evitar oscilaciones, el circuito *RLC* se hace críticamente amortiguado. Para una amortiguación crítica unitaria, $\delta = 1$, la ecuación (16-11) nos lleva a:

$$R_s = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \tag{8-59}$$

El capacitor C_s tiene que descargarse a través del transistor y la especificación de corriente pico del transistor se incrementa. La descarga a través del transistor puede evitarse colocando la resistencia R_s a través de C_s en vez de colocar R_s a través de V_s.

La corriente de descarga se muestra en la figura 8-38. Al seleccionar el valor de R_s, deberá considerarse el tiempo de descarga, $R_sC_s = \tau_s$. Un tiempo de descarga de la tercera parte del período de conmutación, T_s, es por lo general adecuado.

$$3R_sC_s = T_s = \frac{1}{f_s}$$

o bien

$$R_s = \frac{1}{3f_sC_s} \tag{8-60}$$

Ejemplo 8-7

Un transistor bipolar es operado como interruptor pulsado a una frecuencia $f_s = 10$ kHz. La disposición del circuito aparece en la figura 8-36a. El voltaje de cd del pulsador 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 $t_d = 0$, $t_r = 3$ μ y $t_f = 1.2$ μs. Determine los valores de (a) L_s; (b) C_s; (c) R_s para la condición de amortiguamiento crítico; (d) R_s, si el tiempo de descarga se limita a la tercera parte del período de conmutación; (e) R_s, si la corriente pico de descarga se limita al 10% de la corriente de carga; y (f) la pérdida de energía debido al freno *RC*, P_s, despreciando el efecto del inductor L_s sobre el voltaje del capacitor de freno C_s.

Solución $I_L = 100$ A, $V_s = 220$ V, $f_s = 10$ kHz, $t_r = 3$ μ y $t_f = 1.2$ μs.

(a) De la ecuación (8-56), $L_s = V_s t_r / I_L = 220 \times 3/100 = 6.6$ μH.

(b) De la ecuación (8-58), $C_s = I_L t_f / V_s = 100 \times 1.2/220 = 0.55$ μF.

(c) De la ecuación (8-59), $R_s = 2\sqrt{L_s/C_s} = 2\sqrt{(6.6/0.55}} = 6.93\ \Omega$.

(d) De la ecuación (8-60), $R_s = 1/(3f_s/C_s) = 10^3/(3 \times 10 \times 0.55) = 60.6\ \Omega$.

(e) $V_s/R_s = 0.1 \times I_L$, es decir, $220/R_s = 0.1 \times 100$, o bien, $R_s = 22\ \Omega$.

(f) La pérdida de energía en el circuito de freno, despreciando la pérdida en el diodo D_s, es

$$\begin{aligned} P_s &\cong 0.5C_sV_s^2f_s \\ &= 0.5 \times 0.55 \times 10^{-6} \times 220^2 \times 10 \times 10^3 = 133.1 \text{ W} \end{aligned} \tag{8-61}$$

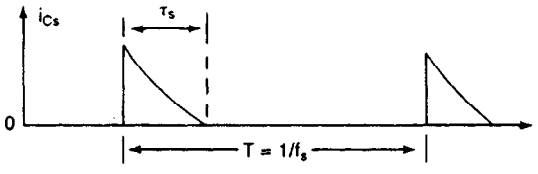


Figura 8-38 Corriente de descarga del capacitor del circuito de freno.

8-8 AISLAMIENTO DE LAS EXCITACIONES DE COMPUERTA Y DE BASE

Para poder operar los transistores de potencia como interruptores, debe aplicarse un voltaje apropiado de compuerta o una corriente apropiada de base, y excitar los transistores al modo de saturación para un voltaje activo bajo. El voltaje de control deberá aplicarse entre las terminales de compuerta o de fuente o entre las terminales de base y emisor. Los convertidores de potencia por lo general requieren de varios transistores por lo que cada transistor debe excitarse individualmente. En la figura 8-39a aparece la topología de un inversor monofásico de fuente. El voltaje con cd principal es V_s con la terminal de tierra G.

El circuito lógico de la figura 8-39b genera cuatro pulsos. Esos pulsos, tal y como se muestra en la figura 8-39c, son desplazados en el tiempo para llevar a cabo la secuencia lógica requerida para la conversión de potencia de cd a ca. Sin embargo, todos los cuatro pulsos lógicos tienen una terminal común C. La terminal común del circuito lógico puede conectarse a la terminal de tierra G de la alimentación de cd principal, tal y como lo muestran las líneas punteadas.

La terminal g_1, que tiene un voltaje V_{g1} con respecto a la terminal C, no se puede conectar directamente a la terminal de compuerta G_1. La señal V_{g1} deberá aplicarse entre la terminal de compuerta G_1 y la terminal de fuente S_1 del transistor M_1. Se necesita aislar e interconectar los circuitos entre la lógica y los transistores de potencia. Sin embargo, los transistores M_2 y M_4 pueden excitarse directamente sin circuitos de aislamiento o de interfaz, si las señales lógicas son compatibles con los requisitos de excitación de compuerta de los transistores.

La importancia de excitar un transistor entre la compuerta y la fuente, en lugar de aplicar un voltaje de compuerta entre la compuerta y la tierra común, se puede demostrar con la figura 8-40, donde la resistencia de carga es conectada entre fuente y tierra. El voltaje efectivo compuerta--

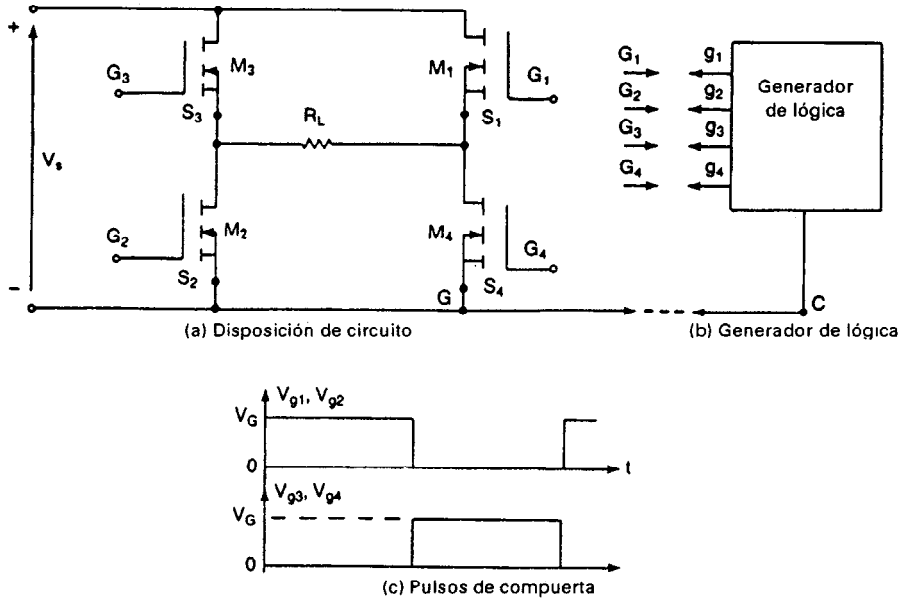


Figura 8-39 Inversor monofásico tipo fuente y señales de compuerta.

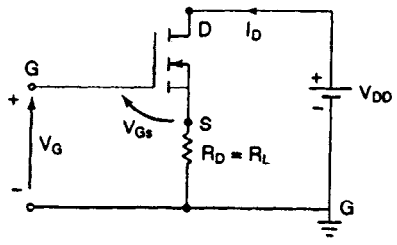


Figura 8-40 Voltaje de compuerta entre la compuerta y la tierra.

fuente es

$$V_{GS} = V_G - R_L I_D(V_{GS})$$

donde $I_D(V_{GS})$ varía con V_{GS}. El valor efectivo de V_{GS} se reduce conforme se activa el transistor y llegando al valor de régimen permanente, requerido para equilibrar la carga o la corriente de drenaje. El valor efectivo de V_{GS} no es predecible siendo una disposición como ésta no adecuada. Existen básicamente dos formas de flotar o aislar la señal de control o de compuerta con respecto a la tierra.

1. Transformadores de pulso
2. Acopladores ópticos

8-8.1 Transformadores de pulso

Los transformadores de pulso tienen un embobinado primario y pueden tener uno o más embobinados secundarios. Varios embobinados secundarios permiten señales de compuerta a transistores conectados en serie o en paralelo. La figura 8-41 muestra una disposición de excitación de compuerta aislada por transformador. El transformador deberá tener una muy pequeña inductancia de fuga, y el tiempo de elevación del pulso de salida deberá ser muy pequeño. Con un pulso relativamente largo y una baja frecuencia de conmutación, el transformador se saturaría y su salida se distorsionaría.

8-8.2 Acopladores ópticos

Los acopladores ópticos combinan un diodo de emisor de luz infrarroja (ILED) y un fototransistor de silicio. La señal de entrada se aplica al ILED y la salida se forma del fototransistor. Los tiempos de elevación y de abatimiento de los fototransistores son muy cortos, con valores típicos de tiempo de activación $t_{(on)}$ = 2 a 5 μs y un tiempo de abatimiento $t_{(off)}$ = 300 ns. Estos tiempos de activación y de abatimiento restringen las aplicaciones de alta frecuencia. En la figura 8-42

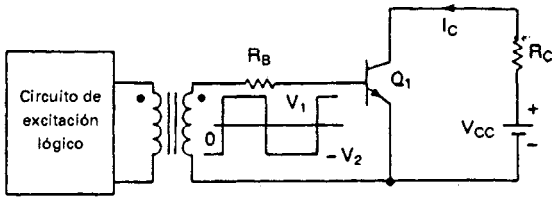


Figura 8-41 Excitación de compuertas aisladas por transformador.

aparece un circuito de aislamiento de compuerta mediante un fototransistor. El fototransistor podría ser un par Darlington. Los fototransistores requieren de una alimentación de energía por separado y aumentando la complejidad, costo y peso de los circuitos de excitación.

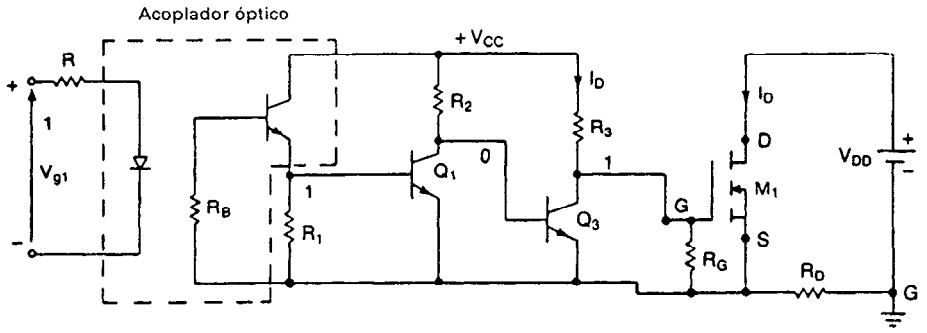


Figura 8-42 Aislamiento de la compuerta por acoplador óptico.

8-9 MODELOS PSPICE

El modelo PSpice, que se basa en el modelo de control de carga integral de Gummel y Poon [16], aparece en la figura 8-43a. En la figura 8-43b aparece el modelo estático (cd) que se genera mediante PSpice. Si ciertos parámetros no se especifican, PSpice supone el modelo sencillo Ebers-Moll, tal y como se muestra en la figura 8-43c.

El enunciado modelo correspondiente a los transistores *NPN* tienen la forma general

```
.MODEL QNAME NPN (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)
```

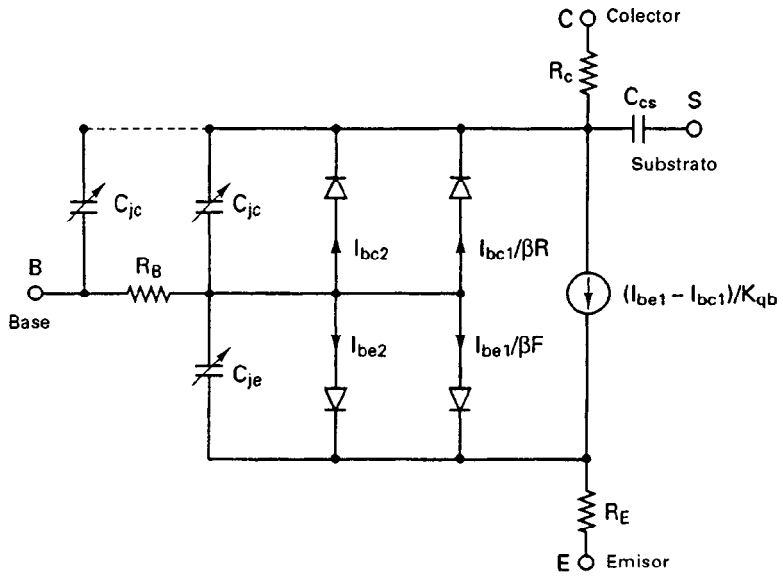
y la forma general correspondiente a los transistores *PNP* es

```
.MODEL QNAME PNP (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)
```

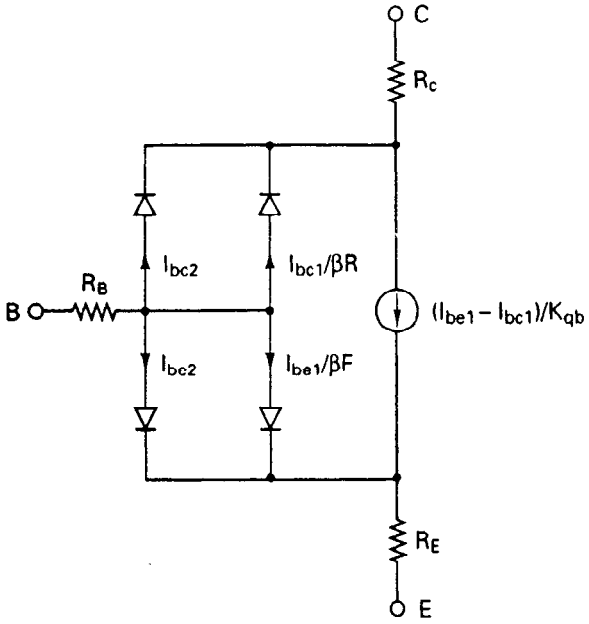
donde QNAME es el nombre del modelo BJT. NPN y PNP son los símbolos de tipo correspondientes a los transistores *NPN* y *PNP*, respectivamente. P1, P2,... y V1, V2,... son los parámetros y sus valores, respectivamente. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un BJT en electrónica de potencia son IS, BF, CJE, CJC, TR, TF. El símbolo para BJT es Q, y su nombre debe iniciarse con Q. La forma general es

```
Q<name> NC NB NE NS QNAME [(area) value]
```

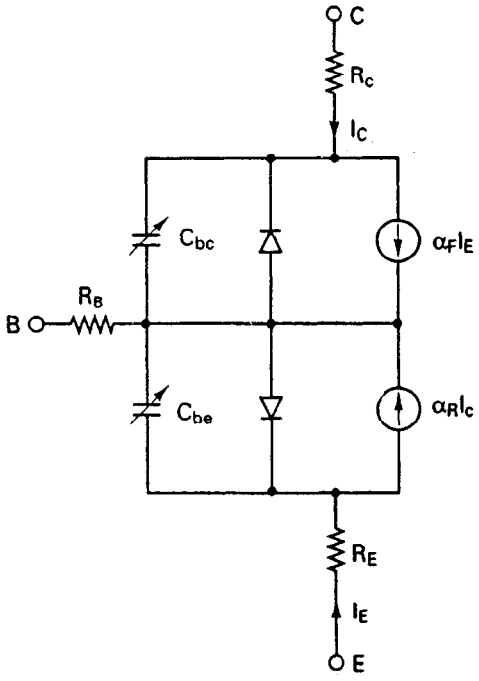
donde NC, NB, NE y NS son los nodos del colector, base, emisor y substrato, respectivamente. El nodo de substrato es opcional. Si no se especifica, por omisión se considera tierra. La corriente positiva es la corriente que fluye hacia una terminal. Esto es, tratándose de un BJT-*NPN*, la corriente fluye del nodo del colector, a través del dispositivo, hasta el nodo del emisor.



(a) Modelo Gummel-Poon



(b) Modelo cd



(c) Modelo Ebers-Moll

Figura 8-43 Modelo PSpice de un BJT.

El modelo PSpice [16] de un MOSFET de canal *n* aparece en la figura 8-44a. El modelo estático (cd) que se genera mediante PSpice aparece en la figura 8-44b. El enunciado para un MOSFET de canal *n* tiene la forma general

```
.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ... PN=VN)
```

y el enunciado para un MOSFET de canal *p* es de la forma

```
.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 los MOSFET de canal *n* y de canal *p*, respectivamente. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un MOSFET en electrónica de potencia son L, W, VTO, KP, IS, CGSO, CGDO.

El símbolo para un transistor de efecto de campo de silicio metal-óxido (MOSFET) es M. El nombre del MOSFET deberá empezar con M y toma la forma general

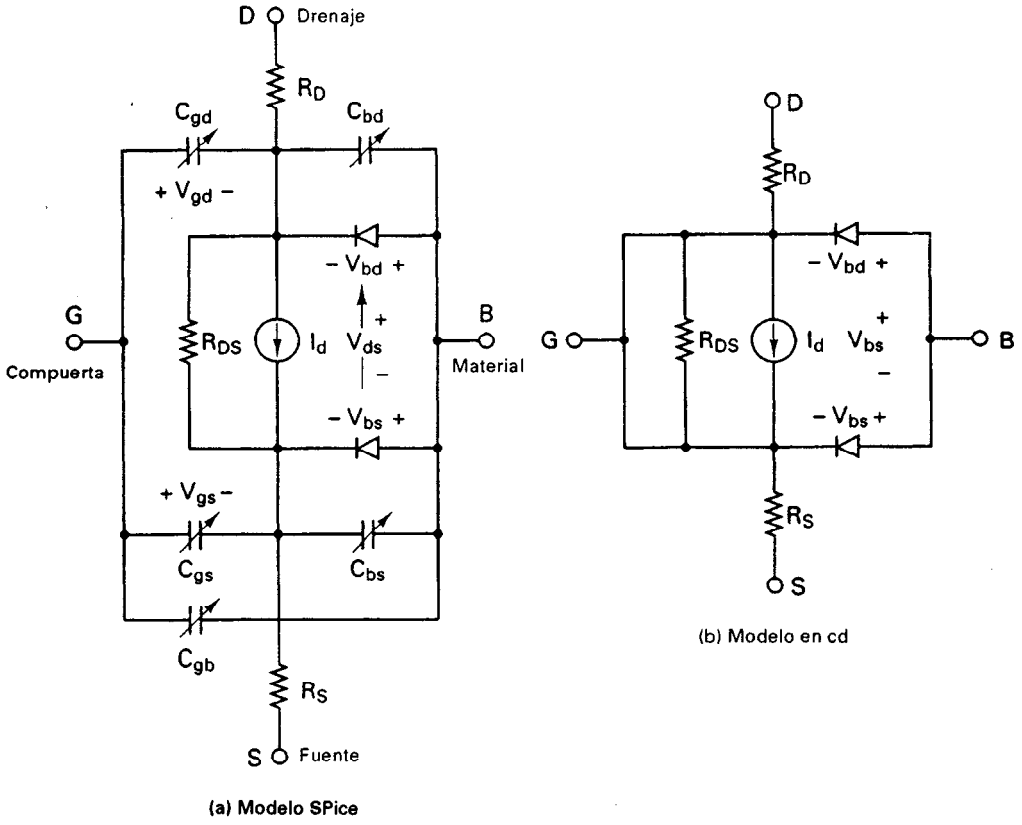


Figura 8-44 Modelo PSpice del MOSFET de canal *n*

```
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 ND son los nodos de drenaje, compuerta, fuente y material (o substrato), respectivamente.

RESUMEN

Los transistores de potencia generalmente son de cuatro tipos: BJT, MOSFET, SIT e IGBT. Los BJT son dispositivos controlados por corriente siendo sus parámetros sensibles a la temperatura de la unión. Los BJT sufren por ruptura secundaria por lo que para reducir el tiempo de almacenamiento durante la desactivación requieren de corriente inversa de base. Pero tienen un voltaje bajo de estado activo y de saturación.

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje; requieren de muy poca potencia de excitación en compuerta y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura de la unión. No existe problema por ruptura secundaria y durante la desactivación no se requiere de un voltaje de compuerta negativo. Los IGBT, que combinan las ventajas de los BJT y los MOSFET, son dispositivos controlados por voltaje que tienen un bajo voltaje activo similar a los BJT. Los IGBT no tienen el fenómeno de ruptura secundaria. Los SIT son dispositivos de alta potencia y de alta frecuencia; son muy adecuados para amplificadores de audio, DHF/UHF y microondas. Tienen la característica normalmente activo y una alta caída en estado activo.

Los transistores se pueden conectar en serie o en paralelo. La operación en paralelo requiere por lo general de elementos de compartición de corriente. La operación en serie requiere del pareamiento de parámetros, especialmente durante la activación y la desactivación. Para mantener durante la activación y la desactivación la relación de voltaje y de corriente de los transistores, por lo general para limitar *di/dt* y *dv/dt*, es necesario el uso de los circuitos de freno.

Las señales de compuerta se pueden aislar del circuito de potencia mediante transformadores de pulso o acopladores ópticos. Los transformadores de pulso son sencillos, pero la inductancia de fuga deberá ser muy pequeña. Los transformadores se pueden saturar a baja frecuencia y con pulsos largos. Los acopladores ópticos requieren de alimentación de energía por separado.

REFERENCIAS

1. E. S. Oxner, *Power FETs and Their Applications*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1982.
2. B. J. Baliga y D.Y. Chen, *Power Transistors. Device Design and Applications*. New York: IEEE Press, 1984.
3. Westinghouse Electric, *Silicon Power Transistor Handbook*, Pittsburg, Pa.: Westinghouse Electric Corporation, 1967.
4. B. R. Pelly, "Power MOSFETs: a status review". *International Power Electronics Conference*, 1983, pp. 10-32.
5. A. Ferraro, "An overview of low cost snubber technology for transistor converters". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 1982, pp. 466-477.
6. A.S. Sedra y K.C. Smith, *Microelectronics*. Nueva York: CBS College Publishing, 1986.

7. R. Stevens y J. Armijos, *MOSPOWER Application Handbook*, Santa Clara, Calif.: Siliconix Corporation, 1984.
8. B. R. Pelly y S. M. Clemente, *Applying International Rectifier's HEXFET Power MOSFETs*, Application Note 930A. El Segundo, Calif.: International Rectifier, 1985.
9. T. A. Radomski, "Protection of power transistors in electric vehicle drives". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 455-465.
10. B. J. Baliga, M. Cheng, P. Shafer y M.W. Smith, "The insulated gate transistor (IGT): a new power switching device". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1983, pp. 354-363.
11. S. Clemente y B.R. Pelly, "Understanding power MOSFET switching performance", *Solid State Electronics*, Vol. 12, No. 12, 1982, pp. 1133-1141.
12. D. A. Grant y J. Gower, *Power MOSFETs: Theory and Applications*. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1988.
13. B.J. Baliga, *Modern Power Devices*. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1987.
14. *IGBT Designer Manual*. El Segundo, Calif.: International Rectifier, 1991.
15. J. Nishizawa y K. Yamamoto, "High-frequency high-power static induction transistor". *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED25, No.3, 1978, pp. 314-322.
16. M.H. Rashid, *SPICE for Circuits and Electronics Using Pspice*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1990.

PREGUNTAS DE REPASO

8-1. ¿Qué es un transistor bipolar (BJT)?
8-2. ¿Cuáles son los tipos de BJT?
8-3. ¿Cuáles son las diferencias entre transistores *NPN* y *PNP*?
8-4. ¿Cuáles son las características de entrada de los transistores *NPN*?
8-5. ¿Cuáles son las características de salida de los transistores *NPN*?
8-6. ¿Cuáles son las tres regiones de operación de los BJT?
8-7. ¿Qué es la beta (β) de los BJT?
8-8. ¿Cuál es la diferencia entre la beta, β, y la beta forzada, β_F, de los BJT?
8-9. ¿Qué es la transconductancia en los BJT?
8-10. ¿Cuál es el factor de sobreexcitación de los BJT?
8-11. ¿Cuál es el modelo de conmutación de los BJT?
8-12. ¿Cuál es la causa del tiempo de retraso en los BJT?
8-13. ¿Cuál es la causa del tiempo de almacenamiento en los BJT?
8-14. ¿Cuál es la causa del tiempo de elevación en los BJT?
8-15. ¿Cuál es la causa del tiempo de abatimiento en los BJT?
8-16. ¿Qué es el modo de saturación en los BJT?
8-17. ¿Qué es el tiempo de activación en los BJT?
8-18. ¿Qué es el tiempo de desactivación en los BJT?
8-19. ¿Qué es FBSOA de los BJT?
8-20. ¿Qué es RBSOA de los BJT?
8-21. ¿Por qué durante la desactivación es necesario invertir la polarización de los BJT?
8-22. ¿Qué es la ruptura secundaria de los BJT?
8-23. ¿Cuáles son las técnicas de excitación de la base para aumentar las velocidades de conmutación de los BJT?
8-24. ¿Qué es el control de antisaturación de los BJT?
8-25. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los BJT?
8-26. ¿Qué es un MOSFET?
8-27. ¿Cuáles son los tipos de MOSFET?
8-28. ¿Cuáles son las diferencias entre los MOSFET tipo enriquecimiento y los tipo agotamiento?
8-29. ¿Qué es el voltaje de estrechamiento de los MOSFET?
8-30. ¿Qué es el voltaje de umbral de los MOSFET?
8-31. ¿Qué es la transconductancia de los MOSFET?
8-32. ¿Cuál es el modelo de conmutación de un MOSFET de canal *n*?

8-33. ¿Cuáles son las características de transferencia de los MOSFET?

8-34. ¿Cuáles son las características de salida de los MOSFET?

8-35. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los MOSFET?

8-36. ¿Por qué durante la desactivación los MOSFET no requieren de un voltaje de compuerta negativo?

8-37. ¿Por qué difiere el concepto de saturación en los BJT y en los MOSFET?

8-38. ¿Qué es el tiempo de activación de los MOSFET?

8-39. ¿Qué es el tiempo de desactivación de los MOSFET?

8-40. ¿Qué es un SIT?

8-41. ¿Cuáles son las ventajas de los SIT?

8-42. ¿Cuáles son las desventajas de los SIT?

8-43. ¿Qué es un IGBT?

8-44. ¿Cuáles son las características de transferencia de los IGBT?

8-45. ¿Cuáles son las características de salida de los IGBT?

8-46. ¿Cuáles son ventajas y desventajas de los IGBT?

8-47. ¿Cuáles son las diferencias principales entre los MOSFET y los BJT?

8-48. ¿Cuáles son los problemas de operación en paralelo de los BJT?

8-49. ¿Cuáles son los problemas de operación en paralelo de los MOSFET?

8-50. ¿Cuáles son los problemas de operación en paralelo de los IGBT?

8-51. ¿Cuáles son los problemas de operación en serie de los BJT?

8-52. ¿Cuáles son los problemas de operación en serie de los MOSFET?

8-53. ¿Cuáles son los problemas de operación en serie de los IGBT?

8-54. ¿Cuáles son los objetivos de los circuitos de freno en paralelo en los transistores?

8-55. ¿Cuál es el objetivo de los circuitos de freno en serie en los transistores?

8-56. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del aislamiento de compuerta por transformador?

8-57. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del aislamiento de compuerta por acoplamiento óptico?

PROBLEMAS

8-1. La beta (β) del transistor bipolar de la figura 8-6 varía desde 10 hasta 60. La resistencia de la carga es $R_C = 5\ \Omega$. El voltaje de alimentación en cd es $V_{CC} = 100$ V y el voltaje de entrada al circuito de la base es $V_B = 8$ V. Si $V_{CE(sat)} = 2.5$ V y $V_{BE(sat)} = 1.75$ V, encuentre (a) el valor de R_B que resulte en saturación con un factor de sobreexcitación de 20; (b) la β forzada, y (c) la pérdida de potencia en el transistor P_T.

8-2. La beta (β) del transistor bipolar de la figura 8-6 varía desde 12 hasta 75. La resistencia de la carga es $R_C = 1.5\ \Omega$. El voltaje de la alimentación en cd es $V_{CC} = 40$ V y el voltaje de entrada al circuito de la base es $V_B = 6$ V. Si $V_{CE(sat)} = 1.2$ V, $V_{BE(sat)} = 1.6$ V y $R_B = 0.7\ \Omega$, determine (a) el factor de sobreexcitación ODF, (b) la β forzada y (c) la pérdida de potencia en el transistor P_T.

8-3. Se utiliza un transistor como interruptor apareciendo las formas de onda en la figura 13-10. Los parámetros son $V_{CC} = 200$ 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 ciclo de trabajo es $k = 50\%$. La corriente de fuga al colector–emisor es $I_{CEO} = 3$ mA. Determine la pérdida de potencia debida a la corriente del colector (a) durante la activación $t_{on} = t_d + t_r$; (b) durante el período de conducción t_n, (c) durante la desactivación $t_{off} = t_s + t_f$, (d) durante el tiempo de desactivación t_o y (e) las pérdidas totales promedio P_T. (f) Grafique la potencia instantánea debida a la corriente del colector $P_c(t)$.

8-4. La temperatura máxima de la unión del transistor bipolar del problema 8-3 es $T_j = 150$ °C, la temperatura ambiente es $T_A = 25$ °C. Si las resistencias térmicas son $R_{JC} = 0.4$ °C/W y $R_{CS} = 0.05$ °C/W, calcule la resistencia térmica del disipador de calor R_{SA}. (*Sugerencia:* desprecie la pérdida de potencia debida a la excitación de la base.)

8-5. Para los parámetros del problema 8-3, calcule la pérdida promedio de potencia debida a la corriente de base, P_B.

8-6. Repita el problema 8-3 si $V_{BE(sat)} = 2.3$ V, $I_B = 8$ A, $V_{CE(sat)} = 1.4$ V, t_d 0.1 μs, $t_r = 0.45$ μs, $t_s = 3.2$ μs y $t_f = 1.1$ μs.

8-7. Un MOSFET se utiliza como conmutador. Los parámetros son $V_{DD} = 40$ V, $I_D = 35$ A, $R_{DS} = 28$ mΩ, $V_{GS} = 10$ V, $t_{d(on)} = 2.5$ ns, $t_r = 60$ ns, $t_{d(off)} = 70$ ns, $t_f = 25$ ns, $f_s = 20$ kHz. La corriente de fuga drenaje–fuente es $I_{DSS} = 250$ μA. El ciclo de trabajo es $k = 60\%$. Determine la pérdida de potencia debida a la corriente de drenaje (a) durante la activación $t_{on} = t_{d(n)} + t_r$; (b) durante el período de conducción t_n, (c) durante la desactivación $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$, (d) durante el tiempo de desactivación t_o, y (e) las pérdidas promedio de potencia totales P_T.

8-8. La temperatura máxima de la unión del MOSFET del problema 8-7 es $T_j = 150$ °C, y la temperatura ambiente es $T_A = 30$ °C. Si las resistencias térmicas son $R_{JC} = 1$K/W y $R_{CS} = 1$K/W, calcule la resistencia térmica del disparador de calor, R_{SA}. (*Nota:* K = °C + 273.)

8-9. El circuito de excitación de la base de la figura 3-18 tiene $V_{CC} = 400$ V, $R_C = 4$ Ω, $V_{d1} = 3.6$ V, $V_{d2} = 0.9$ V, $V_{BE(sat)} = 0.7$ V, $V_B = 15$ V, $R_B = 1.1$ Ω y β = 12. Calcule (a) la corriente del colector sin fijación, (b) el voltaje de fijación del colector V_{CE}, y (c) la corriente del colector por fijación.

8-10. Dos BJT están conectados en paralelo como se muestra en la figura 8-33. La corriente total de carga es $I_T = 200$ A. El voltaje colector–emisor del transistor Q_1 es $V_{CE1} = 1.5$ V y el del transistor Q_2 es $V_{CE2} = 1.1$ V. Determine la corriente del colector de cada transistor y la diferencia en la repartición de corriente si las resistencias en serie de repartición de corriente son (a) $R_{e1} = 10$ mΩ y $R_{e2} = 20$ mΩ, y (b) $R_{e1} = R_{e2} = 20$ mΩ.

8-11. Un transistor bipolar se opera como interruptor pulsado, a una frecuencia $f_s = 20$ kHz. La disposición del circuito es la que aparece en la figura 8-36a. El voltaje de entrada de la corriente directa del pulsador es $V_s = 400$ V y la corriente de la carga es $I_L = 100$ A. Los tiempos de conmutación son $t_r = 1$ μs y $t_f = 3$ μs. Determine los valores de (a) L_s; (b) C_s; (c) R_s para una condición de amortiguación crítica; (d) R_s si el tiempo de descarga está limitado a la tercera parte del período de conmutación; (e) R_s si la corriente pico de descarga está limitada al 5% de la corriente de carga; y (f) la pérdida de potencia debida al circuito de freno RC, P_s, despreciando el efecto del inductor L_s en el voltaje del capacitor del freno, C_s. Suponga que $V_{CE(sat)} = 0$.

8-12. Un MOSFET se opera como interruptor pulsado a una frecuencia $f_s = 50$ kHz. La disposición del circuito aparece en la figura 8-36a. El voltaje de entrada de cd del pulsador es $V_s = 30$ V y la corriente de carga es $I_L = 40$ 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 para la condición de amortiguación crítica; (d) R_s si el tiempo de descarga está limitado a la tercera parte del período de conmutación; (e) R_s si la corriente pico de descarga está limitada al 5% de la corriente de carga; y (f) la pérdida de potencia P_s debida al freno RC, despreciando el efecto del inductor L_s en el voltaje del capacitor del freno C_s. Suponga que $V_{CE(sat)} = 0$.

9

Pulsadores de cd

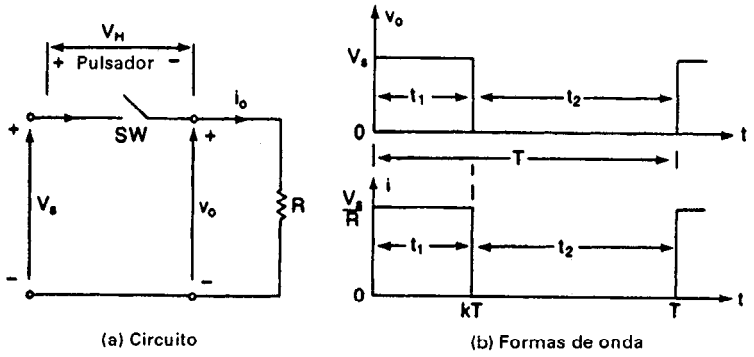
9-1 INTRODUCCION

En muchas aplicaciones industriales, es necesario el convertir una fuente de cd de voltaje fijo a una fuente de cd de voltaje variable. Un pulsador de cd, convierte directamente de cd a cd, por lo que también se conoce como *convertidor de cd a cd*. Un pulsador se puede considerar como el equivalente a un transformador de ca con una relación de vueltas que varía en forma continua. Al igual que un transformador, puede utilizarse como una fuente de cd reductora o elevadora de voltaje.

Los pulsadores se utilizan ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. Proporcionan control en aceleraciones continuas, una alta eficiencia y una respuesta rapida dinámica. Los pulsadores se pueden utilizar en el freno regenerativo de motores de cd para devolver la energía a la alimentación, característica que da como resultado un ahorro en aquellos sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes. Los pulsadores se utilizan en los reguladores de voltaje de cd, y también, junto con una inductancia, para generar una fuente de cd, especialmente para el inversor de cd.

9-2 PRINCIPIO DE LA OPERACION REDUCTORA

El principio de esta operación puede explicarse a partir de la figura 9-1a. Cuando se cierra el interruptor SW durante un tiempo t_1, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si el interruptor se mantiene abierto durante un tiempo t_2, el voltaje a través de la carga es cero. Las formas de onda correspondientes al voltaje de salida y de la corriente de carga se muestran en la figura 9-1b. El interruptor pulsador se puede poner en práctica utilizando (1) un JBT de potencia, (2) un MOSFET de potencia, (3) un GTO, o (4) un tiristor de conmutación forzada. Los dispositivos reales tienen una caída de voltaje finita, que va desde 0.5 hasta 2 V y, por razones de simplicidad, despreciaremos las caídas de voltaje de estos dispositivos semiconductores de potencia.



(a) Circuito (b) Formas de onda

Figura 9-1 Pulsador reductor con carga resistiva.

El voltaje promedio de salida está dado por

$$V_a = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} v_0\, dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \tag{9-1}$$

y la corriente promedio de carga, $I_a = V_a/R = kV_s/R$, donde T es el período de pulsación, $k = t_1/T$ es el ciclo de trabajo del pulsador, y f es la frecuencia de pulsación. El valor rms del voltaje de salida se determina a partir de

$$V_o = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0^2\, dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\, V_s \tag{9-2}$$

Si suponemos un pulsador sin pérdidas, la potencia de entrada al pulsador es la misma que la potencia de salida, y está dada por

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0 i\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R}\, dt = k\frac{V_s^2}{R} \tag{9-3}$$

La resistencia efectiva de entrada, vista por la fuente es

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \tag{9-4}$$

Se puede variar el ciclo de trabajo k desde 0 hasta 1 si se varía t_1, T, o bien f. Por lo tanto, al controlar k se puede variar el voltaje de salida V_o desde 0 hasta V_s, y se puede controlar el flujo de potencia.

1. *Operación a frecuencia constante.* La frecuencia de pulsación f (o el período de pulsación T) se mantiene constante variando solo el tiempo activo t_1. El ancho del pulso se varía por lo que este tipo de control se conoce como *control de modulación por ancho de pulso* (PWM).

2. *Operación a frecuencia variable.* Varía la frecuencia de pulsación f. Ya sea el tiempo activo, es decir t_1, o el tiempo inactivo, t_2, se mantiene constante. Esto se conoce como *modulación por frecuencia.* La frecuencia debe variarse en un amplio rango para obtener todo el rango de salida del voltaje. Este tipo de control generará armónicas a frecuencias no predecibles y el diseño del filtro resultará difícil.

Ejemplo 9-1

El pulsador de cd de la figura 9-1a tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$ y un voltaje de entrada de $V_s = 220$ V. Cuando el interruptor pulsador se mantiene activo, su caída de voltaje es $v_{ch} = 2$ V, y la frecuencia de pulsación es $f = 1$ kHz. Si el ciclo de trabajo es 50%, determine (a) el voltaje promedio de salida V_a, (b) el voltaje rms de salida V_a, (c) la eficiencia del pulsador (d) la resistencia efectiva de entrada R_i del pulsador y (e) el valor rms de la componente fundamental del voltaje armónico de salida.

Solución $V_s = 220$ V, $k = 0.5$, $R = 10\ \Omega$ y $v_{ch} = 2$ V.

(a) A partir de la ecuación (9-1), $V_a = 0.5 \times (220 - 2) = 109$ V.

(b) De la ecuación (9-2), $V_o = \sqrt{0.5} \times (220 - 2) = 154.15$ V.

(c) La potencia de salida se puede determinar a partir de

$$P_o = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R}\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{(V_s - v_{ch})^2}{R}\,dt = k\frac{(V_s - v_{ch})^2}{R}$$
$$= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376.2\ \text{W} \tag{9-5}$$

La potencia de entrada del pulsador se puede determinar a partir de

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} V_s i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{V_s(V_s - v_{ch})}{R}\,dt = k\frac{V_s(V_s - v_{ch})}{R}$$
$$= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398\ \text{W} \tag{9-6}$$

La eficiencia del pulsador es

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{2376.2}{2398} = 99.09\%$$

(d) De la ecuación (9-4), $R_i = 10/0.5 = 20\ \Omega$.

(e) El voltaje de salida que se muestra en la figura 9-1b puede expresarse en una serie de Fourier, de la forma

$$v_o(t) = kV_s + \frac{V_s}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} \operatorname{sen} 2n\pi k \cos 2n\pi ft$$
$$+ \frac{V_s}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \operatorname{sen} 2n\pi ft \tag{9-7}$$

La componente fundamental (para $n = 1$) de la armónica del voltaje de salida se puede determinar a partir de la ecuación (9-7), como

$$v_1(t) = \frac{V_s}{\pi}[\operatorname{sen} 2\pi k \cos 2\pi ft + (1 - \cos 2\pi k) \operatorname{sen} 2\pi ft]$$
$$= \frac{220 \times 2}{\pi}\operatorname{sen}(2\pi \times 1000t) = 140.06 \operatorname{sen}(6283.2t) \tag{9-8}$$

y su valor rms es $V_1 = 140.06/\sqrt{2} = 99.04$ V.

Nota. El cálculo de la eficiencia, que incluye las pérdidas de conducción del pulsador, no toma en consideración las pérdidas de conmutación debidas a la activación y desactivación de los pulsadores reales. La eficiencia de un pulsador real varía entre 92 y 99%.

9-3 PULSADOR REDUCTOR CON CARGA *RL*

En la figura 9-2 aparece un pulsador con una carga *RL*. La operación del pulsador se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1, el pulsador es conmutado y la corriente fluye de la alimentación a la carga. Durante el modo 2, el pulsador se retira de la línea y la corriente de carga continúa fluyendo a través del diodo de marcha libre D_m. Los circuitos equivalentes para estos modos aparecen en la figura 9-3a. Las formas de onda de la corriente de carga y de voltaje de salida se muestran en la figura 9-3b.

La corriente de carga para el modo 1 se puede determinar a partir de

$$V_s = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} + F \tag{9-9}$$

La solución de la ecuación (9-9) con una corriente inicial $i_1(t = 0) = I_1$ da la corriente de carga como

$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L} + \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{9-10}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_1$ $(= kT)$; y al final de este modo, la corriente de carga se convierte en

$$i_1(t = t_1 = kT) = I_2 \tag{9-11}$$

La corriente de carga para el modo 2 se puede encontrar a partir de

$$0 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + E \tag{9-12}$$

Con la corriente inicial $i_2(t = 0) = I_2$ y volviendo a definir el origen del tiempo (es decir $t = 0$) al principio del modo 2, tenemos

$$i_2(t) = I_2 e^{-tR/L} - \frac{E}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{9-13}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_2$ $[= (1 - k)T]$. Al final de este modo, la corriente de carga se convierte en

$$i_2(t = t_2) = I_3 \tag{9-14}$$

Al final del modo 2, el pulsador se vuelve a conectar en el siguiente ciclo, después del tiempo $T = 1/f = t_1 + t_2$.

Bajo condiciones de régimen permanente, $I_1 = I_3$. La corriente pico de la componente ondulatoria de la carga puede determinarse a partir de las ecuaciones (9-10), (9-11), (9-13) y (9-14).

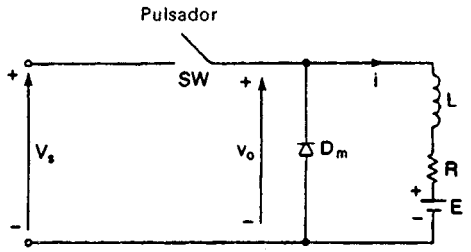


Figura 9-2 Pulsador con cargas *RL*.

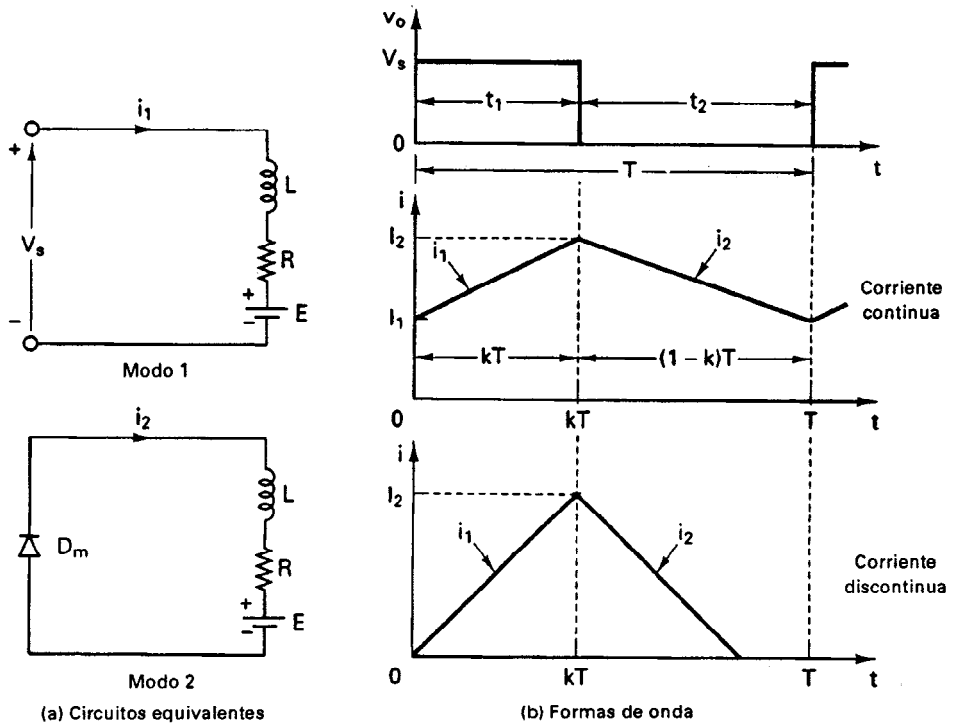


Figura 9-3 Circuitos equivalentes y formas de onda para cargas *RL*.

De las ecuaciones (9-10) y (9-11), I_2 está dado por

$$I_2 = I_1 e^{-kTR/L} + \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-kTR/L}) \tag{9-15}$$

De las ecuaciones (9-13) y (9-14), I_3 está dado por

$$I_3 = I_1 = I_2 e^{-(1-k)TR/L} - \frac{E}{R}(1 - e^{-(1-k)TR/L}) \tag{9-16}$$

La corriente de la componente ondulatoria pico a pico es

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

que después de simplificarse se convierte en

$$\Delta I = \frac{V_s}{R} \frac{1 - e^{-kTR/L} + e^{-TR/L} - e^{-(1-k)TR/L}}{1 - e^{-TR/L}} \tag{9-17}$$

La condición para la componente ondulatoria máxima,

$$\frac{d(\Delta I)}{dk} = 0 \tag{9-18}$$

da $e^{-kTR/L} - e^{-(1-k)TR/L} = 0$, es decir, $-k = -(1-k)$ o bien, $k = 0.5$. La corriente de la componente ondulatoria pico a pico máxima (en $k = 0.5$) es

$$\Delta I_{máx} = \frac{V_s}{R} \tanh \frac{R}{4fL} \tag{9-19}$$

Para $4fL >> R$, tangente hiperbólica $\theta \approx \theta$ y la la corriente de la componente ondulatoria máxima se puede aproximar a

$$\Delta I_{máx} = \frac{V_s}{4fL} \tag{9-20}$$

Nota. Las ecuaciones (9-9) a (9-20) sólo son válidas para el flujo continuo de corriente. Para un tiempo largo de desactivación, particularmente en baja frecuencia y bajo voltaje de salida, la corriente de carga puede resultar discontinua. La corriente de carga sería continua si $R/L >> T$ o bien $Lf >> R$. En el caso de la corriente de carga discontinua, $I_1 = 0$ y la ecuación (9-10) se convierte en

$$i_1(t) = \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-tR/L})$$

La ecuación (9-13) es válida para $0 \le t \le t_2$ de tal forma que $i_2(t = t_2) = I_3 = I_1 = 0$, lo que da

$$t_2 = \frac{L}{R} \ln\left(1 + \frac{RI_2}{E}\right)$$

Ejemplo 9-2

Un pulsador alimenta una carga RL según se muestra en la figura 9-2 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 instantánea mínima en la carga I_1, (b) la corriente instantánea pico de la carga I_2, (c) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico máxima en la carga, (d) el valor promedio de la corriente de carga I_a, (e) la corriente rms de la carga I_o, (f) la resistencia efectiva de entrada R_i vista por la fuente y (g) la corriente rms del pulsador I_R.

Solución $V_s = 220$ V, $R = 5\ \Omega$, $L = 7.5$ mH, $E = 0$ V, $k = 0.5$, y $f = 1000$ Hz.

De la ecuación (9-15), $I_2 = 0.7165I_1 + 12.473$ y de la ecuación (9-16), $I_1 = 0.7165I_2 + 0$.

(a) Al resolver estas dos ecuaciones, obtenemos $I_1 = 18.37$ A.

(b) $I_2 = 25.63$ A.

(c) $\Delta I = I_2 - I_1 = 25.63 - 18.37 = 7.26$ A. De la ecuación (9-19), $\Delta I_{max} = 7.26$ A, dando la ecuación (9-20) el valor aproximado, $\Delta I_{max} = 7.33$ A.

(d) La corriente promedio en la carga es aproximadamente,

$$I_a = \frac{I_2 + I_1}{2} = \frac{25.63 + 18.37}{2} = 22 \text{ A}$$

(e) Si suponemos que la corriente en la carga se eleva en forma lineal desde I_1 hasta I_2, la corriente instantánea en la carga 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 en carga puede encontrarse a partir de

$$I_o = \left(\frac{1}{kT}\int_0^{kT} i_1^2\, dt\right)^{1/2} = \left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2} \tag{9-21}$$

$$= 22.1 \text{ A}$$

(f) La corriente promedio de la fuente

$$I_s = kI_a = 0.5 \times 22 = 11 \text{ A}$$

y la resistencia efectiva de entrada $R_i = V_s/I_s = 220/11$ 20 Ω.

(g) La corriente rms del pulsador se puede determinar a partir de

$$I_R = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} i_1^2\, dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2} \tag{9-22}$$

$$= \sqrt{k}I_o = \sqrt{0.5} \times 22.1 = 15.63 \text{ A}$$

Ejemplo 9-3

El pulsador de la figura 9-2 tiene una resistencia de carga $R = 0.25$ Ω, un voltaje de entrada $V_s =$ 550 V, y un voltaje de batería $E = 0$ V. La corriente promedio de la carga $I_a = 200$ A, y la frecuencia del pulsador $f = 250$ Hz. Use el voltaje promedio de salida para calcular la inductancia de la carga L, que limitaría la corriente de la componente ondulatoria máxima de la carga a 10% de I_a.

Solución $V_s = 550$ V, $R = 0.25$ Ω, $E = 0$ V, $f = 250$ Hz, $T = 1/f = 0.004$ s, y $\Delta i = 200 \times 0.1 =$ 20 A. El voltaje promedio de salida $V_a = kV_s = RI_a$. 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 la corriente en la carga se supone elevarse linealmente, $dt = t_1 = kT$ y $di = \Delta i$:

$$\Delta i = \frac{V_s(1 - k)}{L} kT$$

Para las peores condiciones de la componente ondulatoria,

$$\frac{d(\Delta i)}{dk} = 0$$

Esto 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 $L = 27.5$ mH.

9-4 PRINCIPIO DE OPERACION ELEVADORA

Un pulsador se puede utilizar para elevar un voltaje de cd, una disposición para una operación elevadora aparece en la figura 9-4a. Cuando el interruptor SW se cierra durante el tiempo t_1, la corriente del inductor se eleva y la energía se almacena en el inductor L. Si durante el tiempo t_2 el interruptor se abre, la energía almacenada del inductor se transfiere a la carga a través del diodo D_1 y la corriente del inductor se abate. Si suponemos un flujo continuo de corriente, la forma de onda para la corriente del inductor aparece en la figura 9-4b.

Cuando el pulsador está activado, el voltaje a través del inductor es

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

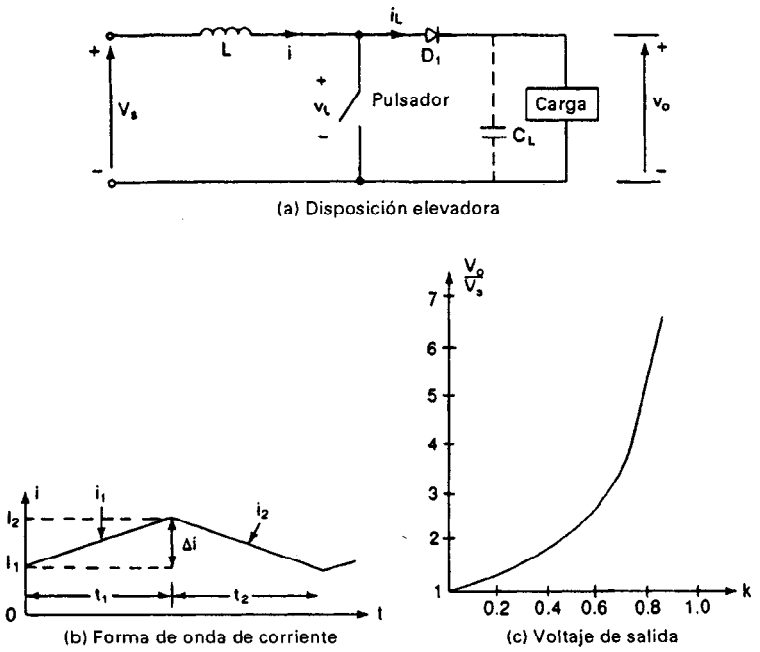


Figura 9-4 Disposición para una operación elevadora.

y esto nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico en el inductor, como

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} t_1 \tag{9-23}$$

El voltaje instantáneo de salida es

$$v_o = V_s + L\frac{\Delta I}{t_2} = V_s\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right) = V_s\frac{1}{1-k} \tag{9-24}$$

Si se conecta un capacitor C_L grande a través de la carga, como muestran las líneas punteadas de la figura 9-4a, el voltaje de salida será continuo y v_o se convertirá en el valor promedio V_a. Podemos observar de la ecuación (9-24) que el voltaje a través de la carga se puede elevar variando el ciclo de trabajo, k, y que el voltaje de salida mínimo es V_s cuando $k = 0$. Sin embargo, el pulsador no se puede conectar continuamente de forma que $k = 1$. Para valores de k que tiendan a la unidad, el voltaje de salida se hace muy grande y resulta muy sensible a los cambios en k, tal y como se ve en la figura 9-4c.

Este principio puede aplicarse para transferir energía de una fuente de voltaje a otra tal y como se muestra en la figura 9-5a. Los circuitos equivalentes para los modos de operación se muestran en la figura 9-5b y las formas de corriente en la figura 9-5c. La corriente del inductor para el modo 1 está dada por

$$V_s = L\frac{di_1}{dt}$$

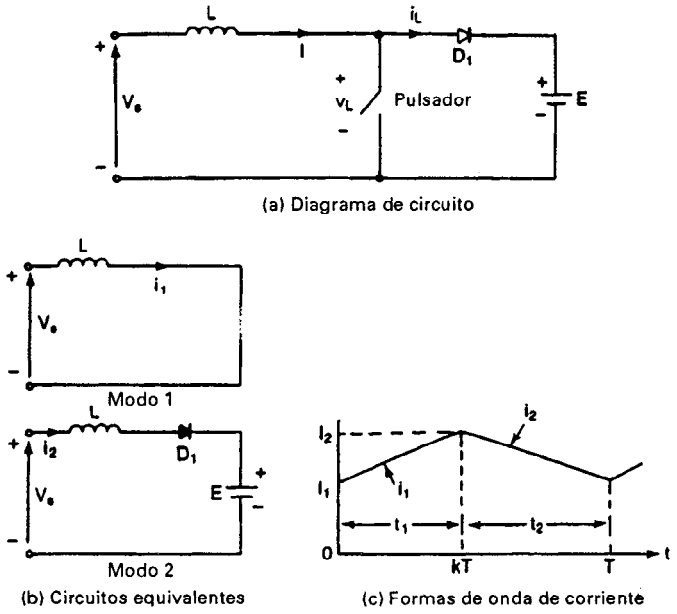


Figura 9-5 Disposición para la transferencia de energía.

y se expresa en la forma

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L} t + I_1 \tag{9-25}$$

donde I_1 es la corriente inicial para el modo 1. Durante este modo, la corriente debe elevarse siendo la condición necesaria

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \qquad \text{o} \qquad V_s > 0$$

La corriente para el modo 2 está dada por

$$V_s = L \frac{di_2}{dt} + E$$

y se resuelve

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L} t + I_2 \tag{9-26}$$

donde I_2 es la corriente inicial para el modo 2. Para un sistema estable, la corriente debe abatirse y la condición es

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \qquad \text{o} \qquad V_s < E$$

Si no se satisface esta condición, la corriente del inductor se seguiría elevando y tendrá lugar una situación de inestabilidad. Por lo tanto, las condiciones para una transferencia de potencia controlable son

$$0 < V_s < E \tag{9-27}$$

La ecuación (9-27) indica que el voltaje de la 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, donde los motores operan como generadores de cd, el voltaje terminal se abate conforme se reduce la velocidad de la máquina. El pulsador permite la transferencia de potencia a una fuente fija de cd o a un reóstato.

Cuando el pulsador está activado, la energía se transfiere desde la fuente V_s hasta el inductor L. Si a continuación el pulsador se desactiva, una magnitud de la energía almacenada al inductor es forzada a la batería E.

Nota. Sin la acción pulsadora, v_s debe ser mayor que E para transferir potencia desde V_s hasta E.

9-5 PARAMETROS DE RENDIMIENTO

Los dispositivos semiconductores de potencia requieren de un tiempo mínimo para activarse y desactivarse. Por lo tanto, el ciclo de trabajo k sólo puede controlarse entre un valor mínimo k_{min} y un máximo k_{max}, y por ello, el valor mínimo y el valor máximo del voltaje de salida queda limitado. La frecuencia de conmutación del pulsador también queda limitada. Se puede observar de la ecuación (9-20) que la corriente de la componente ondulatoria de la carga depende inversamente de la pulsación f. La frecuencia deberá ser lo más alta posible para reducir la componente ondulatoria de la carga y para minimizar el tamaño de cualquier inductor adicional en serie en el circuito de la carga.

9-6 CLASIFICACION DE PULSADORES

El pulsador reductor de la figura 9-1a sólo permite que la potencia fluya de la fuente a la carga, conociéndose como un pulsador de clase A. Dependiendo de la dirección en la que fluyan la corriente y el voltaje, los pulsadores se pueden clasificar en cinco tipos:

Pulsador de clase A
Pulsador de clase B
Pulsador de clase C
Pulsador de clase D
Pulsador de clase E

Pulsador de clase A. La corriente de la carga fluye hacia la carga. Tanto el voltaje como la corriente de la carga son positivos, tal y como se ve en la figura 9-6a. Este es un pulsador de un solo cuadrante, nombrándosele operado como rectificador. Las ecuaciones en la sección 9-2 y 9-3 se pueden aplicar para evaluar el rendimiento de un pulsador de clase A.

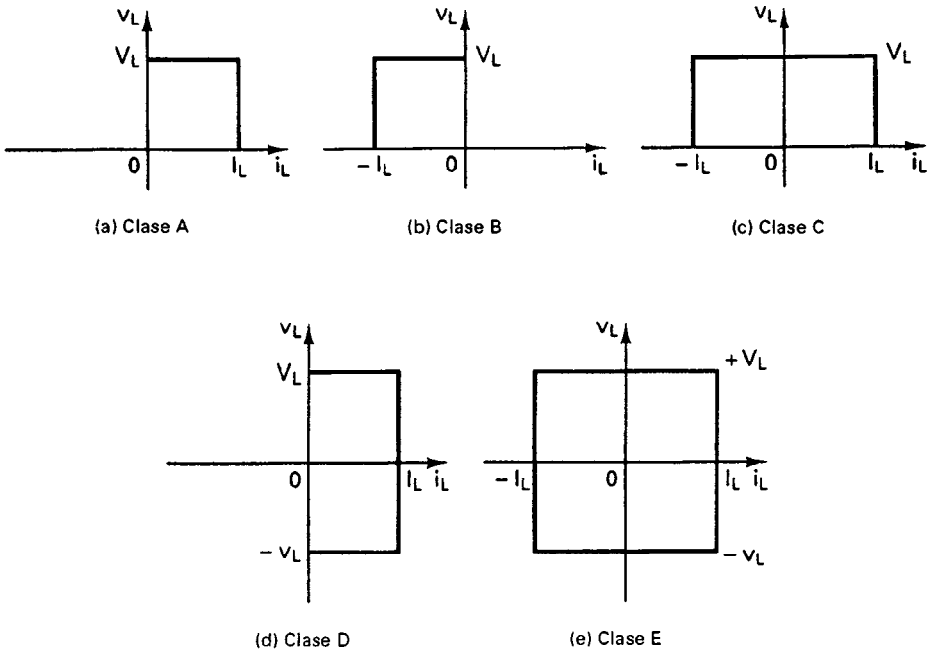


Figura 9-6 Clasificación de los pulsadores.

Pulsador clase B. La corriente de carga fluye fuera de la carga. El voltaje de la carga es positivo, pero la corriente de la carga es negativa, tal y como se ve en la figura 9-6b. Este también es un pulsador de un solo cuadrante, pero opera en el segundo cuadrante por lo que se dice que opera como inversor. En la figura 9-7a aparece un pulsador clase B, en el que la batería E forma parte de la carga y puede ser la contrafuerza electromotriz de un motor de cd.

Cuando el interruptor S_1 es activado, el voltaje E impulsa la corriente a través del inductor L y el voltaje de la carga v_L se convierte en cero. El voltaje instantáneo de la carga v_L y la

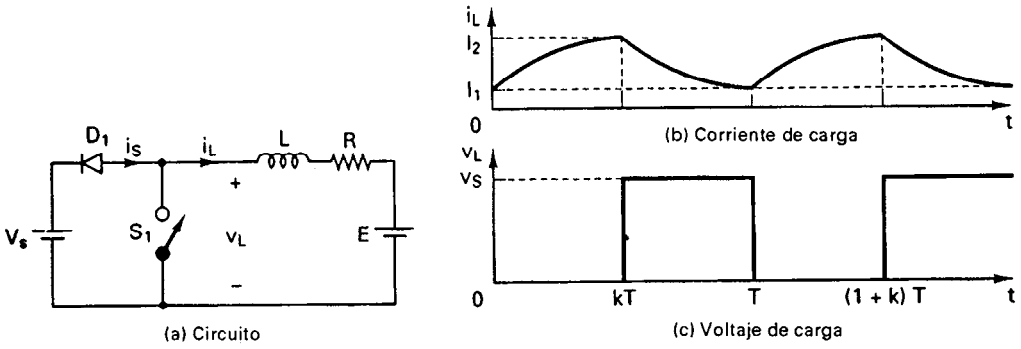


Figura 9-7 Pulsador clase B.

corriente de la carga i_L aparecen respectivamente en las figuras 9-7b y 9-7c. La corriente i_L, que aparece, está descrita por

$$0 = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E$$

que, con la condición inicial $i_L(t = 0) = I_1$ da

$$i_L = I_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } 0 \le t \le kT \tag{9-28}$$

En $t = t_1$

$$i_L(t = t_1 = kT) = I_2$$

Cuando se desactiva el interruptor S_1, una magnitud de energía almacenada en el inductor L es devuelta a la alimentación V_s vía el diodo D_1. La corriente de carga i_L se abate. Redefiniendo el origen de los tiempos $t = 0$, la corriente de carga i_L queda descrita por

$$V_s = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E$$

que, con la condición inicial $i(t = t_2) = I_2$, da

$$i_L = I_2 e^{-(R/L)t} + \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } 0 \le t \le t_2 \tag{9-29}$$

donde $t_2 = (1 - k)T$. En $t = t_2$,

$i_L(t = t_2) = I_1$ para una corriente continua en régimen permanente

$= 0$ para una corriente discontinua en régimen permanente

Pulsador de clase C. La corriente de carga es positiva o negativa, tal y como aparece en la figura 9-6c. El voltaje en la carga es siempre positivo. Este se conoce como un *pulsador de dos cuadrantes*. Se puede combinar pulsadores de clase A y de clase B para formar un pulsador de clase C, tal y como se muestra en la figura 9-8. S_1 y D_2 operan como un pulsador de clase A. S_2 y D_1 operan como un pulsador de clase B. Debe tenerse cuidado en asegurarse que los dos interruptores no sean disparados juntos; de lo contrario, la alimentación V_s quedará en corto circuito. Un pulsador de clase C puede operarse como rectificador o como inversor.

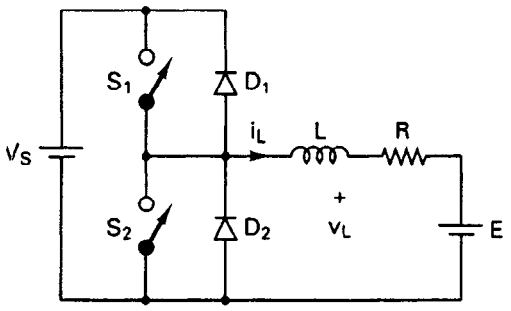


Figura 9-8 Pulsador de clase C.

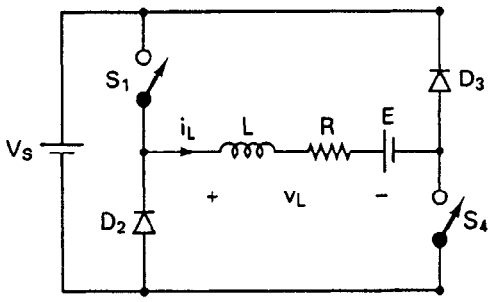


Figura 9-9 Pulsador de clase D.

Pulsador clase D. La corriente en la carga es siempre positiva. El voltaje en la carga es positivo o negativo, tal y como aparece en la figura 9-6d. Un pulsador de clase D también puede operar como rectificador o como inversor, tal y como se muestra en la figura 9-9. Si S_1 y S_4 son activados, v_L e i_L se convierten en positivos. Si S_1 y S_4 son desactivados, la corriente de carga i_L será positiva y continuará fluyendo a través de la carga altamente inductiva. Los diodos D_2 y D_3 proporcionan una trayectoria para la corriente de carga y v_L se invierte.

Pulsador de clase E. La corriente de carga puede ser positiva o negativa, tal y como se muestra en la figura 9-6e. El voltaje en la carga también puede ser positivo o negativo. Este se conoce como *pulsador de cuatro cuadrantes*. Se puede combinar dos pulsadores de clase C para formar un pulsador de clase E, tal y como aparece en la figura 9-10a. Las polaridades de voltaje de la carga y de la corriente de carga se muestran en la figura 9-10b. Los dispositivos que son

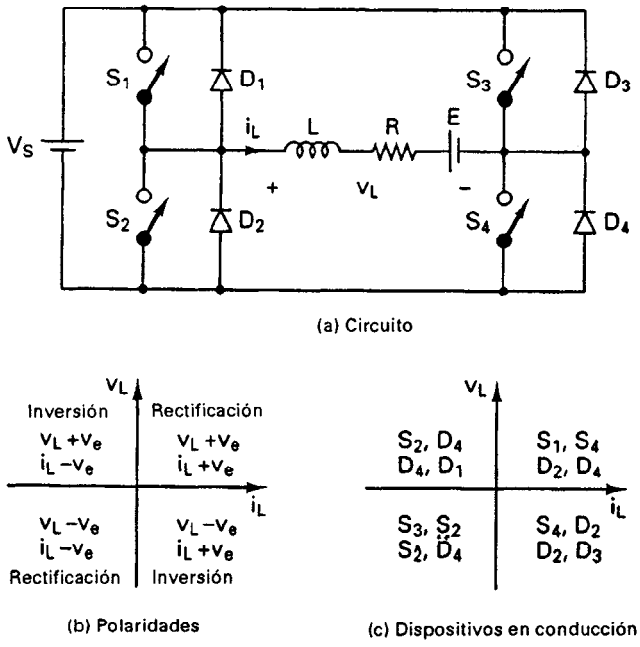


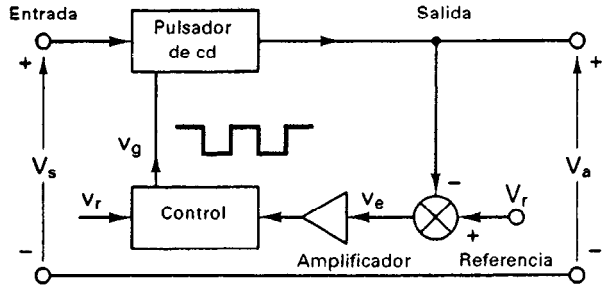
Figura 9-10 Pulsador de clase E.

operativos en diferentes cuadrantes aparecen en la figura 9-10c. Para operar en el cuarto cuadrante, deberá invertirse la operación de la batería *E*. Este pulsador es la base del inversor monofásico de puente completo de la sección 10-4.

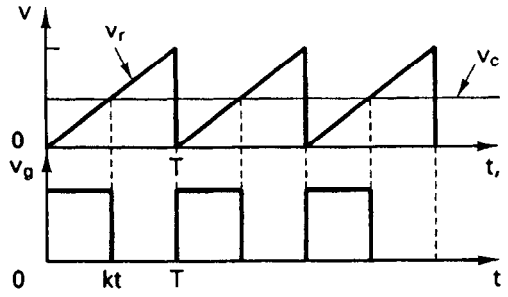
9-7 REGULADORES EN MODO DE CONMUTACION

Los pulsadores de cd se pueden utilizar como reguladores en modo de conmutación para convertir un voltaje de cd, por lo general no regulado, a un voltaje de salida de cd regulado. La regulación se consigue por lo general mediante la modulación del ancho de pulso a una frecuencia fija, y el dispositivo de conmutación por lo regular es un BJT, MOSFET o IGBT de potencia. Los elementos de los reguladores en modo de conmutación se muestran en la figura 9-11a. Podemos observar en la figura 9-1b que la salida de los pulsadores de cd con carga resistiva es discontinua y que contiene armónicas. El contenido de la componente ondulatoria normalmente se reduce mediante un filtro *LC*.

Los reguladores conmutados están disponibles en forma comercial como circuitos integrados. El diseñador puede seleccionar la frecuencia de conmutación escogiendo los valores de *R* y *C* del oscilador de frecuencia. Como regla práctica, a fin de maximizar la eficiencia, el período mínimo del oscilador debe ser aproximadamente cien veces mayor que el tiempo de conmutación del transistor; por ejemplo, si el transistor tiene un tiempo de conmutación de 0.5 μs, el período del oscilador debe ser de 50 μs, lo que nos da una frecuencia máxima del oscilador de 20 kHz. Esta limitación se debe a las pérdidas por conmutación en el transistor, mismas que se incrementan con la frecuencia de conmutación, como resultado, la eficiencia se reduce. Además, las pérdidas en los



(a) Diagrama de bloque



(b) Señales de control

Figura 9-11 Elementos de los reguladores en modo de conmutación.

núcleos de los inductores limitan la operación en alta frecuencia. El voltaje de control v_c se obtiene al comparar el voltaje de salida con su valor deseado. v_c puede compararse con un voltaje de diente de sierra v_r para generar la señal de control PWM para el pulsador de cd. Esto aparece en la figura 9-11b. Existen cuatro topologías básicas para los reguladores conmutados.

1. Reguladores reductores
2. Reguladores elevadores
3. Reguladores reductores/elevadores
4. Reguladores Cúk

9-7.1 Reguladores reductores

En un regulador reductor, el voltaje promedio de salida V_a, es menor que el voltaje de entrada, V_s, de ahí la palabra "reductor", el cual es muy popular. En la figura 9-12a aparece el diagrama de circuito de un regulador reductor que utilizan un BJT de potencia, y que es parecido a un pulsador reductor. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se conecta el transistor Q_1 en $t = 0$. La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L, del capacitor de filtro C y de la resistencia de la carga R. El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor Q_1 en $t = t_1$. El diodo de marcha libre D_m conduce debido a la energía almacenada en el inductor y la corriente del inductor continúa fluyendo a través de L, C, la carga y el diodo D_m. La corriente del inductor se abate hasta que en el siguiente ciclo el transistor Q_1 se vuelve a activar. Los circuitos equivalentes correspondientes a los modos de operación se muestran en la figura 9-12b. Las formas de onda correspondientes a los voltajes y las corrientes aparecen en la figura 9-12c para un flujo continuo de corriente en el inductor L. Dependiendo de la frecuencia de conmutación, de la inductancia del filtro y de su capacitancia, la corriente del inductor puede ser discontinua.

El voltaje a través del inductor L es, en general,

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

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1,

$$V_s - V_a = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \tag{9-30}$$

es decir,

$$t_1 = \frac{\Delta I\, L}{V_s - V_a} \tag{9-31}$$

y la corriente del inductor se abate linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_2

$$-V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \tag{9-32}$$

o bien

$$t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_a} \tag{9-33}$$

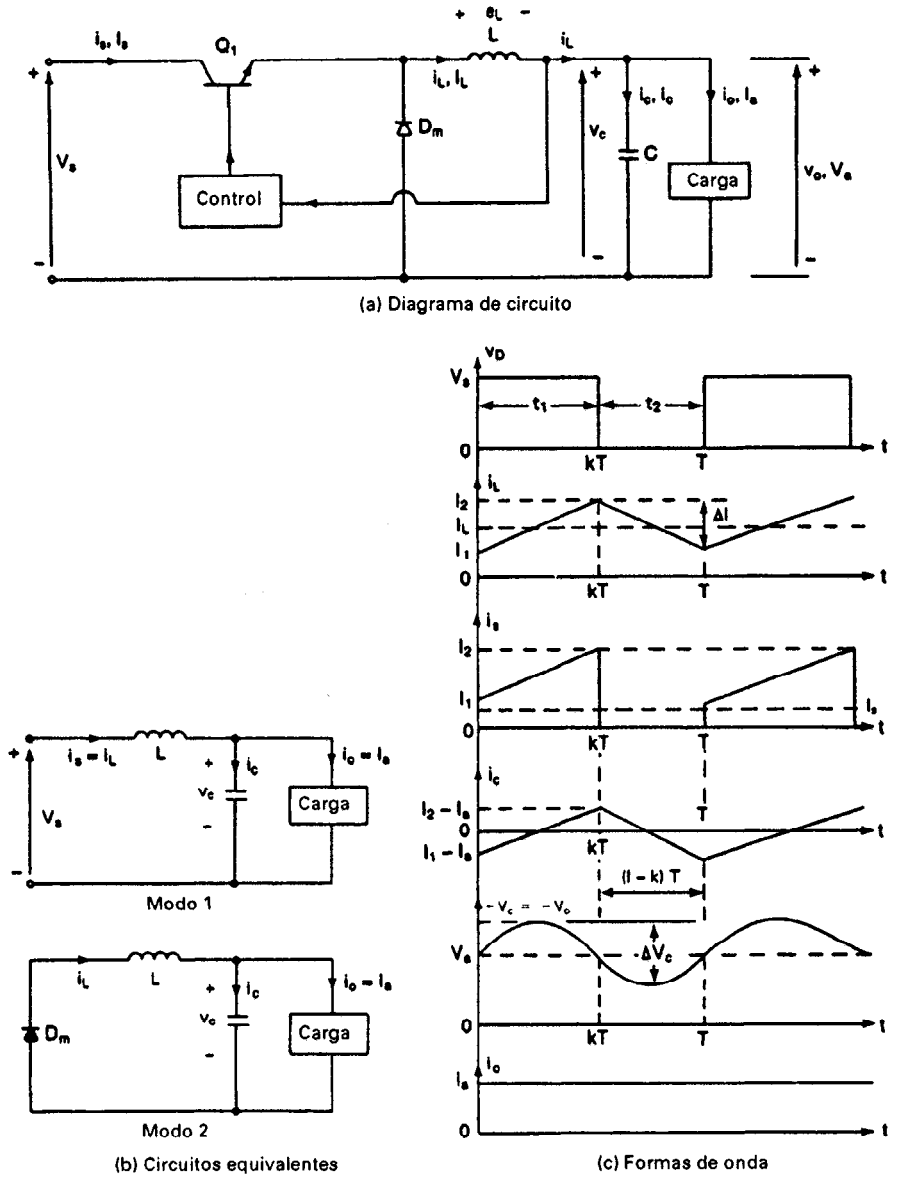


Figura 9-12 Regulador reductor con i_L continua.

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L. Igualando el valor de ΔI en las ecuaciones (9-30) y (9-32), obtenemos

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ obtenemos el voltaje promedio de salida como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \tag{9-34}$$

Si suponemos un circuito sin pérdidas, $V_sI_s = V_aI_a = kV_sI_a$ y la corriente promedio de entrada

$$I_s = kI_a \tag{9-35}$$

El período de conmutación T se puede expresar como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I\, L}{V_a} = \frac{\Delta I\, LV_s}{V_a(V_s - V_a)} \tag{9-36}$$

lo que nos da la corriente de la componente ondulatoria de pico a pico como

$$\Delta L = \frac{V_a(V_s - V_a)}{fLV_s} \tag{9-37}$$

es decir,

$$\Delta I = \frac{V_s k(1 - k)}{fL} \tag{9-38}$$

Utilizando la ley de corrientes de Kirchhoff, podemos escribir la corriente del inductor i_L como

$$i_L = i_c + i_o$$

Si suponemos que la corriente de la componente ondulatoria de la carga Δi_o es muy pequeña y despreciable, $\Delta i_L = \Delta i_c$. La corriente promedio del capacitor, que fluye para $t_1/2 + t_2/2 = T/2$, 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 la componente ondulatoria pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4}\, dt = \frac{\Delta I\, T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \tag{9-39}$$

Si sustituimos el valor de Δi de la ecuación (9-37) o de la ecuación (9-38) en la ecuación (9-39), obtenemos

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8LCf^2V_s} \tag{9-40}$$

es decir,

$$\Delta V_c = \frac{V_s k(1 - k)}{8LCf^2} \tag{9-41}$$

El regulador reductor requiere de un solo transistor, es sencillo y tiene una alta eficiencia, mayor del 90%. El di/dt de la corriente de carga está limitado por la corriente del inductor L. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y por lo general se requiere de un filtro suavizante de entrada.

Proporciona una polaridad de voltaje de salida y corriente unidireccional de salida. En caso de un posible corto circuito a través de la trayectoria del diodo, requiere de un circuito de protección.

Ejemplo 9-4

El regulador reductor de la figura 9-12a tiene un voltaje de entrada V_s = 12 V. El voltaje promedio de salida requerido es V_a = 5 V y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico de salida es 20 mV. La frecuencia de conmutación es 25 kHz. Si la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor se limita a 0.8 A, determine (a) el ciclo de trabajo k, (b) la inductancia filtro L, y (c) el capacitor filtro C.

Solución V_s = 12 V, ΔV_c = 20 mV, ΔI = 0.8 A, f = 25 kHz, y V_a = 5 V.

(a) De la ecuación (9-34), $V_a = kV_s$ y $k = V_a/V_s = 5/12 = 0.4167 = 41.67\%$

(b) De la ecuación (9-37),

$$L = \frac{5(12 - 5)}{0.8 \times 25{,}000 \times 12} = 145.83\ \mu\text{H}$$

(c) De la ecuación (9-39),

$$C = \frac{0.8}{8 \times 20 \times 10^{-3} \times 25{,}000} = 200\ \mu\text{F}$$

9-7.2 Reguladores elevadores

En un regulador elevador, el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, de ahí la palabra "elevador". En la figura 9-13a aparece un regulador elevador que utiliza un MOSFET de potencia. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se activa el transistor M_1 en $t = 0$. La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L y del transistor Q_1. El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor M_1 en $t = t_1$. La corriente que estaba fluyendo a través del transistor fluirá ahora a través de L, C, la carga y el diodo D_m. La corriente del inductor se abate hasta que se vuelve a activar en el siguiente ciclo el transistor M_1. La energía almacenada en el inductor L es transferida a la carga. Los circuitos equivalentes para estos modos de operación se muestran en la figura 9-13b. Las formas de onda correspondientes a los voltajes y las corrientes aparecen en la figura 9-13c, para una corriente de carga continua.

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1,

$$V_s = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \tag{9-42}$$

o bien,

$$t_1 = \frac{\Delta I\, L}{V_s} \tag{9-43}$$

y la corriente del inductor se abate linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_2,

$$V_s - V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \tag{9-44}$$

o bien

$$t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_a - V_s} \tag{9-45}$$

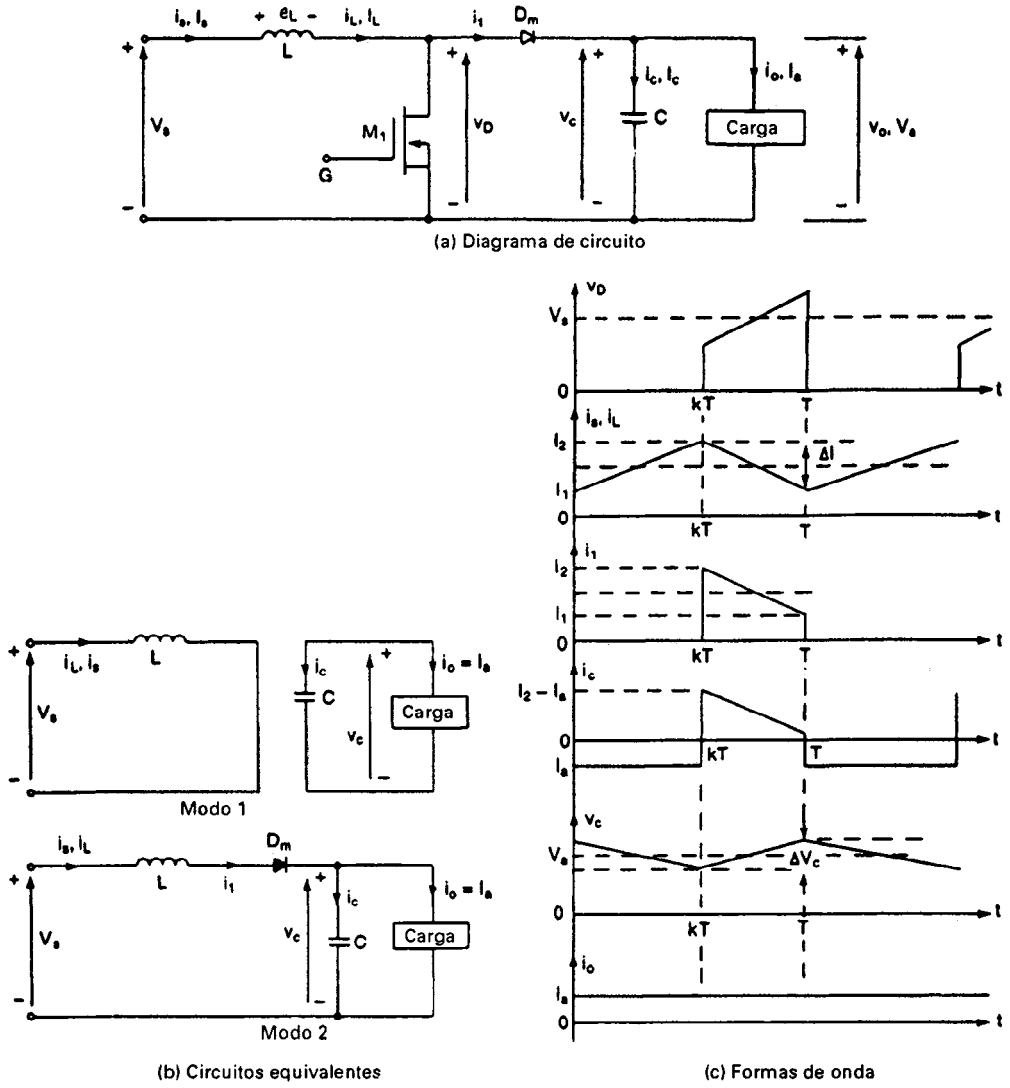


Figura 9-13 Regulador elevador con i_L continua.

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de la componente ondulatoria de pico a pico del inductor L. De las ecuaciones (9-42) y (9-44)

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s)t_2}{L}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ obtenemos el voltaje promedio de salida

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{9-46}$$

Si suponemos un circuito sin pérdidas, $V_s I_s = V_a I_a = V_s I_a/(1 - k)$ y la corriente promedio de entrada es

$$I_s = \frac{I_a}{1 - k} \tag{9-47}$$

El período de conmutación T se puede determinar a partir de

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_s} + \frac{\Delta I\, L}{V_a - V_s} = \frac{\Delta I\, L V_a}{V_s(V_a - V_s)} \tag{9-48}$$

y esto nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico

$$\Delta I = \frac{V_s(V_a - V_s)}{fLV_a} \tag{9-49}$$

o bien,

$$\Delta I = \frac{V_s k}{fL} \tag{9-50}$$

Cuando el transistor está activo, el capacitor suministra la corriente de carga para $t = t_1$. La corriente promedio del capacitor durante el tiempo t_1 es $I_c = I_a$ y el voltaje de la componente ondulatoria de pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\, dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a = \frac{I_a t_1}{C} \tag{9-51}$$

La ecuación (9-46) da $t_1 = (V_a - V_s)/(V_a f)$, sustituyendo t_1 en la ecuación (9-51) obtenemos

$$\Delta V_c = \frac{I_a(V_a - V_s)}{V_a f C} \tag{9-52}$$

es decir,

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} \tag{9-53}$$

Un regulador elevador puede subir el voltaje de salida sin necesidad de un transformador. Debido a que sólo tiene un transistor, su eficiencia es alta. La corriente de entrada es continua. Sin embargo, a través del transistor de potencia debe fluir una corriente pico alta. El voltaje de salida es muy sensible a cambios en el ciclo de trabajo k y puede resultar difícil estabilizar el regulador. La corriente promedio de salida es menor que la corriente promedio del inductor en un factor $(1 - k)$, y una corriente rms mucho más alta fluirá a través del capacitor de filtro, dando como resultado el uso de un capacitor y un inductor de mayor tamaño que los correspondientes en un regulador reductor.

Ejemplo 9-5

El regulador elevador de la figura 9-13a tiene un voltaje de entrada $V_s = 5$ V. El voltaje promedio de salida $V_a = 15$ V y la corriente promedio de carga $I_a = 0.5$ A. La frecuencia de conmutación es 25 kHz. Si $L = 150\ \mu$H y $C = 220\ \mu$F, determine (a) el ciclo de trabajo k, (b) la corriente de la componente ondulatoria del inductor ΔI, (c) la corriente pico del inductor I_2 y (d) el voltaje de la componente ondulatoria del capacitor filtro ΔV_c.

Solución $V_s = 5$ V, $V_a = 15$ V, $f = 25$ kHz, $L = 150$ μH, y $C = 220$ μF.

(a) A partir de la ecuación (9-46), $15 = 5/(1 - k)$ es decir $k = 2/3 = 0.6667 = 66.67\%$.

(b) De la ecuación (9-49),

$$\Delta I = \frac{5 \times (15 - 5)}{25{,}000 \times 150 \times 10^{-6} \times 15} = 0.89 \text{ A}$$

(c) De la ecuación (9-47), $I_s = 0.5/(1 - 0.667) = 1.5$ A y la corriente pico del inductor es,

$$I_2 = I_s + \frac{\Delta I}{2} = 1.5 + \frac{0.89}{2} = 1.945 \text{ A}$$

(d) De la ecuación (9-53),

$$\Delta V_c = \frac{0.5 \times 0.6667}{25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}} = 60.61 \text{ mV}$$

9-7.3 Reguladores reductores–elevadores

Un regulador reductor–elevador suministra un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada, de ahí el nombre "reductor–elevador"; la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Este regulador también se conoce como un *regulador inversor*. En la figura 9-14a aparece la disposición de circuito para un regulador reductor–elevador.

La operación del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1, el transistor Q_1 está activo y el diodo D_m tiene polarización inversa. La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L y del transistor Q_1. Durante el modo 2, el transistor Q_1 es conmutado y la corriente, que fluía a través del inductor L, fluirá a través de L, C, D_m y la carga. La energía almacenada en el inductor L se transferirá a la carga y la corriente del inductor se abatirá hasta que el transistor Q_1 vuelva a activarse en el siguiente ciclo. Los circuitos equivalentes para los modos se muestran en la figura 9-14b. Las formas de onda para los regímenes en estado permanente de corrientes y voltajes del regulador reductor–elevador aparecen en la figura 9-14c para una corriente de carga continua.

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \tag{9-54}$$

o bien

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \tag{9-55}$$

y la corriente del inductor se abate linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_2,

$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \tag{9-56}$$

es decir,

$$t_2 = \frac{-\Delta I L}{V_a} \tag{9-57}$$

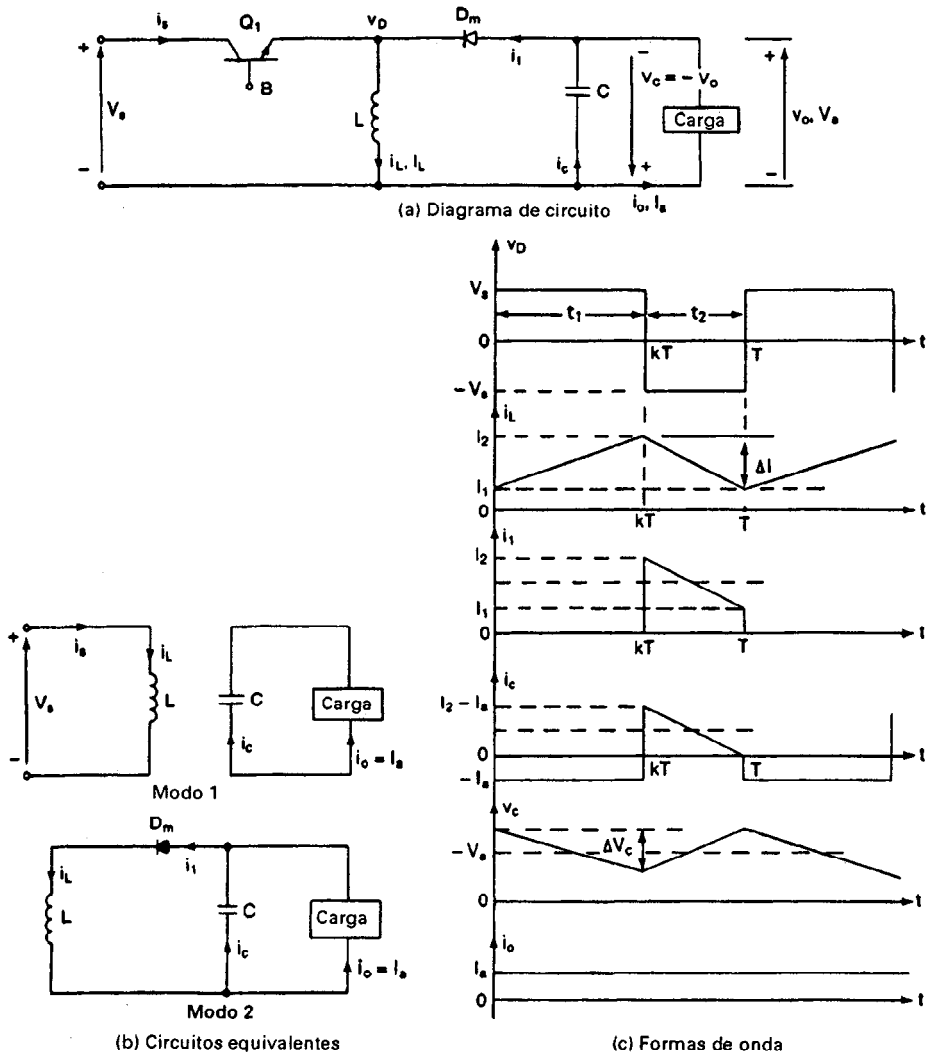


Figura 9-14 Regulador reductor–elevador con i_L continua.

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L. A partir de las ecuaciones (9-54) y (9-56),

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje promedio de salida es

$$V_a = -\frac{V_s k}{1 - k} \tag{9-58}$$

Si suponemos 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 I_s está relacionada con la corriente promedio de salida I_a mediante la fórmula

$$I_s = \frac{I_a k}{1 - k} \tag{9-59}$$

El período de conmutación T puede determinarse a partir de

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} - \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L(V_a - V_s)}{V_s V_a} \tag{9-60}$$

y esto nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico

$$\Delta I = \frac{V_s V_a}{fL(V_a - V_s)} \tag{9-61}$$

o bien,

$$\Delta I = \frac{V_s k}{fL} \tag{9-62}$$

Cuando el transistor Q_1 está activo, el capacitor de filtro proporciona la corriente de carga durante $t = t_1$. La corriente promedio de descarga del capacitor es $I_c = I_a$ y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\, dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a\, dt = \frac{I_a t_1}{C} \tag{9-63}$$

La ecuación (9-58) da $t_1 = V_a/[(V_a - V_s)f]$ y la ecuación (9-63) se convierte en

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s)fC} \tag{9-64}$$

es decir,

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} \tag{9-65}$$

Un regulador reductor–elevador suministra inversión de polaridad de voltaje de salida sin necesidad de un transformador. Tiene alta eficiencia. En caso de una falla del transistor, el *di/dt* de la corriente de falla queda limitado por el inductor L y será V_s/L. Sería fácil poner en práctica la protección en corto circuito de la salida. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y a través del transistor Q_1 fluye una corriente de pico alta.

Ejemplo 9-6

El regulador reductor–elevador de la figura 9-14a tiene un voltaje de entrada $V_s = 12$ V. El ciclo de trabajo $k = 0.25$ y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia $L = 150$ μH y la capacitancia del filtro $C = 220$ μF. La corriente promedio de carga es $I_a = 1.25$ A. Determine (a) el voltaje promedio de salida, V_a; (b) la componente ondulatoria del voltaje de salida pico a pico, ΔV_c; (c) la corriente ondulatoria pico a pico del inductor, ΔI; y (d) la corriente pico del transistor I_p.

Solución $V_s = 12$ V, $k = 0.25$, $I_a = 1.25$ A, $f = 25$ kHz, $L = 150$ μH, y $C = 220$ μF.

(a) Partiendo de la ecuación (9-58), $V_a = -12 \times 0.25/(1 - 0.25) = -4$V.

(b) De la ecuación (9-65), el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico de salida es

$$\Delta V_c = \frac{1.25 \times 0.25}{25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}} = 56.8 \text{ mV}$$

(c) Partiendo de la ecuación (9-62), la componente ondulatoria 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) De la ecuación (9-59), $I_s = 1.25 \times 0.25/(1 - 0.25) = 0.4167$ A. Dado que I_s es promedio de la duración kT, la corriente pico a pico del transistor

$$I_p = \frac{I_s}{k} + \frac{\Delta I}{2} = \frac{0.4167}{0.25} + \frac{0.8}{2} = 2.067 \text{ A}$$

9-7.4 Reguladores Cúk

La disposición de circuito del regulador Cúk que utiliza un BJT de potencia aparece en la figura 9-15a. Al igual que el regulador reductor–elevador, el regulador Cúk proporciona un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada, pero la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la polaridad del voltaje de entrada. Se llama así en honor a su inventor [1]. Cuando se conecta el voltaje de entrada y se desactiva el transistor Q_1, el diodo D_m queda con polarización directa y el capacitor C_1 se carga a través de L_1, D_m y el suministro de entrada, V_s.

La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se activa el transistor Q_1 en $t = 0$. La corriente se eleva a través del inductor L_1. Simultáneamente, el voltaje del capacitor C_1 pone en polarización inversa al diodo D_m y lo desactiva. El capacitor C_1 descarga su energía en el circuito formado por C_1, C_2, la carga y L_2. El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor Q_1 en $t = t_1$. Se carga el capacitor C_1 a partir del 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 conmutación síncrona. El capacitor C_1 es el medio para la transferencia de energía de la fuente a la carga. Los circuitos equivalentes para los modos se muestran en la figura 9-15b y las formas de onda para los voltajes y corrientes en régimen permanente se muestran en la figura 9-15c para una corriente de carga continua.

Si suponemos que la corriente del inductor L_1 se eleva linealmente desde I_{L11} hasta I_{L12} en el tiempo t_1,

$$V_s = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \tag{9-66}$$

es decir,

$$t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \tag{9-67}$$

y debido al capacitor cargado C_1, la corriente del inductor L_1 se abate linealmente desde I_{L12} hasta I_{L11} en el tiempo t_2.

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \tag{9-68}$$

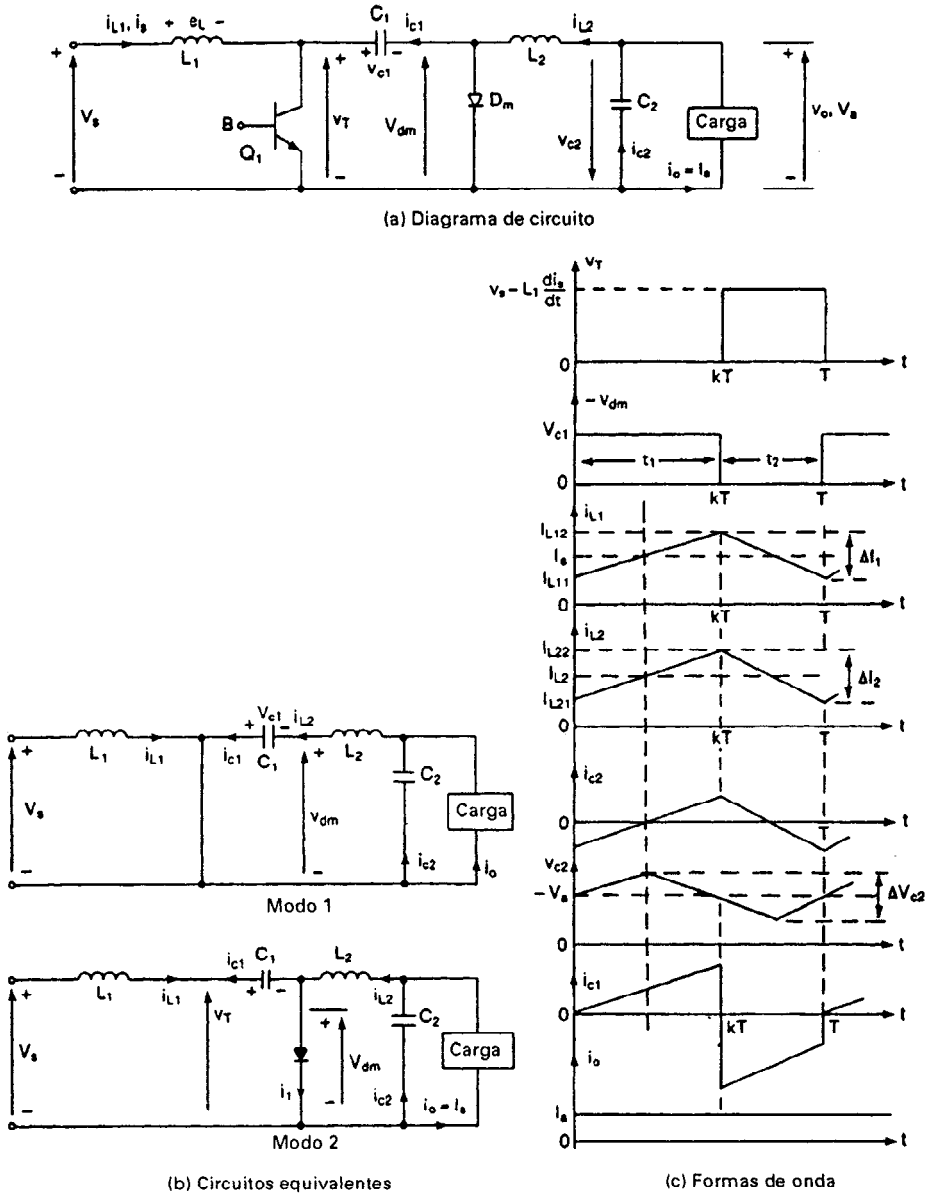


Figura 9-15 Regulador Cúk.

o bien,

$$t_2 = \frac{-\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} \tag{9-69}$$

donde V_{c1} es el voltaje promedio del capacitor C_1, y $\Delta I_1 = I_{L12} - I_{L11}$. De las ecuaciones (9-66) y (9-68)

$$\Delta I_1 = \frac{V_s t_1}{L_1} = \frac{-(V_s - V_{c1})t_2}{L_1}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje promedio del capacitor C_1 es

$$V_{c1} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{9-70}$$

Si suponemos que la corriente del inductor de filtro L_2 se eleva linealmente desde I_{L21} hasta I_{L22} en el tiempo t_1,

$$V_{c1} + V_a = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \tag{9-71}$$

o bien,

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} \tag{9-72}$$

y la corriente del inductor L_2 se abate lincalmente desde I_{L22} hasta I_{L21} en el tiempo t_2

$$V_a = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \tag{9-73}$$

o bien,

$$t_2 = -\frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} \tag{9-74}$$

donde $\Delta I_2 = I_{L22} - I_{L21}$. De las ecuaciones (9-71) y (9-73)

$$\Delta I_2 = \frac{(V_{c1} + V_a)t_1}{L_2} = -\frac{V_a t_2}{L_2}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje promedio del capacitor C_1 es

$$V_{c1} = -\frac{V_a}{k} \tag{9-75}$$

Igualando la ecuación (9-70) con la ecuación (9-75), podemos determinar el voltaje promedio de salida como

$$V_a = -\frac{kV_s}{1 - k} \tag{9-76}$$

Si suponemos 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,

$$I_s = \frac{kI_a}{1 - k} \tag{9-77}$$

El periodo de conmutación T se puede determinar a partir de las ecuaciones (9-67) y (9-69)

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_s(V_s - V_{c1})} \tag{9-78}$$

lo que nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_1 como

$$\Delta I_1 = \frac{-V_s(V_s - V_{c1})}{fL_1 V_{c1}} \tag{9-79}$$

de otro modo

$$\Delta I_1 = \frac{V_s k}{fL_1} \tag{9-80}$$

El período de conmutación T también se puede determinar a partir de las ecuaciones (9-72) y (9-74)

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} - \frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} = \frac{-\Delta I_2 L_2 V_{c1}}{V_a(V_{c1} + V_a)} \tag{9-81}$$

esto nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_2 como

$$\Delta I_2 = \frac{-V_a(V_{c1} + V_a)}{fL_2 V_{c1}} \tag{9-82}$$

o bien,

$$\Delta I_2 = -\frac{V_a(1 - k)}{fL_2} = \frac{kV_s}{fL_2} \tag{9-83}$$

Cuando el transistor Q_1 está desactivado, el capacitor C_1 de transferencia de energía está cargado por la corriente de entrada durante el tiempo $t = t_2$. La corriente promedio de carga para C_1 es $I_{c1} = I_s$ y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_1 es

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_{c1}\, dt = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_s = \frac{I_s t_2}{C_1} \tag{9-84}$$

La ecuación (9-76) da $t_2 = V_s/[(V_s - V_a)f]$ por lo que la ecuación (9-84) se convierte en

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s V_s}{(V_s - V_a)fC_1} \tag{9-85}$$

o bien,

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s(1 - k)}{fC_1} \tag{9-86}$$

Si suponemos que la componente ondulatoria de la corriente de carga Δi_o es despreciable, $\Delta i_{L2} = i_{c2}$. La corriente promedio de carga de C_2, que fluye durante el tiempo $T/2$, es I_{c2}, $\Delta I_2/4$ y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_2 es

$$\Delta V_{c2} = \frac{1}{C_2}\int_0^{T/2} I_{c2}\, dt = \frac{1}{C_2}\int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} = \frac{\Delta I_2}{8fC_2} \tag{9-87}$$

es decir

$$\Delta V_{c2} = -\frac{V_a(1 - k)}{8C_2 L_2 f^2} = \frac{kV_s}{8C_2 L_2 f^2} \tag{9-88}$$

El regulador Cúk está basado en el capacitor de transferencia de energía. Como resultado, la corriente de entrada es continua. El circuito tiene bajas pérdidas de conmutación y una alta efi-

ciencia. Cuando el transistor Q_1 se activa, tiene que conducir las corrientes de los inductores L_1 y L_2. Como resultado, a través del transistor Q_1 fluye una alta corriente de pico. Dado que el capacitor proporciona la transferencia de energía, también resulta alta la corriente de la componente ondulatoria del capacitor C_1. Este circuito requiere también de un capacitor e inductor adicional.

Ejemplo 9-7

El voltaje de entrada de un convertidor Cúk mostrado en la figura 9-15a es, V_s = 12 V. El ciclo de trabajo k = 0.25 y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia del filtro es L_2 = 150 μH y la capacitancia del filtro es C_2 = 220 μF. La capacitancia de transferencia de energía es C_1 = 200 μF y la inductancia L_1 = 180 μH. La corriente promedio de carga es I_a = 1.25 A. Determine (a) el voltaje promedio de salida V_a; (b) la corriente promedio de entrada I_s; (c) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_1, ΔI_1; (d) el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_1, ΔV_{c1}; (e) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_2, ΔI_2; (f) el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_2, ΔV_{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 μH, C_1 = 200 μF, L_2 = 150 μH, y C_2 = 220 μF.

(a) De la ecuación (9-76), $V_a = -0.25 \times 12/(1 - 0.25) = -4$ V.

(b) De la ecuación (9-77), $I_s = 1.25 \times 0.25/(1 - 0.25) = 0.42$ A.

(c) De la ecuación (9-80), $\Delta I_1 = 12 \times 0.25/(25{,}000 \times 180 \times 10^{-6}) = 0.67$ A.

(d) De la ecuación (9-86), $\Delta V_{c1} = 0.42 \times (1 - 0.25)/(25{,}000 \times 200 \times 10^{-6}) = 63$ mV.

(e) De la ecuación (9-83), $\Delta I_2 = 0.25 \times 12/(25{,}000 \times 150 \times 10^{-6}) = 0.8$ A.

(f) De la ecuación (9-87), $\Delta V_{c2} = 0.8/(8 \times 25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}) = 18.18$ mV.

(g) El voltaje promedio a través del diodo se puede determinar a partir de

$$V_{dm} = -kV_{c1} = -V_a k \frac{1}{-k} = V_a \tag{9-89}$$

En el caso de un circuito sin pérdidas, $I_{L2}V_{dm} = V_a I_a$, y el valor promedio de corriente en el inductor L_2 es

$$I_{L2} = \frac{I_a V_a}{V_{dm}} = I_a = 1.25 \text{ A} \tag{9-90}$$

Por lo tanto, la corriente pico del transistor es

$$I_p = I_s + \frac{\Delta I_1}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2} = 0.42 + \frac{0.67}{2} + 1.25 + \frac{0.8}{2} = 2.405 \text{ A}$$

9-7.5 Limitaciones de conversión en un paso

Los cuatro reguladores utilizan un solo transistor, que usa sólo la conversión en un paso, y requieren de inductores y capacitores para la transferencia de energía. Debido a la limitación de un solo transistor en el manejo de la corriente, la potencia de salida de estos reguladores es pequeña, típicamente de decenas de watts. A una corriente más alta, el tamaño de estos componentes aumenta, con mayores pérdidas en los componentes, y la eficiencia se reduce. Además, no hay aislamiento entre los voltajes de entrada y de salida, criterio altamente deseable en la mayor parte de las aplicaciones. Para aplicaciones de alta potencia, se utilizan conversiones multietapa, en las que un voltaje de cd es convertido mediante un inversor a ca. La salida de ca se aísla mediante un transformador, y a continuación se convierte a cd mediante rectificadores. Las conversiones en varias etapas se analizan en la sección 13-4.

Un circuito pulsador utiliza un tiristor de desactivación rápida como conmutador, y requiere de circuitería de conmutación para la desactivación. Existen varias técnicas mediante las cuales se puede desactivar un tiristor, mismas que se describen en detalle en el capítulo 7. Durante las primeras etapas de desarrollo de los tiristores de desactivación rápida, se han publicado varios circuitos de pulsadores. Los diferentes circuitos son el resultado de cumplir ciertos criterios: (1) la reducción del límite de tiempo mínimo activo, (2) una alta frecuencia de operación y (3) una operación confiable. Sin embargo, con el desarrollo de los dispositivos de conmutación alternos (es decir, transistores de potencia, GTO), se han limitado las aplicaciones de los circuitos pulsadores de tiristor a los niveles de alta potencia, en especial al control de los motores de tracción. Algunos de los circuitos pulsadores utilizados por los fabricantes de equipo de tracción se analizan en esta sección.

9-8.1 Pulsadores conmutados por impulso

El pulsador conmutado por impulso es un circuito muy común con dos tiristores, tal y como se muestra en la figura 9-16; también se conoce como *pulsador clásico*. Al principio de la operación, el tiristor T_2 se dispara lo que hace que el capacitor de conmutación C se cargue a través de la carga hasta el voltaje V_c, que debe ser el voltaje de alimentación V_s en el primer ciclo. La placa A se hace positiva con respecto a la placa B. La operación del circuito se puede dividir en cinco modos, los circuitos correspondientes equivalentes bajo condiciones de régimen permanente se muestran en la figura 9-17. Supondremos que la corriente de la carga se conserva constante en el valor pico I_m durante el proceso de conmutación. También definiremos de nuevo el origen de los tiempos, $t = 0$, en el principio de cada uno de los modos.

El modo 1 empieza con el disparo de T_1. La carga se conecta con la alimentación. El capacitor de conmutación C también invierte su carga a través del circuito inversor resonante formado por T_1, D_1 y L_m. La corriente resonante está dada por

$$i_r = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \operatorname{sen} \omega_m t \tag{9-91}$$

El valor pico de la corriente inversora resonante es

$$I_p = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \tag{9-92}$$

El voltaje del capacitor se determina a partir de

$$v_c(t) = V_c \cos \omega_m t \tag{9-93}$$

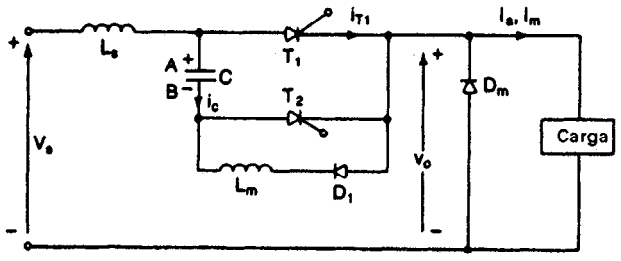


Figura 9-16 Pulsador conmutado por impulso.

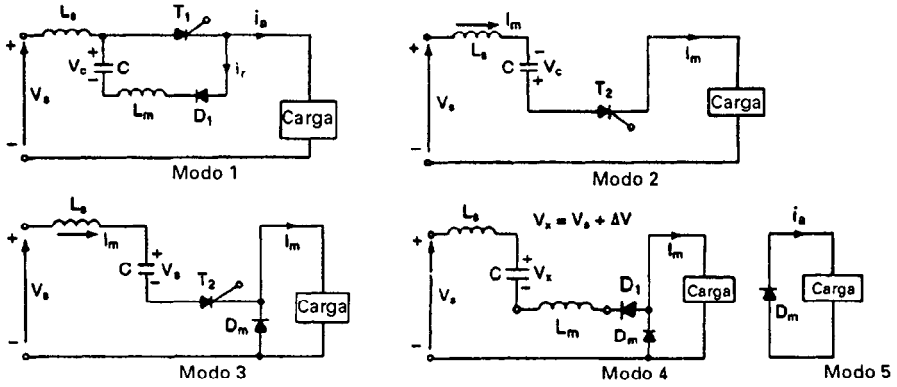


Figura 9-17 Circuitos equivalentes de los modos.

donde $\omega_m = 1/\sqrt{L_m C}$. Después del tiempo $t = t_r = \pi\sqrt{L_m C}$, el voltaje del capacitor se invierte a $-V_c$. Esto a veces se conoce como *la preparación de conmutación* del pulsador.

El modo 2 empieza cuando se dispara el tiristor de conmutación T_2. Un voltaje inverso V_c se aplica a través del tiristor principal y éste se desactiva. El capacitor C se descarga a través de la carga desde $-V_c$ hasta cero y este tiempo de descarga, que también se conoce como *tiempo de desactivación del circuito o tiempo disponible del circuito*, está dado por

$$t_{\text{off}} = \frac{V_c C}{I_m} \tag{9-94}$$

donde I_m es la corriente pico de la carga. El tiempo de desactivación del circuito t_{off} debe ser mayor que el tiempo de desactivación del tiristor, t_q. t_{off} varía con la corriente de la carga y debe ser diseñado para la condición de peor caso, que ocurre en el valor máximo de la corriente de carga y en el valor mínimo del voltaje del capacitor.

El tiempo requerido para que el capacitor se vuelva a cargar hasta el voltaje de alimentación se conoce como *tiempo de recarga* y está dado por

$$t_d = \frac{V_s C}{I_m} \tag{9-95}$$

Por lo tanto, el tiempo total necesario para que el capacitor se descargue y se vuelva a cargar se llama *tiempo de conmutación*, y es

$$t_c = t_{\text{off}} + t_d \tag{9-96}$$

Este modo termina en $t = t_c$ cuando el capacitor de conmutación C se vuelve a cargar en V_s y el diodo de marcha libre D_m empieza a conducir.

El modo 3 empieza cuando el diodo de marcha libre D_m empieza a conducir y la corriente de la carga se abate. La energía almacenada en la inductancia de la fuente L_s (además de cualquier otra inductancia dispersa en el circuito) se transfiere al capacitor. La corriente es

$$i_s(t) = I_m \cos \omega_s t \tag{9-97}$$

y el voltaje instantáneo del capacitor es

$$v_c(t) = V_s + I_m \sqrt{\frac{L_s}{C}} \operatorname{sen} \omega_s t \tag{9-98}$$

donde $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C}$. Después del tiempo $t = t_s = 0.5\,\pi\sqrt{L_s C}$, esta corriente de sobrecarga se convierte en cero y el capacitor se recarga hasta

$$V_x = V_s + \Delta V \tag{9-99}$$

donde ΔV y V_x son el sobrevoltaje y el voltaje pico del capacitor de conmutación, respectivamente. La ecuación (9-98) da el voltaje de sobrecarga como

$$\Delta V = I_m \sqrt{\frac{L_s}{C}} \tag{9-100}$$

El modo 4 empieza cuando se ha terminado la sobrecarga y la corriente de carga sigue abatiéndose. Es importante observar que este modo existe debido a que el diodo D_1 permite que continúe la oscilación resonante del modo 3 a través del circuito formado por D_m, D_1, C y la alimentación. Esto reducirá la carga del capacitor de conmutación C; la corriente de esta carga reducida a través del capacitor está dada por

$$i_c(t) = -\Delta V \sqrt{\frac{C}{(L_s + L_m)}} \operatorname{sen} \omega_u t \tag{9-101}$$

El voltaje del capacitor de conmutación es

$$v_c(t) = V_x - \Delta V(1 - \cos \omega_u t) \tag{9-102}$$

donde $\omega_u = 1/\sqrt{C(L_s + L_m)}$. Después del tiempo $t = t_u = \pi\sqrt{C(L_s + L_m)}$, la corriente de reducción de la carga se convierte en cero y el diodo D_1 deja de conducir. La ecuación (9-102) da el voltaje disponible de conmutación del capacitor como

$$V_c = V_x - 2\Delta V = V_s - \Delta V \tag{9-103}$$

Si no hay sobrecarga, tampoco habrá carga reducida.

El modo 5 empieza cuando termina el proceso de conmutación y la corriente de carga sigue abatiéndose a través del diodo D_m. Este modo termina cuando el tiristor principal se vuelve a disparar y comienza el siguiente ciclo. Las distintas formas de onda para las corrientes y los voltajes aparecen en la figura 9-18.

El voltaje promedio de salida del pulsador es

$$V_o = \frac{1}{T}\left[V_s kT + t_c \frac{1}{2}(V_c + V_s)\right] \tag{9-104}$$

Podría notarse de la ecuación (9-104) que incluso en $k = 0$ el voltaje de salida se convierte en

$$V_o(k = 0) = 0.5 f t_c (V_c + V_s) \tag{9-105}$$

Esto limita el voltaje mínimo de salida del pulsador. Sin embargo, el tiristor T_1 debe estar activo por un tiempo mínimo $t_r = \pi\sqrt{L_m C}$ para que la inversión de cargas del capacitor tenga lugar y t_r quede fijo para un diseño de circuito en particular. Por lo tanto, también quedan definidos el ciclo de trabajo mínimo y el voltaje mínimo de salida.

$$t_r = k_{\min} T = \pi\sqrt{L_m C} \tag{9-106}$$

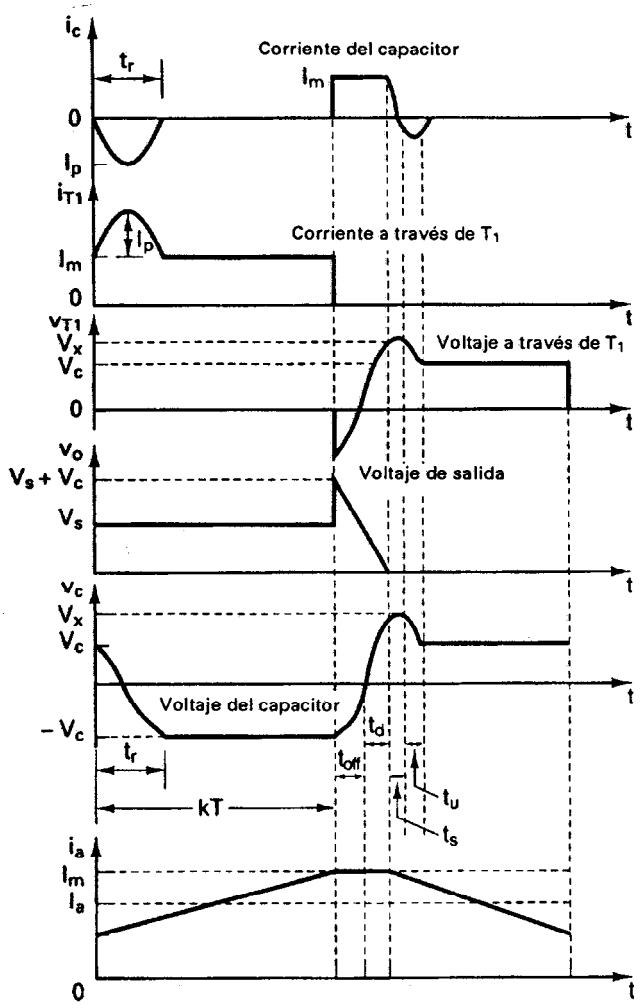


Figura 9-18 Formas de onda para el pulsador conmutado por impulso.

El ciclo de trabajo mínimo

$$k_{\text{mín}} = t_r f = \pi f \sqrt{L_m C} \tag{9-107}$$

El voltaje promedio mínimo de salida

$$\begin{aligned} V_{o(\text{mín})} &= k_{\text{mín}} V_s + 0.5 t_c (V_c + V_s) f \\ &= f[V_s t_r + 0.5 t_c (V_c + V_s)] \end{aligned} \tag{9-108}$$

Si se controla la frecuencia del pulsador, se puede variar el voltaje mínimo de salida $V_{o(\text{min})}$. Normalmente, $V_{o(\text{min})}$ está fijo por el requisito de diseño a un valor permisible.

El valor máximo del ciclo de trabajo también está limitado a fin de permitir que el capacitor de conmutación se descargue y se vuelva a cargar. El valor máximo de este ciclo de trabajo está

dado por

$$k_{\max}T = T - t_c - t_s - t_u \tag{9-109}$$

y

$$k_{\max} = 1 - \frac{t_c + t_s + t_u}{T}$$

El voltaje máximo de salida

$$V_{o(\max)} = k_{\max}V_s + 0.5t_c(V_c + V_s)f \tag{9-110}$$

Un pulsador ideal con tiristor no debe tener límite alguno en (1) el tiempo activo mínimo, (2) el tiempo activo máximo, (3) el voltaje de salida mínimo, y (4) la frecuencia máxima de pulsación. El tiempo de desactivación t_{off} debe ser independiente de la corriente de la carga. A una frecuencia mayor, las corrientes de la componente ondulatoria de la carga y la corriente armónica de la alimentación deberan hacerse más pequeñas. Además, se reduciría el tamaño del filtro de entrada.

Este circuito pulsador es muy sencillo y requiere de dos tiristores y un diodo. Sin embargo, el tiristor principal T_1 tiene que conducir la corriente resonante inversora, incrementando por lo tanto su especificación de corriente pico y limitando el voltaje de salida mínimo. El tiempo de carga y descarga del capacitor de conmutación dependen de la corriente de la carga, esto limita la operación en alta frecuencia, especialmente en condiciones de baja corriente de la carga. Este pulsador no puede probarse sin conectar la carga. Este circuito tiene muchas desventajas. Sin embargo, es un buen indicador de los problemas de la conmutación de tiristores.

Nota. El tiempo disponible de desactivación t_{off}, el tiempo de conmutación t_c y el sobrevoltaje dependen de la corriente pico de carga I_m y no del valor promedio I_a.

Ejemplo 9-8

Una carga altamente inductiva controlada por el pulsador de la figura 9-16 requiere de una corriente promedio $I_a = 425$ A con un valor pico de $I_m = 450$ A. El voltaje de entrada de la alimentación es $V_s = 20$ V. La frecuencia de pulsación es $f = 400$ Hz y el tiempo de desactivación del tiristor principal es $t_q = 18$ μs. Si la corriente pico a través del tiristor principal está limitada al 180% de I_m y la inductancia de la fuente (incluyendo una inductancia dispersa) es despreciable ($L_s = 0$), determine (a) la capacitancia de conmutación C, (b) la inductancia L_m, y (c) el voltaje de salida mínimo y máximo.

Solución $I_a = 425$ A, $I_m = 450$ A, $f = 400$ Hz, $t_q = 18$ μs y $L_s = 0$.

(a) De las ecuaciones (9-99), (9-100) y (9-103), el sobrevoltaje es $\Delta V = 0$ y $V_c = V_x = V_s = 220$ V. De la ecuación (9-94), el requisito de desactivación nos da

$$t_{\text{off}} = \frac{V_c C}{I_m} > t_q$$

y $C > I_m t_q / V_c = (450 \times 18/220) = 36.8$ μF. Hagamos que $C = 40$ μF.

(b) De la ecuación (9-92), la corriente resonante de pico

$$I_p = 1.8 \times 450 - 450 = 220\sqrt{\frac{40\ \mu\text{F}}{L_m}}$$

que nos da la inductancia $L_m = 14.94$ μH.

(c) A partir de la ecuación (9-94), el tiempo de descarga, $t_{\text{off}} = (220 \times 40)/450 = 19.56$ μs. De la ecuación (9-95), el tiempo de recarga, $t_d = (220 \times 40)/450 = 119.56$ μs. A partir de la ecua-

ción (9-96), el tiempo total, $t_r = 19.56 \times 2 = 39.12$ μs. De la ecuación (9-106), el tiempo de inversión resonante,

$$t_r = \pi[(14.94 \times 40) \times 10^{-12}]^{1/2} = 76.8 \text{ μs}$$

De la ecuación (9-107), el ciclo de trabajo mínimo, $k_{mín} = t_r f = 0.0307 = 3.07\%$. De la ecuación (9-108), el voltaje mínimo de salida

$$V_{o(mín)} = 0.0307 \times 220 + 0.5 \times 39.12 \times 10^{-6} \times 2 \times 220 \times 400 = 6.75 + 3.44 = 10.19 \text{ V}$$

Dado que no hay ninguna sobrecarga, tampoco habrá periodo de sobrecarga, y de reducción de la carga, $t_u = t_s = 0$. De la ecuación (9-109), el ciclo de trabajo máximo, $k_{máx} = 1 - (t_c + t_u + t_s)f = 0.984$; y de la ecuación (9-110), el voltaje máximo de salida,

$$V_{o(máx)} = 0.984 \times 220 + 0.5 \times 39.12 \times 10^{-6} \times 2 \times 220 \times 400 = 216.48 + 3.44 = 219.92 \text{ V}$$

9-8.2 Efectos de las inductancias de la alimentación y de la carga

La inductancia de la alimentación juega un papel importante en la operación del pulsador, a fin de limitar el voltaje transitorio a un nivel aceptable, esta inductancia deberá ser tan pequeña como sea posible. Resulta evidente de la ecuación (9-100) que el capacitor de conmutación se sobrecarga debido a la inductancia de la alimentación L_s, y que los dispositivos semiconductores estarán sujetos a este voltaje de capacitor. Si no se puede garantizar el valor mínimo de la inductancia de alimentación, se requerirá de un filtro de entrada. En los sistemas prácticos, siempre existe la inductancia dispersa y su valor depende del tipo de alambrado y de la disposición física de los componentes. Por lo tanto, en la ecuación (9-100), L_s tiene un valor finito y el capacitor siempre se sobrecarga.

Debido a la inductancia L_s y al diodo D_1 de la figura 9-16, también el capacitor se queda por debajo de la carga, esto puede causar problemas de conmutación al pulsador. La ecuación (9-20) indica que la corriente de la componente ondulatoria de la carga es una función inversa de la inductancia de la misma y de la frecuencia de pulsación. De ahí que la corriente pico de la carga sea dependiente de su componente inductiva. Por lo tanto, los rendimientos del pulsador también quedan influidos por la inductancia de la carga. Normalmente, a fin de limitar la corriente de la componente ondulatoria, se conecta una inductancia suavizadora en serie con la carga.

Ejemplo 9-9

Si la alimentación del ejemplo 9-8 tiene una inductancia $L_s = 4$ μH, determine (a) el voltaje pico del capacitor V_x, (b) el tiempo de desactivación disponible t_{off}, y (c) el tiempo de conmutación t_c.

Solución $I_a = 425$ A, $I_m = 450$ A, $V_s = 220$ V, $f = 400$ Hz, $t_q = 18$ μs, $L_s = 4$ μH, y $C = 40$ μF.

(a) De la ecuación (9-100), el sobre voltaje $\Delta V = 450 \times \sqrt{4/40} = 142.3$ V. De la ecuación (9-99), el pico del capacitor $V_x = 220 + 142.3 = 362.3$ V, y de la ecuación (9-103), el voltaje disponible de conmutación, $V_c = 220 - 142.3 = 77.7$ V.

(b) De la ecuación (9-94), el tiempo de desactivación disponible, $t_{off} = (77.7 \times 40)/450 = 6.9$ μs.

(c) De la ecuación (9-95), el tiempo de recarga, $t_d = (220 \times 40)/450 = 19.56$ μs, y de la ecuación (9-96), el tiempo de conmutación $t_c = 6.0 + 19.56 = 26.46$ μs.

Nota. El requisito de desactivación del tiristor principal es 18 μs, en tanto que el tiempo de desactivación disponible es únicamente 6.9 μs. Por lo tanto ocurrirá una falla de conmutación.

9-8.3 Pulsadores de tres tiristores conmutados por impulso

El problema de la carga reducida se puede remediar reemplazando el diodo D_1 por el tiristor T_3, tal y como aparece en la figura 9-19. En un buen pulsador, el tiempo de conmutación, t_c, idealmente deberá ser independiente de la corriente de carga. Si se añade un diodo antiparalelo D_f a través del tiristor principal, puede lograrse que t_c sea menos dependiente de la corriente de carga, como lo muestran las líneas punteadas en la figura 9-19. En la figura 9-20 aparece una versión modificada del circuito, en la que, mediante el disparo del tiristor T_3, se lleva a cabo la inversión de la carga del capacitor en forma independiente del tiristor principal T_1. Existen cuatro modos posibles y sus circuitos equivalentes se muestran en la figura 9-21.

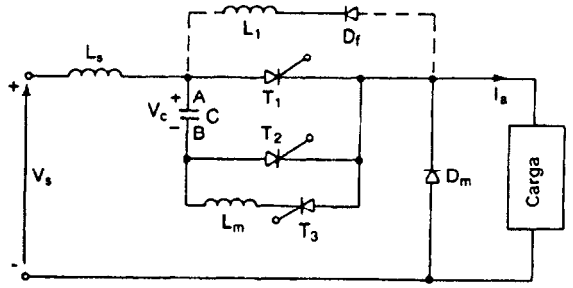


Figura 9-19 Pulsador de tres tiristores conmutado por impulso.

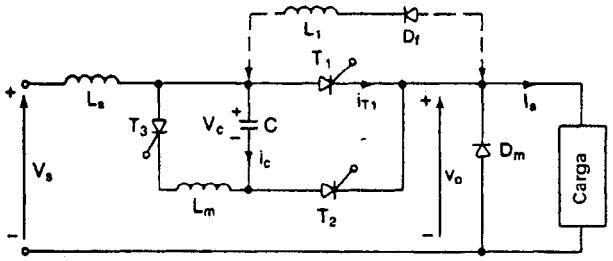


Figura 9-20 Pulsador conmutado por impulso con inversión independiente de la carga.

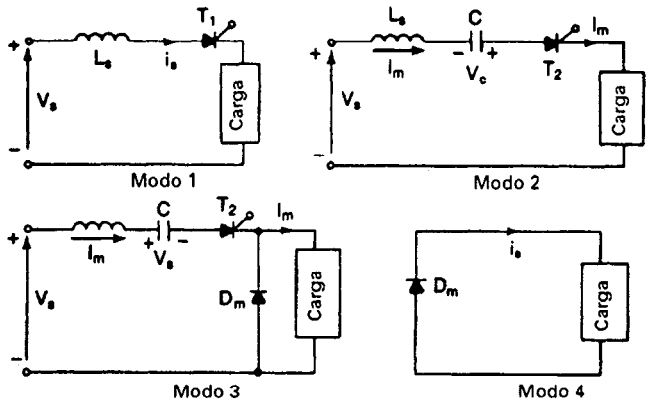


Figura 9-21 Circuitos equivalentes.

El modo 1 inicia con el disparo del tiristor principal T_1 y la carga queda conectada a la alimentación. Para invertir la carga del capacitor C, el tiristor T_3 puede dispararse al mismo tiempo que T_1. Si esta inversión de la carga se hace en forma independiente, el voltaje mínimo de salida no se limitará debido a la inversión resonante, como en el caso del pulsador clásico de la figura 9-16.

El modo 2 principia con el disparo del tiristor de conmutación T_2, y el capacitor se descarga y se recarga a través de la carga, a una velocidad que queda determinada por la corriente en la misma.

El modo 3 inicia cuando el capacitor es recargado al voltaje de alimentación, y el diodo de marcha libre D_m inicia su conducción. Durante este modo, el capacitor se sobrecarga debido a la energía almacenada en la inductancia de la alimentación, L_s, y la corriente de la carga se abate a través de D_m. Este modo termina cuando la corriente de sobrecarga se reduce a cero.

El modo 4 empieza cuando el tiristor T_2 deja de conducir. El diodo de marcha libre D_m continúa conduciendo y la corriente de carga continúa abatiéndose.

Todas las ecuaciones para el pulsador clásico, excepto (9-101), (9-102) y (9-103), son válidas para este tipo de pulsador. El modo 4 del pulsador clásico no es aplicable. El voltaje de conmutación disponible

$$V_c = V_x = V_s + \Delta V \tag{9-111}$$

Para el pulsador de la figura 9-20, la inversión resonante es independiente del tiristor principal y el tiempo mínimo activo del pulsador no está limitado. Sin embargo, el tiempo de conmutación es dependiente de la corriente de la carga y la operación en alta frecuencia está limitada. El circuito del pulsador no se puede probar sin conectar la carga.

9-8.4 Pulsadores de pulso resonante

En la figura 9-22 se muestra un pulsador de pulso resonante. En cuanto se cierra la alimentación, el capacitor se conecta a un voltaje V_c a través de L_m, D_1 y la carga. La operación del circuito se puede dividir en seis modos y los circuitos equivalentes aparecen en la figura 9-23. Las formas de onda de las corrientes y voltajes aparecen en la figura 9-24. En el análisis siguiente, redefiniremos el origen de los tiempos $t = 0$ al principio de cada uno de los modos.

El modo 1 inicia con el disparo del tiristor principal T_1 y la alimentación se conecta con la carga. Este modo es válido para $t = kT$.

El modo 2 se inicia cuando se dispara el tiristor de conmutación T_2. El capacitor de conmutación invierte su carga a través de C, L_m y T_2.

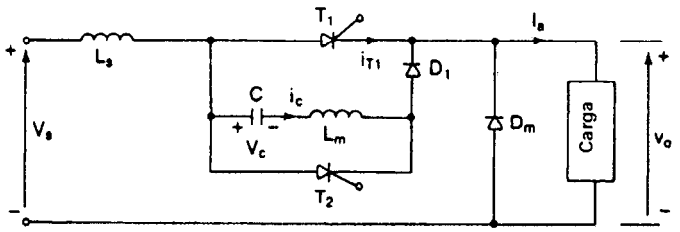


Figura 9-22 Pulsador de pulso resonante.

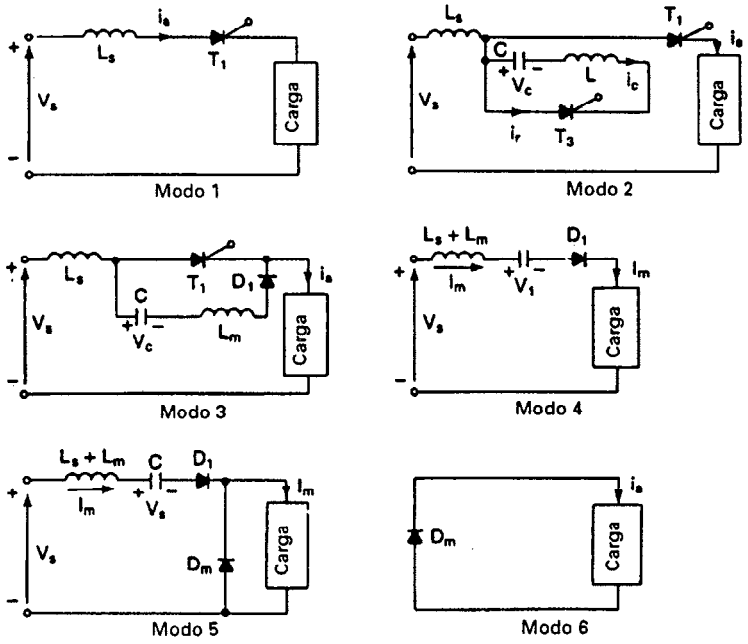


Figura 9-23 Circuitos equivalentes para los modos.

La corriente inversa está dada por

$$i_r = -i_c = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \operatorname{sen} \omega_m t = I_p \operatorname{sen} \omega_m t \tag{9-112}$$

y el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = V_c \cos \omega_m t \tag{9-113}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{L_m C}$. Después del tiempo $t = t_r = \pi\sqrt{L_m C}$, el voltaje del capacitor se invierte a $-V_c$. Sin embargo, continúa la oscilación resonante a través del diodo D_1 y de T_1. La corriente de pico resonante, I_p, debe ser mayor que la corriente de carga I_m y el circuito se diseña normalmente para una relación $I_p/I_m = 1.5$.

El modo 3 empieza cuando T_2 es autoconmutado y el capacitor se descarga debido a la oscilación resonante a través del diodo D_1 y T_1. Este modo termina cuando la corriente del capacitor se eleva al nivel de I_m. Si suponemos que la corriente del capacitor se eleva en forma lineal desde cero hasta I_m y que la corriente del tiristor T_1 cae desde I_m hasta 0 en el tiempo t_x, la duración de este modo es

$$t_x = \frac{L_m I_m}{V_c} \tag{9-114}$$

y el voltaje del capacitor se abate a

$$V_1 = V_c - \frac{t_x I_m}{2C} = V_c - \frac{L_m I_m^2}{2CV_c} \tag{9-115}$$

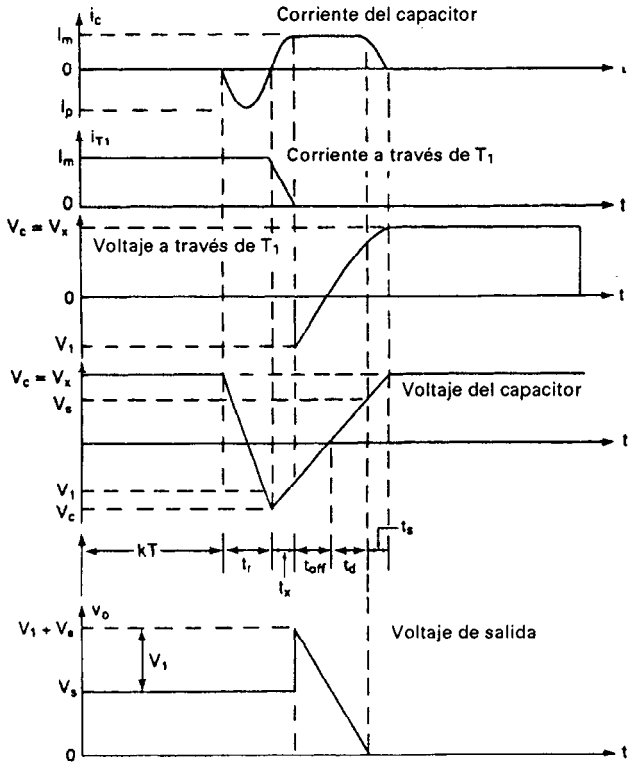


Figura 9-24 Formas de onda del pulsador.

El modo 4 empieza cuando la corriente a través de T_1 cae hasta cero. El capacitor continúa descargándose a una velocidad determinada por la corriente pico de la carga. El tiempo de desactivación disponible, es

$$t_{\text{off}} = \frac{V_1 C}{I_m} \tag{9-116}$$

El tiempo requerido para que el capacitor se vuelva a cargar al voltaje de alimentación,

$$t_d = \frac{V_s C}{I_m} \tag{9-117}$$

El tiempo total de descarga y recarga al voltaje de alimentación V_s es $t_c = t_{\text{off}} + t_d$.

El modo 5 empieza al iniciar la conducción del diodo de marcha libre D_m la corriente de carga se abate a través de D_m. La energía almacenada en la inductancia L_m y en la inductancia de la alimentación L_s se transfiere al capacitor C. Después del tiempo $t_s = \pi\sqrt{(L_s + L_m)C}$, la corriente de sobrecarga se convierte en cero y el capacitor se recarga a

$$V_x = V_s + \Delta V \tag{9-118}$$

donde

$$\Delta V = I_m \sqrt{\frac{L_m + L_s}{C}} \tag{9-119}$$

El modo 6 inicia cuando la sobrecarga está completa y el diodo D_1 se desactiva. La corriente de carga sigue abatiéndose hasta que se vuelve a activar el tiristor principal en el ciclo siguiente. En la condición de régimen permanente, $V_c = V_x$. El voltaje promedio de salida está dado por

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T}[V_s kT + V_s(t_r + t_x) + 0.5t_c(V_1 + V_s)] \\ &= V_s k + f[(t_r + t_x)V_s + 0.5t_c(V_1 + V_s)] \end{aligned} \tag{9-120}$$

Aunque el circuito no tiene ninguna restricción sobre el valor mínimo del ciclo de trabajo k, en la práctica, el valor de k no puede ser cero. El valor máximo de k es

$$k_{\max} = 1 - (t_r + t_x + t_c)f \tag{9-121}$$

Debido a la conmutación por pulso resonante, el *di/dt* inverso del tiristor T_1 queda limitado por el inductor L_m, esto también se conoce como *conmutación suave*. La inversión resonante es independiente del tiristor T_1. Sin embargo, la inductancia, L_m, sobrecarga al capacitor C y, por lo que las especificaciones de voltaje de los componentes deberán ser mayores. Una vez disparado el tiristor T_2, el capacitor tiene que invertir su carga antes de desactivar al tiristor T_1. Existe un retraso inherente en la conmutación que limita el tiempo activo mínimo del pulsador. El tiempo de conmutación t_c es dependiente de la corriente de la carga.

Ejemplo 9-10

Una carga altamente inductiva controlada por el pulsador de la figura 9-22 requiere de una corriente promedio $I_a = 425$ A con un valor pico $I_m = 450$ A. El voltaje de alimentación $V_s = 220$ V. La frecuencia de pulsación $f = 400$ Hz, la inductancia de conmutación $L_m = 8$ μH, y la capacitancia de conmutación $C = 40$ μF. Si la inductancia de la fuente (incluyendo la inductancia dispersa) es $L_s = 4$ μH, determine (a) la corriente resonante pico I_p, (b) el voltaje de carga pico V_x, (c) el tiempo de desactivación t_{off}, y (d) el voltaje de salida mínimo y máximo.

Solución El tiempo de inversión $t_r = \pi\sqrt{8 \times 40} = 56.2$ μs. De la ecuación (9-119), el sobrevoltaje $\Delta V = 450\sqrt{(8 + 4)/40} = 246.5$ V y de la ecuación (9-118), el voltaje pico del capacitor $V_c = V_x = 220 + 246.5 = 466.5$ V.

(a) De la ecuación (9-112), $I_p = 466.5\sqrt{40/8} = 1043.1$ A.

(b) De la ecuación (9-114), $t_x = 8 \times 450/466.5 = 7.72$ μs y de la ecuación (9-115), el voltaje pico de la carga

$$V_1 = 466.5 - \frac{8 \times 450 \times 450}{2 \times 40 \times 466.5} = 423.1 \text{ V}$$

(c) De la ecuación (9-116), el tiempo de desactivación $t_{off} = 423.1 \times 40/450 = 37.6$ μs.

(d) De la ecuación (9-117), $t_d = 220 \times 40/450 = 19.6$ μs y $t_c = 37.6 + 19.6 = 57.2$ μs. De la ecuación (9-121), el ciclo de trabajo máximo

$$k_{\text{máx}} = 1 - (56.2 + 7.72 + 57.2) \times 400 \times 10^{-6} = 0.952$$

Para $k = k_{max}$, la ecuación (9-120) nos da el voltaje de salida máximo

$$V_{o(máx)} = 220 \times 0.952 + 400 \times [(56.2 + 7.72) \times 220 + 0.5 \times 57.2 \times (423.1 + 220)] \times 10^{-6} = 209.4 + 12.98 = 222.4 \text{ V}$$

El voltaje mínimo de salida (para $k = 0$) $V_{o(mín)} = 12.98$ V.

9-9 DISEÑO DE UN CIRCUITO PULSADOR

El requisito principal para el diseño de los circuitos de conmutación es proporcionar un tiempo adecuado de desactivación, a fin de poder desconectar el tiristor principal. Los análisis de las ecuaciones del modo correspondiente al pulsador clásico de la sección 9-8.1 y del pulsador por pulso resonante de la sección 9-8.4 muestran que los tiempos de desactivación dependen del voltaje del capacitor de conmutación V_c.

Resulta mucho más sencillo diseñar el circuito de conmutación si la inductancia de la alimentación se puede despreciar o si la corriente de la carga no es alta. Pero en el caso de una corriente más alta en la carga, las inductancias dispersas, siempre presentes en los sistemas reales, juegan un papel significativo en el diseño del circuito, dado que la energía almacenada en la inductancia del circuito aumenta con el cuadrado de la corriente pico de la carga. La inductancia de la alimentación convierte las ecuaciones de diseño en ecuaciones no lineales y se requiere de un método iterativo de solución a fin de determinar los componentes de la conmutación. Los esfuerzos que imponen los voltajes sobre los dispositivos de potencia dependen de la inductancia de la fuente y de la corriente de la carga.

No existen reglas fijas para el diseño de los circuitos pulsadores y el diseño varía según el tipo de circuito utilizado. El diseñador tiene un amplia gama de opciones y su decisión con respecto a la corriente pico de inversión resonante y el voltaje pico permisible del circuito influye en los valores de los componentes L_mC. Las especificaciones de voltaje y de corriente de los componentes y dispositivos L_mC tienen límites mínimos, pero la selección real de los componentes y dispositivos queda en manos del diseñador y se basan en consideraciones de precio, disponibilidad y margen de seguridad. En general, el diseño incluye los siguientes pasos:

1. Identificar los modos de operación del circuito pulsador.
2. Determinar los circuitos equivalentes para los diversos modos.
3. Determinar las corrientes y voltajes de estos modos y sus formas de onda.
4. Evaluar los valores de los componentes de conmutación L_mC que satisfarán los límites del diseño.
5. Determinar los requisitos de especificación de voltaje de todos los componentes y dispositivos.

Podemos notar, de la ecuación (9-7), que el voltaje de salida contiene armónicas. Es posible conectar un filtro de tipo C, LC, o L, a fin de reducir las armónicas de salida. Las técnicas para el diseño del filtro son similares a las de los ejemplos 3-21 y 5-14.

En la figura 9-25a aparece un pulsador con una carga altamente inductiva. Se considera despreciable la componente ondulatoria de la corriente de la carga ($\Delta I = 0$). Si la corriente promedio de la carga es I_a, la corriente pico de la carga es $I_m = I_a + \Delta I = I_a$. La corriente de entrada, que es

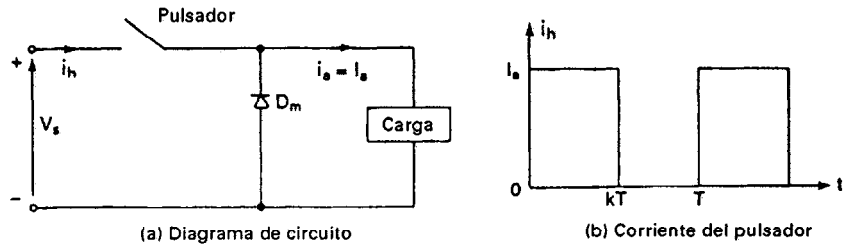


Figura 9-25 Forma de onda de la corriente de entrada de un pulsador.

de forma pulsante, tal y como se ve en la figura 9-25b, contiene armónicas y puede expresarse en una serie de Fourier, como

$$i_{nh}(t) = kI_a + \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} \text{sen } 2n\pi k \cos 2n\pi ft$$

$$+ \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \text{ sen } 2n\pi ft \qquad (9\text{-}122)$$

La componente fundamental ($n = 1$) de la corriente armónica generada por el pulsador en el lado de la entrada está dada por

$$i_{1h}(t) = \frac{I_a}{\pi} \text{sen } 2\pi k \cos 2\pi ft + \frac{I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k) \text{ sen } 2\pi ft \qquad (9\text{-}123)$$

En la práctica, es común conectar un filtro de entrada como el que se muestra en la figura 9-26, a fin de filtrar las armónicas generadas por el pulsador en la línea de alimentación. En la figura 9-27 aparece el circuito equivalente para las corrientes armónicas generadas por el pulsador, el valor rms de la componente armónica de orden n en la alimentación se puede calcular a partir de

$$I_{ns} = \frac{1}{1 + (2n\pi f)^2 L_e C_e} I_{nh} = \frac{1}{1 + (nf/f_0)^2} I_{nh} \qquad (9\text{-}124)$$

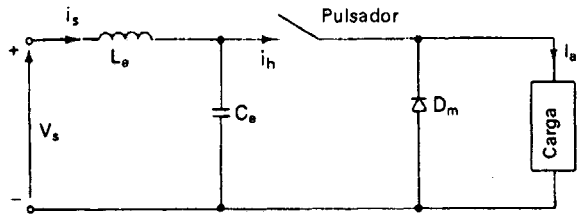


Figura 9-26 Pulsador con pulso de entrada.

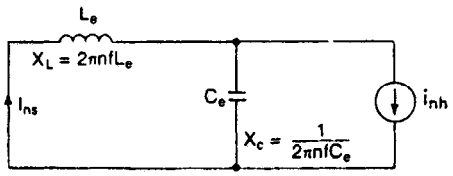


Figura 9-27 Circuito equivalente para las corrientes armónicas.

donde f es la frecuencia de pulsación y $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_eC_e}$ es la frecuencia resonante del filtro. Si $(f/f_0)>>1$, que es el caso más común, la corriente de la armónica n en la alimentación se convierte en

$$I_{ns} = I_{nh}\left(\frac{f_0}{nf}\right)^2 \tag{9-125}$$

Una alta frecuencia de pulsación reduce el tamaño de los elementos del filtro de entrada. Pero las frecuencias de las armónicas generadas por el pulsador también se incrementan en la línea de alimentación, esto puede causar problemas de interferencia con las señales de control y de comunicaciones.

Si la fuente tiene algunas inductancias, L_s, y el interruptor del pulsador está activado, como se ve en la figura 9-1a, se almacenará una cantidad de energía en la inductancia de la fuente o de la alimentación. Si se intenta desactivar el interruptor pulsador, los dispositivos semiconductores de potencia podrían dañarse, debido al voltaje inducido resultante de esta energía almacenada. El filtro de entrada LC proporciona la fuente de baja impedancia para la acción del pulsador.

Ejemplo 9-11

Es necesario diseñar el pulsador conmutado por impulso del circuito de la figura 9-19. Dicho pulsador opera a partir de un voltaje de operación $V_s = 220$ V y la corriente pico de la carga es $I_m = 440$ A. El voltaje mínimo de salida deberá ser menor que el 5% de V_s, la corriente pico resonante deberá limitarse al 80% de I_m, el requisito del tiempo de desactivación es $t_{off} = 25$ μs, y la inductancia de la alimentación es $L_s = 4$ μH. Determine (a) los valores de los componentes L_mC, (b) la frecuencia de pulsación máxima permisible y (c) las especificaciones de todos los componentes y dispositivos. Suponga despreciable la corriente de la componente ondulatoria de la carga.

Solución $V_s = 220$ V, $I_m = 440$ A, $t_{off} = 25$ μs, $L_s = 4$ μH, y $V_{o(min)}$ $0.05 \times 220 = 11$ V. Las formas de onda para los distintos corrientes y voltajes del capacitor aparecen en la figura 9-28.

(a) De las ecuaciones (9-94), (9-99) y (9-100), el tiempo de desactivación es

$$t_{off} = \frac{V_cC}{I_m} = \left(V_s + I_m\sqrt{\frac{L_s}{C}}\right)\frac{C}{I_m} = \frac{V_sC}{I_m} + \sqrt{L_sC}$$

es decir,

$$\left(t_{off} - \frac{V_sC}{I_m}\right)^2 = t_{off}^2 + \left(\frac{V_sC}{I_m}\right)^2 - \frac{2V_sCt_{off}}{I_m} = L_sC$$

Si sustituimos los valores numéricos, $0.25C^2 - 29C + 625 = 0$ y $C = 87.4$ μF o 28.6 μF. Escojamos el valor más pequeño, $C = 28.6$ μF, y dejemos que $C = 30$ μF.

(b) De la ecuación (9-100), el sobrevoltaje $\Delta V = 440\sqrt{4/30} = 160$ V, y de la ecuación (9-99) el voltaje del capacitor $V_c = V_x = 220 + 160 = 380$ V. A partir de la ecuación (9-92), la corriente resonante de pico

$$I_p = 380\sqrt{\frac{30}{L_m}} = 0.8 \times 440 = 352 \qquad \text{o} \qquad L_m = 34.96\ \mu\text{H}$$

Supongamos que $L_m = 35$ μH; entonces el tiempo de inversión, $t_r = \pi\sqrt{35} \times 60 = 101.8$ μs. De la ecuación (9-94), el tiempo de desactivación $t_{off} = 380 \times 30/440 = 25.9$ μs, y de la ecuación (9-95), $t_d = 220 \times 30/440 = 15$ μs. De la ecuación (9-96), el tiempo de conmutación $t_c = 25.9 + 15 = 40.9$ μs. La frecuencia de pulsación se puede determinar a partir de la condición de voltaje mínimo que satisfaga a la ecuación (9-108):

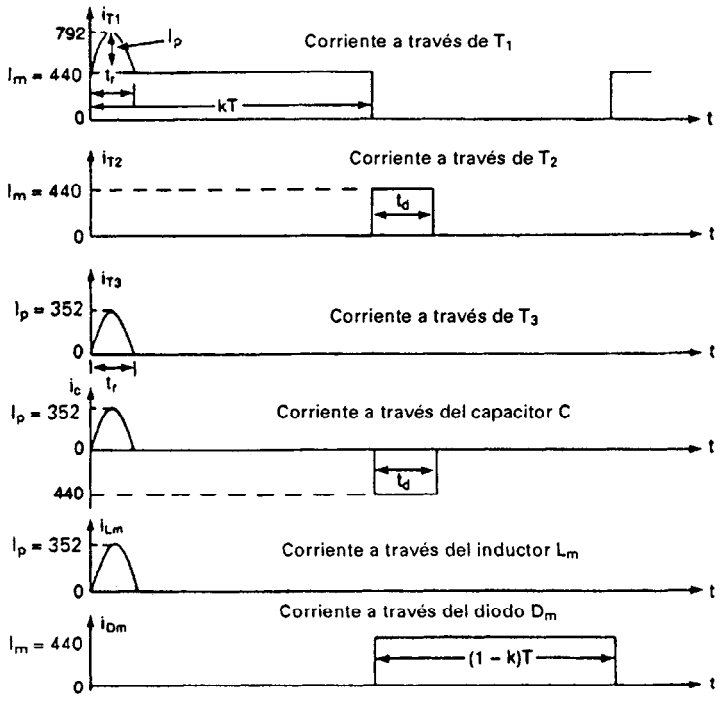


Figura 9-28 Formas de onda para el ejemplo 9-11.

$$11 = f[220 \times 101.8 + 0.5 \times 40.9 \times (380 + 220)] \times 10^{-6} \text{ or } f = 317 \text{ Hz}$$

La frecuencia máxima de pulsación es $f = 317$ Hz; dejemos que $f = 300$ Hz.

(c) Llegado a este punto tenemos toda la información necesaria para determinar las especificaciones.

T_1: La corriente promedio $I_{\text{prom.}} = 440$ A (si suponemos un ciclo de trabajo, $k \cong 1$).
La corriente pico $I_p = 440 + 0.8 \times 440 = 792$ A.
La corriente rms máxima debida a la carga $I_{r1} = 440$ A.
La corriente rms debida a la inversión resonante

$$I_{r2} = 0.8 \times 440 \sqrt{t_r f/2} = 0.352 \sqrt{101.8 \times 300/2} = 43.5 \text{ A}$$

La corriente rms efectiva $I_{\text{rms}} = (440^2 + 43.5)^{1/2} = 442.14$ A.

T_s: La corriente pico $I_p = 440$ A.
La corriente rms $I_{\text{rms}} = 440\sqrt{ft_c} = 0.44\sqrt{300 \times 40.9} = 48.7$ A.
La corriente promedio $I_{\text{prom.}} = I_p t_c f = 440 \times 40.9 \times 300 \times 10^{-6} = 5.4$ A.

T_3: La corriente pico $I_p = 0.8 \times 440 = 352$ A.
La corriente rms $I_{\text{rms}} = I_p\sqrt{ft_r/2} = 0.352\sqrt{101.8 \times 300/2} = 43.5$ A.
La corriente promedio

$$I_{\text{prom}} = 2I_p f t_r/\pi = 2 \times 352 \times 300 \times 101.8 \times 10^{-6}/\pi = 6.84 \text{ A}$$

C: El valor de la capacitancia $C = 30$ μF.
El voltaje pico a pico $V_{pp} = 2 \times 380 = 760$ V.

La corriente pico $I_p = 440$ A.
La corriente rms $I_{rms} = (48.7^2 + 43.5^2)^{1/2} = 65.3$ A.

L_m: La corriente pico $I_p = 352$ A.
La corriente rms $I_{rms} = 43.5$ A.

D_m: La corriente promedio $I_{prom.} = 440$ A (si suponemos un ciclo de trabajo, $k \cong 0$).
La corriente rms $I_{rms} = 440$ A.
La corriente pico $I_p = 440$ A.

Nota. Debido a la inversión resonante a través del tiristor principal, las especificaciones de corriente rms efectivas y las pérdidas se incrementarán. En el proceso de inversión se puede evitar el tiristor principal, como en la figura 9-20. Si V_s varía entre $V_{s(mín)}$ y $V_{s(máx)}$, y L_s varía entre $L_{s(mín)}$ y $L_{s(máx)}$, entonces $V_{s(mín)}$ y $L_{s(mín)}$ deben utilizarse para calcular los valores de L_m y de C. $V_{s(máx)}$ y $L_{s(máx)}$ deberán utilizarse para determinar las especificaciones de los componentes y los dispositivos.

Ejemplo 9-12

Es necesario diseñar un circuito pulsador de pulso resonante, como el de la figura 9-22, que opere a partir de un voltaje de alimentación $V_s = 220$ V y una corriente de carga pico $I_m = 440$ A. La corriente resonante de pico debe limitarse al 150 % de I_m; el requisito del tiempo de desactivación $t_{off} = 25$ μs, y la inductancia de la alimentación $L_s = 4$ μH. Determine (a) los valores de los componentes L_mC, (b) el voltaje sobrecargado ΔV, y (c) el voltaje de conmutación disponible V_c.

Solución $I_m = 440$ A, $I_p = 1.5 \times 440 = 660$ A, $L_s = 4$ μH, $t_{off} = 25$ μs, y $V_s = 220$ V. De las ecuaciones (9-115) y (9-116), el tiempo de desactivación está dado por

$$t_{off} = \frac{V_c C}{I_m} - \frac{L_m I_m}{2V_c}$$

De la ecuación (9-112), la corriente resonante pico $I_p = V_c\sqrt{C/L_m}$. De las ecuaciones (9-118) y (9-119), el voltaje del capacitor,

$$V_c = V_x = V_s + I_m \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C}}$$

Si sustituimos $V_c = I_p\sqrt{L_m/C}$, obtenemos el valor de t_{off} como

$$t_{off} = \sqrt{CL_m}\left(\frac{I_p}{I_m} - \frac{I_m}{2I_p}\right) = \sqrt{CL_m}\left(x - \frac{1}{2x}\right) \qquad (9\text{-}126)$$

donde $x = I_p/I_m$. Si sustituimos V_c en $I_p = V_c\sqrt{C/L_m}$ obtenemos

$$I_p = \sqrt{\frac{C}{L_m}}\left(V_s + I_m \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C}}\right) = V_s \sqrt{\frac{C}{L_m}} + I_m \sqrt{1 + \frac{L_s}{L_m}} \qquad (9\text{-}127)$$

Si resolvemos $\sqrt{CL_m}$ a partir de la ecuación (9-127) y lo sustituimos en la ecuación (9-126), obtenemos

$$t_{off} = \frac{L_m I_m}{V_s}\left(x - \sqrt{1 + \frac{L_s}{L_m}}\right)\left(x - \frac{1}{2x}\right) \qquad (9\text{-}128)$$

que se puede resolver en función de L_m mediante método iteractivo, en el que L_m se incrementa en pequeñas cantidades hasta obtenerse el valor deseado de t_{off}. Una vez determinado L_m, se puede calcular C a partir de la ecuación (9-126).

Encuentre los valores de L_m y de C que satisfagan las condiciones de t_{off} y de I_p. Un método iterativo de solución nos da

(a) $L_m = 25.29\ \mu H$, $C = 18.16\ \mu F$.
(b) $\Delta V = 558.86$ V.
(c) $V_c = 220 + 558.86 = 778.86$ V, y la ecuación (9-115) da $V_1 = 605.63$ V.

Nota. Para $L_s = 0$, $L_m = 21.43\ \mu H$, $C = 21.43\ \mu F$, $V = 440$ V, $V_c = 660$ V y $V_1 = 513.33$ V.

Ejemplo 9-13

Una carga altamente inductiva está alimentada por un pulsador. La corriente promedio de la carga es $I_a = 100$ A y la corriente de la componente ondulatoria en la misma se puede considerar despreciable ($\Delta I = 0$). Se instala un filtro de entrada simple LC con $L_e = 0.3$ mH y $C_e = 4500\ \mu F$. Si se opera el pulsador a la frecuencia de 350 Hz y con un ciclo de trabajo de 0.5, determine el valor rms máximo de la componente fundamental de la corriente armónica generada por el pulsador en la línea de alimentación.

Solución Para $I_a = 100$ A, $f = 350$ Hz, $k = 0.50$, $C_e = 4500\ \mu F$, y $L_e = 0.3$ mH, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_e L_e}) = 136.98$ Hz. La ecuación (9-123) se puede escribir como

$$I_{1h}(t) = A_1 \cos 2\pi ft + B_1 \operatorname{sen} 2\pi ft$$

donde $A_1 = (I_a/\pi) \operatorname{sen} 2\pi k$ y $B_1 = (I_a/\pi)(1 - \cos 2\pi k)$. La magnitud pico de esta corriente se calcula a partir de

$$I_{ph} = (A_1^2 + B_1^2)^{1/2} = \frac{\sqrt{2}\, I_a}{\pi} (1 - \cos 2\pi k)^{1/2}$$

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 esto se hace máximo en $k = 0.5$. La componente fundamental de la corriente armónica generada por el pulsador en la alimentación se puede calcular a partir de la ecuación (9-124) y está dada por

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + (f/f_0)^2} I_{1h} = \frac{45.02}{1 + (350/136.98)^2} = 5.98 \text{ A}$$

Si $f/f_0 >> 1$, la corriente armónica en la alimentación se convierte en aproximadamente

$$I_{1s} = I_{1h} \left(\frac{f_0}{f}\right)^2$$

Ejemplo 9-14

Un pulsador reductor se muestra en la figura 9-29. El voltaje de entrada es $V_s = 110$ V, el voltaje promedio de la carga es $V_a = 60$ V, y la corriente promedio en la misma es $I_a = 20$ A. La frecuencia de pulsación es $f = 20$ kHz. Las componentes ondulatorias pico a pico son 2.5% del voltaje de carga, 5% de la corriente de carga, y 10% de la corriente L_e del filtro. (a) Determine los valores de L_e, L y C_e. Utilice PSpice (b) para verificar los resultados mediante la gráfica del el voltaje instantáneo del capacitor v_c y la corriente instantánea de la carga i_L, 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 = .7371, CJC = 3.638P, CJE = 4.493P, TR = 239.5N, TF = 301.2P, y los correspondientes al diodo son IS = 2.2E–15, BV = 1800 V, TT = 0.

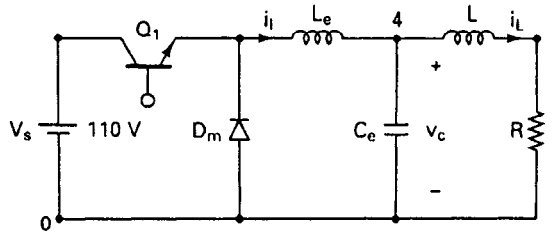


Figura 9-29 Pulsador reductor.

Solución $V_s = 110$ V, $V_a = 60$ V, $I_a = 20$ A.

$$\Delta V_c = 0.025 \times V_a = 0.025 \times 60 = 1.5 \text{ V}$$

$$R = \frac{V_a}{I_a} = \frac{60}{20} = 3\ \Omega$$

De la ecuación (9-34),

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{60}{110} = 0.5455$$

De la ecuación (9-35),

$$I_s = kI_a = 0.5455 \times 20 = 10.91 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 0.05 \times I_a = 0.05 \times 20 = 1 \text{ A}$$

$$\Delta I = 0.1 \times I_a = 0.1 \times 20 = 2 \text{ A}$$

(a) De la ecuación (9-37), obtenemos el valor de L_e:

$$L_e = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} = \frac{60 \times (110 - 60)}{2 \times 20 \text{ kHz} \times 110} = 681.82\ \mu\text{H}$$

De la ecuación (9-37), obtenemos el valor de C_e:

$$C_e = \frac{\Delta I}{V_c \times 8f} = \frac{2}{1.5 \times 8 \times 20 \text{ kHz}} = 8.33\ \mu\text{F}$$

Si suponemos una elevación lineal de la corriente de carga i_L durante el tiempo que corre desde $t = 0$ hasta $t_1 = kT$, podemos escribir en forma aproximada,

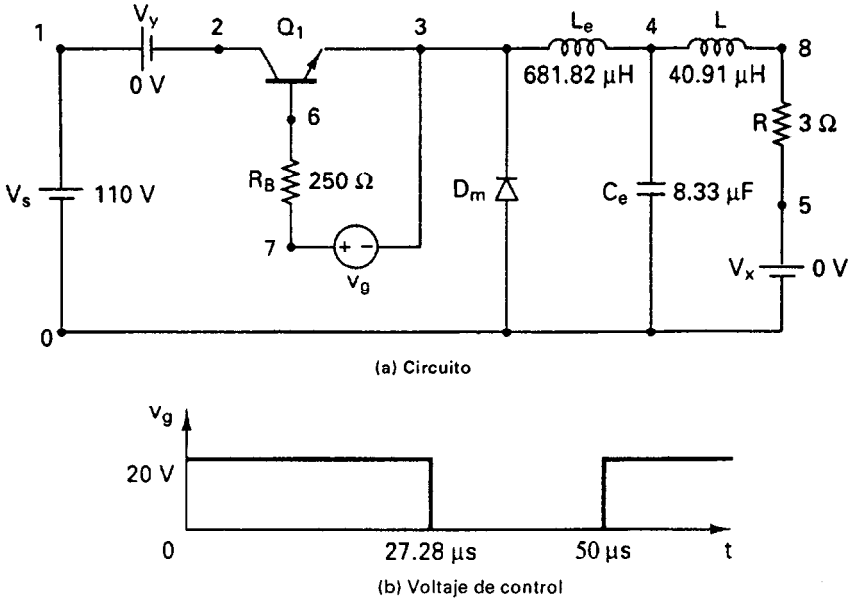
$$L \frac{\Delta I_L}{t_1} = \frac{\Delta I_L}{kT} = \Delta V_C$$

lo que nos da el valor aproximado de L:

$$L = \frac{kT\,\Delta V_c}{\Delta I_L} = \frac{k\,\Delta V_c}{\Delta I_L f} \qquad (9\text{-}129)$$

$$= \frac{0.5454 \times 1.5}{1 \times 20 \text{ kHz}} = 40.91\ \mu\text{H}$$

(b)$k = 0.5455$, $f = 20$ kHz, $T = 1/f = 50$ μs, y $t_{on} = k \times T = 27.28$ μs. El pulsador reductor simulado en PSpice aparece en la figura 9-30a. El voltaje de control V_g aparece en la figura 9-30b. La lista del archivo del circuito es como sigue:



(a) Circuito

(b) Voltaje de control

Figura 9-30 Pulsador reductor para la simulación PSpice.

```
Example 9-14    Buck Chopper
VS      1    0    DC     110V
VY      1    2    DC     OV    ; Voltage source to measure input current
Vg      7    3    PULSE (0V  20V  0  0.1NS  0.1NS   27.28US   50US)
RB      7    6    250                          ; Transistor base resistance
LE      3    4    681.82UH
CE      4    0    8.33UF     IC=60V  ; initial voltage
L       4    8    40.91UH
R       8    5    3
VX      5    0    DC     OV          ; Voltage source to measure load current
DM      0    3    DMOD                         ; Freewheeling diode
.MODEL    DMOD   D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)   ; Diode model parameters
Q1      2    6    3 QMOD                       ; BJT switch
.MODEL QMOD NPN (IS=6.734F BF=416.4 BR=.7371 CJC=3.638P
+ CJE=4.493P TR=239.5N TF=301.2P)              ; BJT model parameters
.TRAN   1US    1.6MS    1.5MS    1US    UIC    ;Transient analysis
.PROBE                                         ;Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1 ITL5=50000 ; convergence
.FOUR   20KHZ   I(VY)                          ; Fourier analysis
.END
```

Las graficas de PSpice se muestran en la figura 9-31, donde I(VX) = la corriente de carga, I(Le) = la corriente del conductor L_e, y V(4) = voltaje del capacitor. Utilizando el cursor PSpice de la figura 9-30, obtenemos $V_a = V_c = 59.462$ V, $\Delta V_c = 1.782$ V, $\Delta I = 2.029$ A, $I_{(\text{prom.})} = 19.813$ A, $\Delta I_L = 0.3278$ A, e $I_a = 19.8249$ A. Esto verifica el diseño, sin embargo, ΔI_L da un resultado mejor que el esperado.

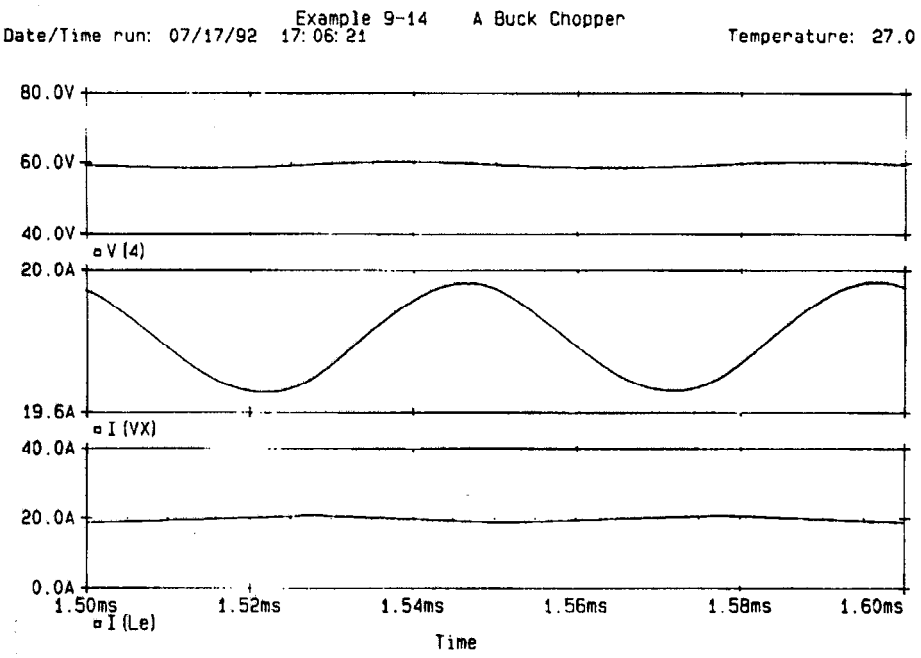


Figura 9-31 Gráficas de PSpice para el ejemplo 9-14.

(c) Los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada son

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VY)
DC COMPONENT = 1.079535E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (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

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.401661E+01 PERCENT

9-10 CONSIDERACIONES MAGNETICAS

Las inductancias, que se utilizan para crear la oscilación resonante para la inversión de voltaje del capacitor de conmutación y para desactivar los tiristores, actúan como elementos de almacenamiento de energía en los reguladores de modo conmutado, y como filtros para suavizar los armó-

nicos de la corriente. Podemos observar de las ecuaciones (B-17) y (B-18) del apéndice B que las pérdidas magnéticas aumentan con el cuadrado de la frecuencia. Por otra parte, una frecuencia más alta reduce el tamaño de los inductores para el mismo valor de la corriente de la componente ondulatoria y para el mismo requisito de filtrado. El diseño de los convertidores de cd a cd requiere de un término medio entre la frecuencia de conmutación, los tamaños del inductor y las pérdidas de conmutación.

RESUMEN

Un pulsador de cd puede utilizarse como un transformador para elevar o reducir un voltaje fijo de cd. También se puede utilizar como regulador de voltaje en modo de conmutación y para la transferencia de energía entre dos fuentes de cd. Sin embargo, se generan armónicas tanto en la entrada como en la carga del pulsador, y estas pueden reducirse mediante filtros de entrada y de salida. Un pulsador puede operar ya sea a una frecuencia fija o a una frecuencia variable. Un pulsador de frecuencia variable genera armónicas de frecuencias variables y el diseño de los filtros se complica. Normalmente se utiliza un pulsador de frecuencia fija. Para reducir el tamaño de los filtros y disminuir la componente ondulatoria de la carga, la frecuencia de pulsación deberá ser alta. Los pulsadores de tiristores requieren de circuitería adicional para desconectar el tiristor principal y, como un resultado, la frecuencia de pulsación y el tiempo activo mínimo resultan limitados.

REFERENCIAS

1. S. Cúk y R. D. Middlebrook, "Advances in switched mode power conversion". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE30, No. 1, 1983, pp. 10-29.
2. C. E. Band y D. W. Venemans, "Chopper control on a 1600-V dc traction supply". *IRCA, Cybernatics and Electronics on the Railways, Vol.* 5, No. 12, 1968, pp. 473-478.
3. F. Nouvion, "Use of power semiconductors to control locomotive traction motors in the French National Railways". *Proceedings, IEE*, Vol. 55, No. 3, 1967.
4. Westinghouse Electric, "Choppers for Sao Paulo metro follow BART pattern". *Railway Gazette International, Vol.* 129, No. 8, 1973, pp. 309-310.
5. T. Tsuboi, S. Izawa, K. Wajima, T. Ogawa y T. Katta, "Newly developed thyristor chopper equipment for electric railcars". *IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol.* IA9, No. 3, 1973.
6. J. Gouthiere, J. Gregoire y H. Hologne, "Thyristor choppers in electric tractions". *ACEC Review*, No. 2, 1970, pp. 46-47.
7. M. H. Rashid, "A thyristor chopper with minimum limits on voltage control of dc drives". *International Journal of Electronics, Vol.* 53, No. 1, 1982, pp. 71-81.
8. R. P. Severns y G. E. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1983.

9. *P. Wood, Switching Power Converters*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.
10. S. Cúk, "Survey of switched mode power supplies". *IEEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Londres, 1985, pp. 83-94.
11. S. A. Chin, D. Y. Chen y F. C. Lee, "Optimization of the energy storage inductors for dc to dc converters". *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol.* AES19, No. 2, 1983, pp. 203-214.
12. M. Ehsani, R. L. Kustom y R. E. Fuja, "Microprocessor control of a current source dc-dc converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA19, No. 5, 1983, pp. 690-698.
13. M. H. Rashid, *SPICE for Power Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1993, capítulos 10 y 11.

PREGUNTAS DE REPASO

9-1. ¿Qué es un pulsador de cd o un convertidor cd a cd?
9-2. ¿Cuál es el principio de operación de un pulsador reductor?
9-3. ¿Cuál es el principio de operación de un pulsador elevador?
9-4. ¿Qué es el control de modulación por ancho de pulso de un pulsador?
9-5. ¿Qué es el control de modulación de frecuencia de un pulsador?
9-6. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un pulsador de frecuencia variable?
9-7. ¿Cuál es el efecto de la inductancia de la carga sobre la corriente de la componente ondulatoria de la carga?
9-8. ¿Cuál es el efecto de la frecuencia de pulsación sobre la corriente de la componente ondulatoria de la carga?
9-9. ¿Cuáles son las restricciones para la transferencia controlable de energía entre dos fuentes de voltaje de corriente directa?
9-10. ¿Cuáles son los parámetros de rendimiento de un pulsador?
9-11. ¿Qué es un regulador en modo de conmutación?
9-12. ¿Cuáles son los cuatro tipos básicos de reguladores en modo de conmutación?
9-13. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor?
9-14. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador elevador?
9-15. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor-elevador?
9-16. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador Cúk?
9-17. ¿Cuál es el objeto de circuito de conmutación de un pulsador?
9-18. ¿Cuál es la diferencia entre el tiempo de desactivación del circuito y el tiempo de desactivación del tiristor?
9-19. ¿Por qué se sobrecarga el capacitor de conmutación?
9-20. ¿Por qué está limitado el voltaje de salida mínimo del pulsador clásico?
9-21. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas del pulsador clásico?
9-22. ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de la fuente?
9-23. ¿Por qué la inversión resonante debe ser independiente del tiristor principal?
9-24. ¿Por qué la corriente resonante pico del pulsador de pulso resonante debe ser mayor que la corriente de carga pico?
9-25. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un pulsador de pulso resonante?
9-26. ¿En qué ciclo de trabajo se hace máxima la corriente de la componente ondulatoria de la carga?
9-27. ¿Por qué el diseño de los circuitos de conmutación puede requerir de un método iterativo para su solución?
9-28. ¿Cuáles son los pasos generales para el diseño de los circuitos pulsadores?
9-29. ¿Por qué se utiliza la corriente pico de la carga en vez de la corriente promedio de la carga en el diseño de los pulsadores de tiristor?
9-30. ¿Cuáles son los efectos de la frecuencia de pulsación sobre los tamaños de los filtros?

PROBLEMAS

9-1. El pulsador en cd de la figura 9-1a tiene una carga resistiva, $R = 20\Omega$ y un voltaje de entrada, $V_s = 220$ V. Cuando el pulsador se mantiene activo, su caída de voltaje es $V_{ch} = 1.5$ V y su frecuencia de pulsación es $f = 10$ kHz. Si el ciclo de trabajo es 80%, determine (a) el voltaje promedio de salida V_a, (b) el voltaje rms de salida V_o, (c) la eficiencia del pulsador, (d) la impedancia efectiva de entrada R_i, y (e) el valor rms de la componente fundamental en el voltaje de salida.

9-2. Un pulsador alimenta una carga *RL* tal y como se muestra en la figura 9-2 con $V_s = 220$ V, $R = 10\ \Omega$, $L = 15.5$ mH, $f = 5$ kHz, y $E = 20$ V. Calcule (a) la corriente mínima instantánea de la carga I_1, (b) la corriente pico instantánea de la carga I_2, (c) la corriente máxima de la componente ondulatoria pico a pico en la carga, (d) la corriente promedio de la carga I_a, (e) la corriente rms de la carga I_o, (f) la resistencia efectiva de entrada R_i, y (g) el valor rms de la corriente del pulsador I_R.

9-3. El pulsador de la figura 9-2 tiene una resistencia de carga $R = 0.2\ \Omega$, un voltaje de entrada $V_s = 220$ V, y un voltaje de batería $E = 10$ V. El voltaje promedio de la carga $I_a = 200$ A, y la frecuencia de pulsación es $f = 200$ Hz ($T = 5$ ms). Utilice el voltaje promedio de salida para calcular el valor de la inductancia de la carga, *L*, que limitaría la corriente máxima de la componente ondulatoria de la carga a 5% de I_a.

9-4. El pulsador de corriente directa que se muestra en la figura 9-5a 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 30 kW. La componente ondulatoria de la corriente del inductor es despreciable. Determine (a) el ciclo de trabajo *K*, (b) la resistencia efectiva de la carga R_{eq}, y (c) la corriente promedio de entrada I_s.

9-5. Para el problema 9-4, grafique la corriente instantánea del inductor y la corriente a través de la batería *E*, si el inductor *L* tiene un valor finito $L = 7.5$ mH, $f = 250$ Hz y $k = 0.5$.

9-6. Una carga *RL*, como se muestra en la figura 9-2, está controlada por un pulsador. Si la resistencia de la carga $R = 0.25\ \Omega$, la inductancia $L = 20$ mH, el voltaje de alimentación $V_s = 600$ V, el voltaje de la batería $E = 150$ V y la frecuencia de pulsación $f = 250$ Hz, determine las corrientes mínima y máxima de la carga, la corriente pico a pico de la componente ondulatoria de la carga y la corriente promedio de la carga para $k = 0.1$ a 0.9, en pasos de 0.1.

9-7. Determine la corriente máxima de la componente ondulatoria pico a pico del problema 9-6, utilizando las ecuaciones (9-19) y (9-20), y compare los resultados.

9-8. El regulador reductor de la figura 9-12a tiene un voltaje de entrada, $V_s = 15$ V. El voltaje promedio de salida requerido $V_a = 5$ V y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico de salida es 10 mV. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. La corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor está limitada a 0.5 A. Determine (a) el ciclo de trabajo *k*, (b) la inductancia filtro *L*, y (c) la capacitancia filtro *C*.

9-9. El regulador elevador de la figura 9-13a tiene un voltaje de entrada $V_s = 6$ V. El voltaje promedio de salida $V_a = 15$ V y la corriente promedio de la carga $I_a = 0.5$ A. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. Si $L = 250\ \mu$H y $C = 440\ \mu$F, determine (a) el ciclo de trabajo *k* (b) la corriente de la componente ondulatoria del inductor, ΔI, (c) la corriente pico del inductor, I_2 (d) el voltaje de la componente ondulatoria del capacitor filtro, ΔV_c.

9-10. El regulador reductor elevador de la figura 9-14a tiene un voltaje de entrada $V_s = 12$ V. El ciclo de trabajo, $k = 0.6$ y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia, $L = 250\ \mu$H y la capacitancia del filtro $C = 220\ \mu$F. La corriente promedio de la carga $I_a = 1.5$ A. Determine (a) el voltaje promedio de salida V_a, (b) el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico de salida ΔV_c, (c) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor, ΔI y (d) la corriente pico del transistor I_p.

9-11. El regulador Cúk de la figura 9-15a tiene un voltaje de entrada $V_s = 15$ V. El ciclo de trabajo $k = 0.4$ y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia filtro $L_2 = 350\ \mu$H y la ca-

pacitancia filtro C_2 = 220 μF. La capacitancia de transferencia de energía C_1 = 400 μF y la inductancia L_1 = 250 μH. La corriente promedio de la carga I_a = 1.25 A. Determine (a) el voltaje promedio de salida V_a,(b) la corriente promedio de entrada I_s, (c) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_1, ΔI_1, (d) el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_1, ΔV_{c1}, (e) la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L_2, ΔI_2, (f) el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor C_2, ΔV_{c2}, y (g) la corriente pico del transistor I_p.

9-12. Una carga inductiva está controlada por el pulsador de conmutación por impulso de la figura 9-16, la corriente pico de la carga I_m = 450 A, a un voltaje de alimentación de 220 V. La frecuencia de pulsación f = 275 Hz, el capacitor de conmutación C = 60 μF, y la inductancia inversora L_m = 20 μH. La inductancia de la fuente L_s = 8 μH. Determine el tiempo de desactivación del circuito y los limites mínimo y máximo del voltaje de salida.

9-13. Repita el problema 9-12 para el caso en el que la inductancia de la fuente es despreciable (L_s = 0).

9-14. Una carga inductiva está controlada por el pulsador de la figura 9-20 la corriente pico de la carga es I_m = 350 A a un voltaje de la fuente V_s = 750 V. La frecuencia de pulsación f = 250 Hz, la capacitancia de conmutación C = 15 μF y la inductancia de conmutación L_m = 70 μH. Si la inductancia de la fuente L_s = 10 μH, determine el tiempo de desactivación de circuito t_{off}, el voltaje mínimo y máximo de salida, y el voltaje de salida para un ciclo de trabajo k = 0.5.

9-15. Repita el problema 9-12 para el circuito de pulsador de pulso resonante de la figura 9-22 si la capacitancia de conmutación C = 30 μF y la inductancia de conmutación L_m = 35 μH.

9-16. Diseñe los valores de los componentes de conmutación L_m y C para conseguir un tiempo de desactivación del circuito, t_{off} = 20 μs para el circuito de la figura 9-16. Las especificaciones del circuito son V_s = 600 V, I_m = 350 A y L_s = 6 μH. La corriente pico a través de T_1 no debe de exceder $2I_m$.

9-17. Repita el problema 9-16 para el circuito de pulsador de la figura 9-19, si la corriente pico del diodo D_1 se limita a $2I_m$. Determine C y L_1.

9-18. Repita el problema 9-16 para el circuito pulsador de la figura 9-20 si la corriente de inversión resonante pico se limita a I_m.

9-19. Repita el problema 9-16 para el circuito en la figura 9-22 si la corriente inversora resonante a través de T_2 se limita a $2I_m$.

9-20. Diseñe el valor del capacitor de conmutación C para proporcionar el requisito de tiempo de desactivación t_{off} = 20 μs para el circuito de la figura 9-20, si V_s = 600 V, I_m = 350 A y L_s = 8 μH.

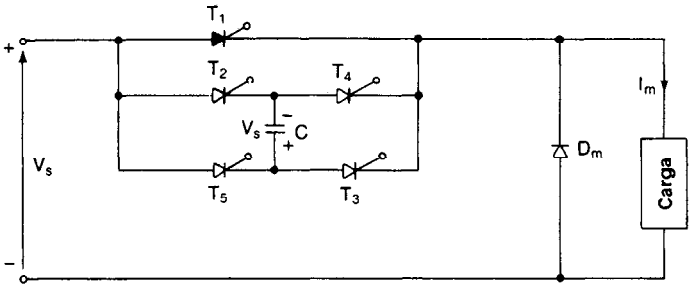


Figura P9-20

9-21. Una carga altamente inductiva está controlada por un pulsador tal y como se muestra en la figura P9-20. La corriente promedio de la carga es 250 A, y la corriente de la componente ondulatoria es despreciable. Se utiliza un filtro sencillo *LC* con L_e = 0.4 mH y C_e = 5000 μF. Si el pulsador se opera a la frecuencia f = 250 Hz, determine la corriente total armónica generada por el pulsador en la alimentación para k = 0.5. (*Sugerencia:* considere hasta la séptima armónica.)

9-22. El circuito pulsador del ejemplo 9-11 utiliza la red *RC* de freno sencillo que se muestra en la figura 4-8b, para los tiristores T_1, T_2 y T_3. Si se limita el *dv/dt* de todos los tiristores a 200 V/μs y las corrientes de descarga se limitan al 10% de sus valores respectivos pico, determine (**a**) los valores de las resistencias y capacitores del freno, y (**b**) las especificaciones de potencia de las resistencias. Se pueden despreciar los efectos del circuito de la carga y de la inductancia de la fuente L_s.

9-23. La corriente de mantenimiento del tiristor T_1 en el circuito pulsador de la figura 9-20 es I_H = 200 mA y el tiempo de retraso de T_1 es 1.5 μs. El voltaje en cd a la entrada es 220 V y la inductancia de la fuente L_s es despreciable. Tiene una carga L = 10 mH y R = 2 Ω. Determine el ancho mínimo t_G del ancho de pulso de compuerta.

9-24. El pulsador reductor de la figura 9-29 tiene un voltaje de entrada V_s = 110 V, un voltaje promedio de la carga V_a = 80 V y una corriente promedio de carga I_a = 20 A. La frecuencia de pulsación es f = 10 kHz. Las componentes ondulatorias pico a pico son 5% para voltaje de la carga, 2.5% para la corriente de la carga y 10% para la corriente del filtro L_e. (**a**) Determine los valores de L_e, L y C_e. Utilice PSpice (**b**) para verificar los resultados graficando el voltaje instantáneo del capacitor v_C y la corriente instantánea de la carga i_L, (**c**) para calcular los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada i_s. Utilice los parámetros del modelo SPice del ejemplo 9-14.

9-25. El pulsador elevador de la figura 9-12a tiene un voltaje de entrada V_s = 5 V. La resistencia de la carga R = 100 Ω. La inductancia es L = 150 μH, y la capacitancia del filtro es C = 220 μF. La frecuencia de pulsación es f = 20 kHz y el ciclo de trabajo del pulsador es k = 60%. Utilice 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 Fourier de la corriente de entrada i_s. Los parámetros de modelo SPice del MOSFET son L=2U, W=.3, VTO=2.831, KP=20.53U, IS=194E–18, CGSO=9.027N, CGDO=1.679N.

9-26. Los parámetros del circuito conmutado por impulso de la figura 9-19 son: voltaje de alimentación V_s = 200 V, capacitor de conmutación C = 20 μF inductancia de conmutación L_m = 20 μH inductancia de descarga L_1 = 25 μH resistencia de la carga R_m = 1 Ω e inductancia de la carga L_m = 5 μH. Si el tiristor queda modelado mediante el circuito de la figura 7-19, utilice PSpice para graficar el voltaje del capacitor v_c, la corriente del capacitor i_c, y la corriente de la carga i_L. La frecuencia de conmutación es f = 1 kHz y el tiempo activo del tiristor T_1 es 40%.

10

Inversores de modulación de ancho de pulso

10-1 INTRODUCCIÓN

Los convertidores de cd a ca se conocen como *inversores*. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en cd a un voltaje simétrico de salida en ca, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de cd y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en cd es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varia la ganancia del inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La *ganancia del inversor* se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en ca y el voltaje de entrada en cd.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertas armónicas. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda senoidales de baja distorsión. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales (como la propulsión de motores de ca de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentaciones ininterrumpibles de potencia). La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de cd. Las salidas monofásicas típicas son (1) 120 V a 60 Hz, (2) 220 V a 50 Hz y (3) 115 V a 400 Hz. Para sistemas trifásicos de alta potencia, las salidas típicas son (1) 220/380 V a 50 Hz, (2) 120/208 V a 60 Hz y (3) 115/200 V a 400 Hz.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos: (1) inversores monofásicos y (2) inversores trifásicos. Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (es decir BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, se-

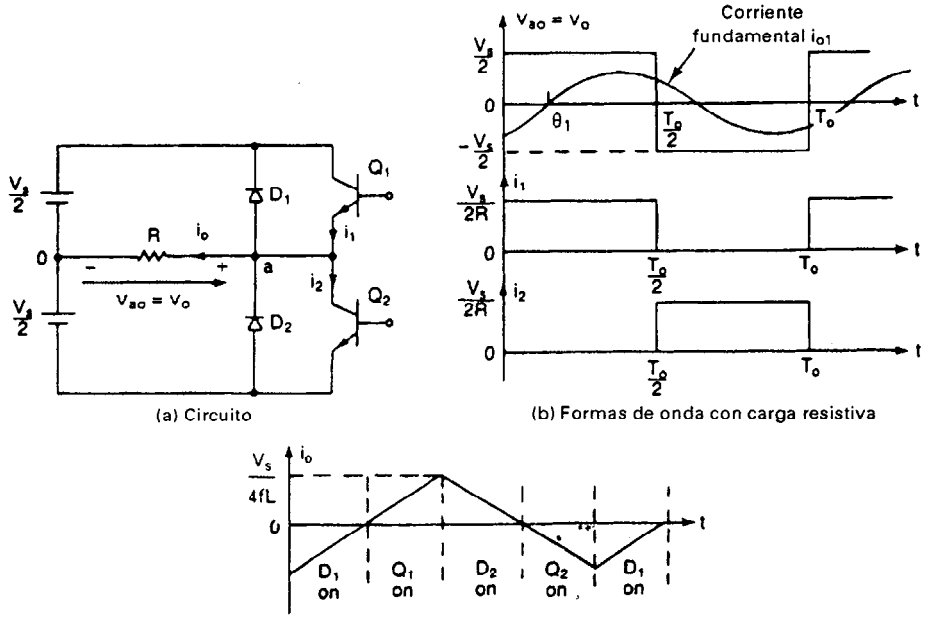
gún la aplicación. Estos inversores utilizan por lo general señales de control PWM, para producir un voltaje de salida en ca. Un inversor se llama *inversor alimentado por voltaje* (VFI) si el voltaje de entrada se conserva constante; *inversor alimentado por corriente* (CFI) si la corriente de entrada se conserva constante; e *inversor enlazado en cd variable* si el voltaje de entrada es controlable.

10-2 PRINCIPIO DE OPERACION

Mediante la figura 10-1a se puede explicar el principio de funcionamiento de los inversores monofásicos. El circuito inversor está formado por dos pulsadores. Cuando sólo el transistor Q_1 está activo durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga v_0 es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q_2 está activo durante un tiempo $T_0/2$, aparece el voltaje $-V_s/2$ a través de la carga. El circuito lógico debe diseñarse de tal forma que Q_1 y Q_2 no estén activos simultáneamente. La figura 10-1b muestra las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de una carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente de cd de tres conductores, cuando un transistor está inactivo, su voltaje inverso es V_s, en vez de $V_s/2$. Este inversor se conoce como *inversor de medio puente.*

El voltaje rms de salida se puede encontrar a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0}\int_0^{T_0/2}\frac{V_s^2}{4}\,dt\right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \tag{10-1}$$



(a) Circuito

(b) Formas de onda con carga resistiva

(c) Corriente de la carga con una carga altamente inductiva

Figura 10-1 Inversor monofásico de medio puente.

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t \tag{10-2}$$

$$= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes/s. Para $n = 1$, la ecuación (10-2) proporciona el valor rms de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\,\pi} = 0.45V_s \tag{10-3}$$

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida. Si Q_1 es desactivado en $t = T_0/2$, la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D_2, la carga y la mitad inferior de la fuente de cd, hasta que la corriente llegue a cero. En forma similar, cuando Q_2 se desactiva en $t = T_0$, la corriente de la carga fluye a través de D_1, la carga y la mitad superior de la fuente de cd. Cuando el diodo D_1 o D_2 conducen, la energía es retroalimentada a la fuente de cd por lo que estos se conocen como *diodos de retroalimentación*. La figura 10-1c muestra la corriente y los intervalos de conducción de los dispositivos para una carga puramente inductiva. Se puede notar que para una carga puramente inductiva, un transistor conduce únicamente durante $T_0/2$ (es decir 90º). Dependiendo del factor de potencia de la carga, el período de conducción de un transistor varía desde 90 hasta 180º.

Los transistores pueden substituirse por GTO o por tiristores de conmutación forzada. Si t_q es el tiempo de desactivación de un tiristor, debe existir un tiempo mínimo de retraso t_q entre el tiristor que se desactiva y el disparo del siguiente tiristor. De lo contrario, entre ambos tiristores tendría lugar una condición de corto circuito. Por lo tanto, el tiempo máximo de conducción de un tiristor sería $T_0/2 - t_q$. En la práctica, incluso los transistores requieren de un cierto tiempo de activación y desactivación. Para la operación exitosa de los inversores, el circuito lógico deberá tomar todo esto en consideración.

Para una carga *RL*, la corriente instantánea de la carga i_0 se puede determinar a partir de

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{10-4}$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Si I_{01} es la corriente rms de la componente fundamental de la carga, la potencia de la componente fundamental de salida (para $n = 1$) es

$$P_{01} = V_1 I_{01} \cos\theta_1 = I_{01}^2 R \tag{10-5}$$

$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\right]^2 R \tag{10-5a}$$

Nota. En la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo los propulsores de motores eléctricos) la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental es la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor aumentando la temperatura de la carga.

10-3 PARAMETROS DE RENDIMIENTO

La salida de los inversores reales contiene armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

Factor armónico de la enésima componente, HF_n. El factor armónico (correspondiente a la enésima armónica), es una medida de la contribución armónica individual y se define como

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \tag{10-6}$$

donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_n es el valor rms de la enésima componente armónica.

Distorsión total armónica THD. La distorsión armónica total, es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como

$$THD = \frac{1}{V_1}\left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2} \tag{10-7}$$

Factor de distorsión DF. El valor THD proporciona el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Si en la salida de los inversores se utiliza un filtro, las armónicas de orden más alto se atenuarán con mayor eficacia. Por lo tanto, resulta importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada componente. El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como

$$DF = \frac{1}{V_1}\left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} \tag{10-8}$$

El factor de distorsión de una componente armónica individual (o de orden n) se define como

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \tag{10-9}$$

Armónica de menor orden LOH. La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental, y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

Ejemplo 10-1

Un inversor monofásico de medio puente como el de la figura 10.1a tiene una carga resistiva R = 2.4 Ω y un voltaje de entrada en cd V_s = 48 V. Determine (a) El voltaje rms de salida a la frecuencia fundamental V_1, (b) la potencia de salida P_o, (c) las corrientes promedio y de pico de ca-

da transistor, (d) el voltaje de bloqueo inverso pico V_{BR} de cada transistor, (e) la distorsión armónica total THD, (f) el factor de distorsión DF y (g) el factor armónico y el factor de distorsión de la armónica de menor orden.

Solución $V_s = 48$ V y $R = 2.4\ \Omega$.

(a) De la ecuación (10-3), $V_1 = 0.45 \times 48 = 21.6$ V.

(b) De la ecuación (10-1), $V_o = V_s/2 = 48/2 = 24$ V. La potencia de salida $P_o = V_o^2/R = 24^2/2.4 = 240$ W.

(c) La corriente pico del transistor $I_p = 24/2.4 = 10$ A. En vista de que cada transistor conduce durante un ciclo de trabajo del 50%, la corriente promedio de cada transistor es $I_D = 0.5 \times 10 = 5$ A.

(d) El voltaje pico de bloqueo inverso $V_{BR} = 2 \times 24 = 48$ V.

(e) De la ecuación (10-3), $V_1 = 0.45\ V_s$ y el voltaje rms armónico V_h

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2} = (V_0^2 - V_1^2)^{1/2} = 0.2176 V_s$$

De la ecuación (10-7), THD = $(0.2176V_s/(0.45V_s) = 48.34\%$.

(f) De la ecuación (10-2), podemos encontrar V_n y a continuación encontrar

$$\left[\sum_{n=3,5,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} = \left[\left(\frac{V_3}{3^2}\right)^2 + \left(\frac{V_5}{5^2}\right)^2 + \left(\frac{V_7}{7^2}\right)^2 + \cdots\right]^{1/2} = 0.01712 V_s$$

De la ecuación (10-8), DF = $0.01712V_s/(0.45V_s) = 3.804\%$.

(g) La armónica de menor orden es la tercera, $V_3 = V_1/3$. De la ecuación (10-6), $HF_3 = V_3/V_1 = 1/3 = 33.33\%$, y de la ecuación (10-9), $DF_3 = (V_3/3^2)/V_1 = 1/27 = 3.704\%$. Dado que $V_3 = 33.33\%$ lo que es mayor de 3%, LOH = V_3.

10-4 INVERSORES MONOFASICOS EN PUENTE

Un inversor monofásico en puente aparece en la figura 10-2a. Está formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor $-V_s$. La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la figura 10-2b.

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0}\int_0^{T_0/2} V_s^2\, dt\right)^{1/2} = V_s \tag{10-10}$$

La ecuación (10-2) se puede extender para que exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t \tag{10-11}$$

y para $n = 1$, la ecuación (10-11) proporciona el valor rms de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\,\pi} = 0.90 V_s \tag{10-12}$$

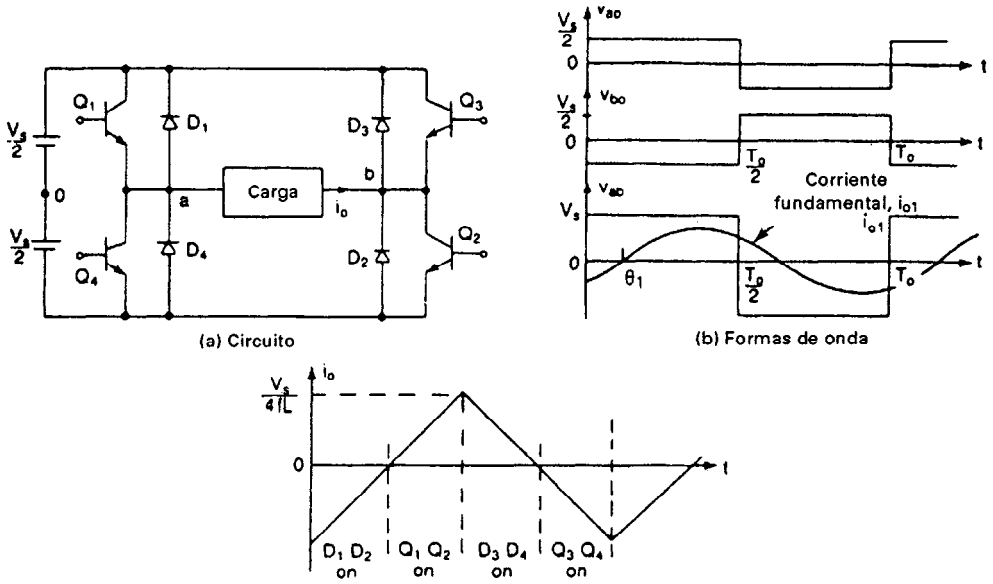


Figura 10-2 Inversor monofásico puente.

Si utilizamos la ecuación (10-4), la corriente instantánea de la carga i_o para una carga RL se convierte en

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{10-13}$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega R/L)$.

Cuando los diodos D_1 y D_2 conducen, se retroalimenta la energía a la fuente de cd por lo que se dice que D_1 y D_2 son *diodos de retroalimentación*. La figura 10-1c muestra la forma de onda de la corriente para una carga inductiva.

Ejemplo 10-2

Repita el ejemplo 10-1 para un inversor monofásico en puente como el de la figura 10-2a.

Solución $V_s = 48$ V y $R = 2.4\ \Omega$.

(a) De la ecuación (10-12), $V_1 = 0.90 \times 48 = 43.2$ V.

(b) De la ecuación (10-10), $V_o = V_s = 48$ V. La potencia de salida $P_o = V_s^2/R = 48^2/2.4 = 960$ W.

(c) La corriente pico del transistor $I_p = 48/2.4 = 20$ A. Dado que cada transistor conduce durante un ciclo de trabajo del 50%, la corriente promedio de cada transistor es $I_D = 0.5 \times 20 = 10$ A.

(d) El voltaje pico de bloqueo inverso, $V_{BR} = 48$ V.

(e) A partir de la ecuación (10-12), $V_1 = 0.9\ V_s$, el voltaje armónico rms V_h es

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2} = (V_0^2 - V_1^2)^{1/2} = 0.4352V_s$$

De la ecuación (10-7), THD = $0.4359V_s/(0.9V_s)$ = 48.34%.

(f) $\left[\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} = 0.03424V_s$

De la ecuación (10-8), DF = $0.03424V_s/(0.9V_s)$ = 3.804%.

(g) La armónica de menor orden es la tercera, $V_3 = V_1/3$. De la ecuación (10-6), $HF_3 = V_3/V_1 = 1/3 = 33.33\%$ y, de la ecuación (10-9), $DF_3 = (V_3/3^2)/V_1 = 1/27 = 3.704\%$.

Nota. El voltaje pico de bloqueo inverso de cada transistor y la calidad del voltaje de salida para inversores de medio puente y de puente completo es el mismo. Sin embargo, para los inversores de puente completo, la potencia de salida es cuatro veces más alta y la componente fundamental es dos veces la correspondiente a la de los inversores de medio puente.

Ejemplo 10-3*

El inversor puente de la figura 10-2a tiene una carga *RLC* con $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, y $C = 112$ μF. La frecuencia del inversor, $f_0 = 60$ Hz y el voltaje de entrada en cd, $V_s = 220$ V. (a) Exprese la corriente instantánea de la carga en series de Fourier. Calcule (b) la corriente rms de la carga a la frecuencia fundamental I_1; (c) la distorsión armónica total THD de la corriente de la carga; (d) la potencia demandada por la carga P_0 y la potencia fundamental P_{01}; (e) la corriente promedio de la alimentación en cd I_s; y (f) la corriente rms y pico de cada transistor. (g) Dibuje la forma de onda de la corriente fundamental de la carga y muestre los intervalos de conducción de los transistores y de los diodos. Calcule el tiempo de conducción de (h) los transistores e (i) los diodos.

Solución $V_s = 220$ V, $f_0 = 60$ Hz, $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, $C = 112$ μF, y $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s. La reactancia inductiva para el voltaje de la enésima armónica es

$$X_L = j2n\pi \times 60 \times 31.5 \times 10^{-3} = j11.87n\ \Omega$$

La reactancia capacitiva para el voltaje de la enésima armónica es

$$X_c = -\frac{j10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{-j23.68}{n}\ \Omega$$

La impedancia para la enésima armónica es

$$|Z_n| = [10^2 + (11.87n - 23.68/n)^2]^{1/2}$$

y el ángulo del factor de potencia para el voltaje de enésima armónica es

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{11.87n - 23.68/n}{10} = \tan^{-1}\left(1.187n - \frac{2.368}{n}\right)$$

(a) De la ecuación (8-11), el voltaje instantáneo de salida puede expresarse como

$$v_o(t) = 280.1\,\text{sen}(377t) + 93.4\,\text{sen}(3 \times 377t) + 56.02\,\text{sen}(5 \times 377t) + 40.02\,\text{sen}(7 \times 377t) + 31.12\,\text{sen}(9 \times 377t) + \cdots$$

Dividiendo el voltaje de salida entre la impedancia de la carga y considerando el retraso apropiado en razón de los ángulos del factor de potencia, podemos obtener la corriente instantánea de la carga como

$$i_o(t) = 18.1\,\text{sen}(377t + 49.72°) + 3.17\,\text{sen}(3 \times 377t - 70.17°) + \text{sen}(5 \times 377t - 79.63°) + 0.5\,\text{sen}(7 \times 377t - 82.85°) + 0.3\,\text{sen}(9 \times 377t - 84.52°) + \cdots$$

(b) La corriente fundamental pico de la carga, I_{m1} = 18.1 A. La corriente rms de la carga a la frecuencia fundamental, $I_{o1} = 18.1/\sqrt{2} = 12.8$ A.

(c) Considerando hasta la novena armónica, la corriente pico de la carga,

$$I_m = (18.1^2 + 3.17^2 + 1.0^2 + 0.5^2 + 0.3^2)^{1/2} = 18.41 \text{ A}$$

La corriente armónica rms de la carga es

$$I_h = (I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2} = \frac{18.41^2 - 18.1^2}{\sqrt{2}} = 2.3789 \text{ A}$$

Utilizando la ecuación (10-7), la distorsión armónica total de la corriente de la carga

$$\text{THD} = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \left[\left(\frac{18.41}{18.1}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 18.59\%$$

(d) La corriente rms de la carga $I_o \cong I_m/\sqrt{2} = 18.41/\sqrt{2} = 13.02$ A, y la potencia de la carga $P_o = 13.02^2 \times 10 = 1695$ W. Utilizando la ecuación (10-5), la potencia fundamental de salida es

$$P_{o1} = I_{o1}^2 R = 12.8^2 \times 10 = 1638.4 \text{ W}$$

(e) La corriente promedio de alimentación $I_s = 1695/220 = 7.7$ A.

(f) La corriente pico del transistor $I_p \cong I_m = 18.41$ A. La corriente rms máxima permisible de cada transistor, $I_R = I_o/\sqrt{2} = I_p/2 = 18.41/2 = 9.2$ A.

(g) La forma de onda para la corriente fundamental de la carga, $i_1(t)$, aparece en la figura 10-3.

(h) De la figura 10-3a, el tiempo aproximado de conducción de cada transistor se determina a partir de $\omega t_0 = 180 - 49.72 = 130.28°$ o bien, $t_0 = 130.28 \times \pi/(180 \times 377) = 6031$ μs.

(i) El tiempo de conducción de cada diodo es aproximadamente

$$t_d = (180 - 130.28) \times \frac{\pi}{180 \times 377} = 2302 \ \mu\text{s}$$

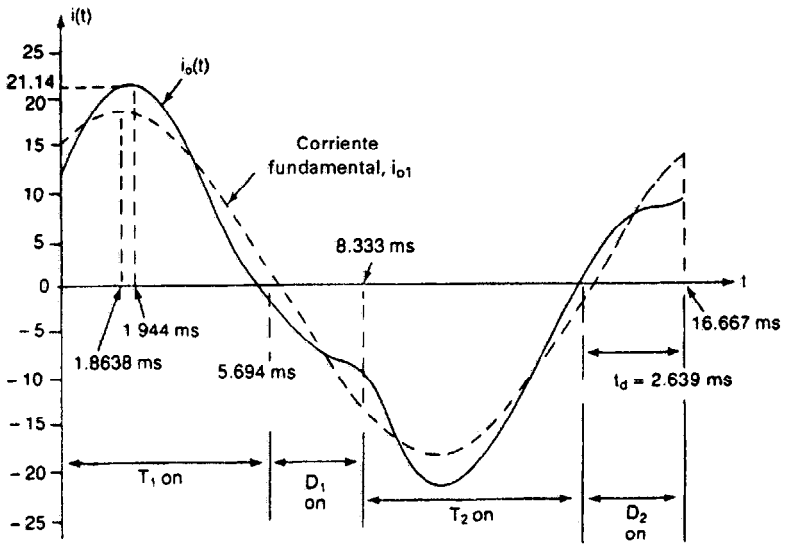


Figura 10-3 Formas de onda para el ejemplo 10-3.

Notas:

1. Para calcular los valores exactos de la corriente pico y el tiempo de conducción de transistores y diodos, la corriente instantánea de la carga $i_o(t)$ deberá graficarse, tal y como se muestra en la figura 10-3. El tiempo de conducción de un transistor debe satisfacer la condición $i_o(t = t_0) = 0$, y una gráfica de $i_o(t)$ realizada con un programa de computación muestra que $I_p = 21.14$ A, $t_0 = 5694$ μs, y $t_d = 2639$ μs.
2. Se puede repetir este ejemplo a fin de evaluar el rendimiento de un inversor con carga *R*, *RL* o *RLC* con cambios apropiados en la impedancia de la carga Z_L y el ángulo de la misma θ_n.

10-5 INVERSORES TRIFASICOS

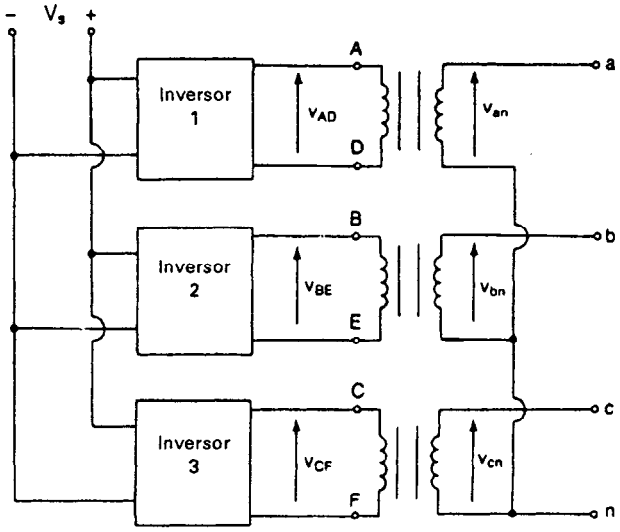
Los inversores trifásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia. Tres inversores monofásicos de medio puente (o de puente completo) pueden conectarse en paralelo, tal y como se muestra en la figura 10-4a, para formar la configuración de un inversor trifásico. Las señales de compuerta de los inversores monofásicos deben adelantarse o retrasarse 120° uno con respecto al otro, a fin de obtener voltajes trifásicos balanceados (fundamentales). Los embobinados primarios del transformador deben aislarse unos de otros, en tanto que los embobinados secundarios pueden quedar conectados en estrella o en delta. Por lo general, el secundario del transformador se conecta en estrella, a fin de eliminar armónicas múltiplos de tres ($n = 3, 6, 9, ...$) que aparecen en los voltajes de salida (la disposición del circuito se muestra en la figura 10-4b). Este dispositivo requiere de tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos. Si los voltajes de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente equilibrados en magnitud y en fase, los voltajes de salida trifásicos también estarán desequilibrados.

Se puede obtener una salida trifásica a partir de una configuración de seis transistores y seis diodos, tal como la que se muestra en la figura 10-5a. A los transistores se les puede aplicar dos tipos de señales de control: conducción a 180° o conducción a 120°.

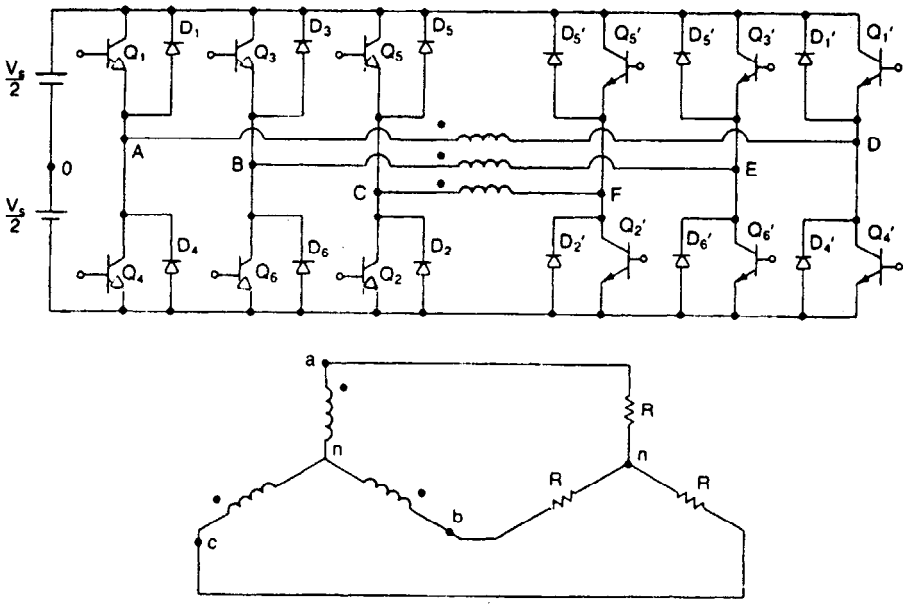
10-5.1 Conducción a 180°

Cada transistor conducirá durante 180°. Tres transistores se mantienen activos durante cada instante del tiempo. Cuando el transistor Q_1 está activado, la terminal *a* se conecta con la terminal positiva del voltaje de entrada. Cuando se activa el transistor Q_4, la terminal *a* se lleva a la terminal negativa de la fuente de cd. En cada ciclo existen seis modos de operación, cuya duración es de 60°. Los transistores se numeran según su secuencia de excitación (por ejemplo 123, 234, 345, 456, 561, 612). Las señales de excitación mostradas en la figura 10-5b están desplazadas 60° unas de otras, para obtener voltajes trifásicos balanceados (fundamentales).

La carga puede conectarse en estrella o en delta, como se muestra en la figura 10-6. En el caso de una carga conectada en delta, las corrientes de fase se obtienen directamente de los voltajes línea a línea. Una vez que se conocen las corrientes de fase, pueden determinarse las corrientes de línea. En caso de una carga conectada en estrella, los voltajes de línea a neutro deben determinarse a fin de encontrar las corrientes de línea o de fase. Existen tres modos de operación en un medio ciclo, los circuitos equivalentes aparecen en la figura 10-7a, para el caso de una carga conectada en estrella.

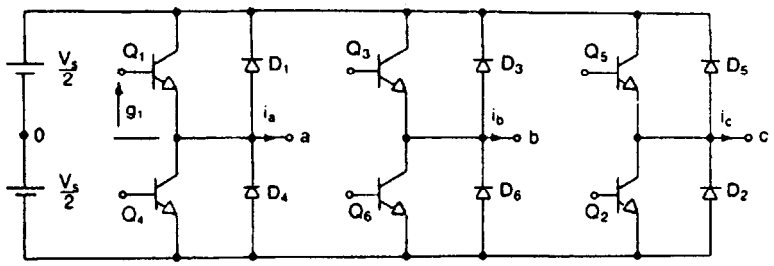


(a) Diagrama esquemático

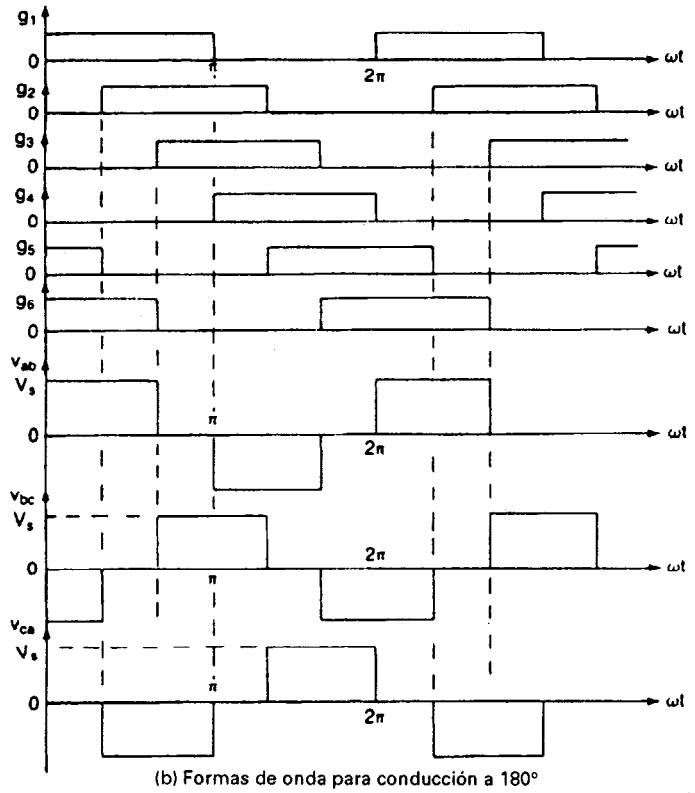


(b) Diagrama de circuito

Figura 10-4 Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos.

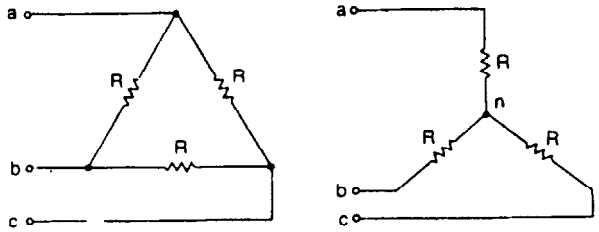


(a) Circuito



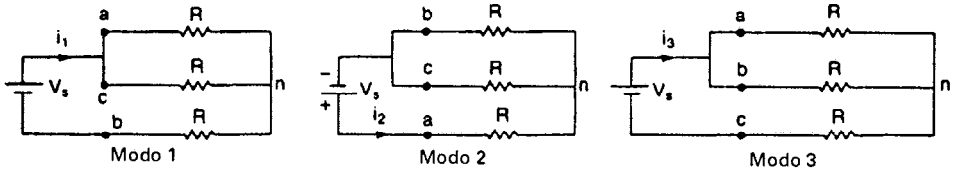
(b) Formas de onda para conducción a 180°

Figura 10-5 Inversor trifásico puente.

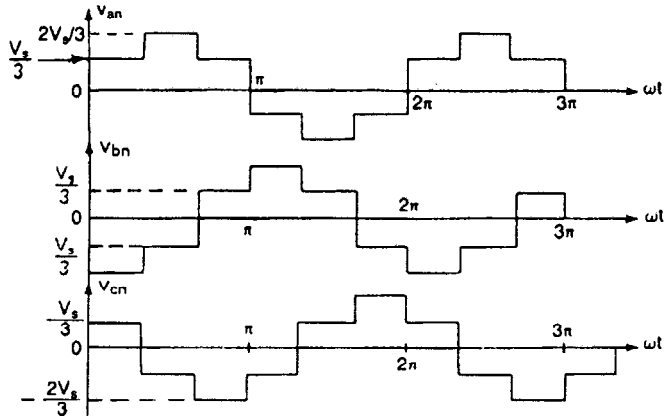


(a) Conectado en delta (b) Conectado en estrella

Figura 10-6 Carga conectada en delta/estrella.



(a) Circuitos equivalentes



(b) Voltajes de fase para la conducción a 180°

Figura 10-7 Circuitos equivalentes para una carga resistiva conectada en estrella.

Durante el modo 1 para $0 \le \omega t < \pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Durante el modo 2 para $\pi/3 \le \omega t < 2\pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

En la figura 10-7b se muestran los voltajes línea a neutro. El voltaje instantáneo línea a línea v_{ab}, de la figura 10-5b, se puede expresar en una serie de Fourier, reconociendo que v_{ab} está desplazada en $\pi/6$ y las armónicas pares son cero,

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10-14}$$

v_{bc} y v_{ca} pueden determinarse a partir de la ecuación (10-14) mediante el desplazamiento de fase de v_{ab} en 120° y 240°, respectivamente,

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{10-15}$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \tag{10-16}$$

Podemos observar de las ecuaciones (10-14), (10-15) y (10-16), que en los voltajes línea a línea, las armónicas múltiplos de tres ($n = 3, 9, 15, \ldots$) son cero.

El voltaje rms línea a línea se puede determinar a partir de

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} V_s^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_s = 0.8165 V_s \tag{10-17}$$

De la ecuación (10-14), la enésima componente rms del voltaje de línea es

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \tag{10-18}$$

que, para $n = 1$, da el voltaje de línea fundamental.

$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30°}{\sqrt{2}\,\pi} = 0.7797 V_s \tag{10-19}$$

El valor rms de los voltajes de línea a neutro se puede determinar a partir del voltaje de línea,

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{3} = 0.4714 V_s \tag{10-20}$$

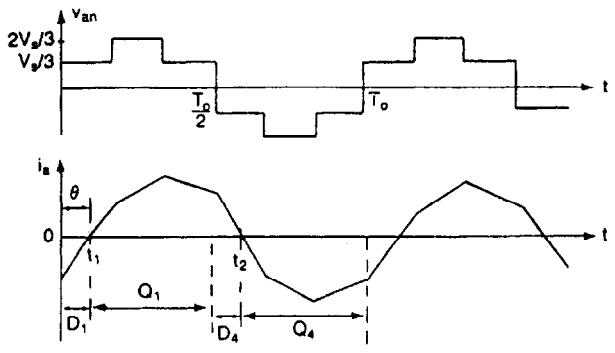


Figura 10-8 Inversor trifásico con carga *RL*.

Con cargas resistivas, los diodos a través de los transistores no tienen función. Si la carga es inductiva, la corriente de cada brazo del inversor se reemplazará en relación con su voltaje, tal y como se muestra en la figura 10-8. Cuando el transistor Q_4 de la figura 10-5a está desactivado, la única trayectoria para la corriente de línea negativa i_a es a través de D_1. De ahí que la terminal de la carga a esté conectada a la fuente de cd a través de D_1 hasta que se invierta la polaridad de la corriente de la carga en el tiempo $t = t_1$. Durante el período $0 \le t \le t_1$, el transistor Q_1 no conduce. En forma similar, la conducción del transistor Q_4 sólo arranca en $t = t_2$. Los transistores deben ser disparados continuamente, dado que el tiempo de conducción de los transistores y de los diodos depende del factor de potencia de la carga.

En el caso de una carga conectada en estrella, el voltaje de fase es $v_{an} = v_{an}/\sqrt{3}$ con un retraso de 30°. Utilizando la ecuación (10-14), la corriente de línea i_a para una carga *RL* está dada por

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3}\, n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos\frac{n\pi}{6}\right] \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \qquad (10\text{-}21)$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Ejemplo 10-4

El inversor trifásico de la figura 10-5a tiene una carga resistiva conectada en estrella de $R = 5\ \Omega$ y $L = 23$ mH. La frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V. (a) Exprese el voltaje instantáneo línea a línea $v_{ab}(t)$ y la corriente de línea $i_a(t)$ en series de Fourier. Determine (b) el voltaje rms de la línea V_L; (c) el voltaje rms por fase V_p; (d) el voltaje rms de línea V_{L1} a la frecuencia fundamental; (e) el voltaje rms por fase a la frecuencia fundamental, V_{p1}; (f) la distorsión armónica total, THD; (g) el factor de distorsión DF; (h) el factor armónico y el factor de distorsión de la armónica de orden menor; (i) la potencia de la carga P_o; (j) la corriente promedio del transistor I_D; y (k) la corriente rms del transistor I_R.

Solución $V_s = 220$ V, $R = 5\ \Omega$, $f_0 = 60$ Hz, y $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

(a) Utilizando la ecuación (10-14), el voltaje instantáneo línea a línea $v_{ab}(t)$ se puede escribir como

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 242.58\,\text{sen}(377t + 30°) - 48.52\,\text{sen}\,5(377t + 30°) \\ &\quad - 34.66\,\text{sen}\,7(377t + 30°) + 22.05\,\text{sen}\,11(377t + 30°) \\ &\quad + 18.66\,\text{sen}\,13(377t + 30°) - 14.27\,\text{sen}\,17(377t + 30°) + \cdots \end{aligned}$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}\ \underline{/\tan^{-1}(n\omega L/R)} = \sqrt{5^2 + (8.67n)^2}\ \underline{/\tan^{-1}(8.67n/5)}$$

Utilizando la ecuación (10-21), la corriente instantánea de línea (o de fase) está dada por

$$i_{a(t)} = 14\,\text{sen}(377t - 60°) - 0.64\,\text{sen}(5 \times 377t - 83.4°)$$
$$- 0.33\,\text{sen}(7 \times 377t - 85.3°) + 0.13\,\text{sen}(11 \times 377t - 87°)$$
$$+ 0.10\,\text{sen}(13 \times 377t - 87.5°) - 0.06\,\text{sen}(17 \times 377t - 88°) - \cdots$$

(b) De la ecuación (10-17), $V_L = 0.8165 \times 220 = 179.63$ V.
(c) De la ecuación (10-20), $V_p = 0.4714 \times 220 = 103.7$ V.
(d) De la ecuación (10-19), $V_{L1} = 0.7797 \times 220 = 171.53$ V.
(e) $V_{p1} = V_{L1}/\sqrt{3} = 99.03$ V.
(f) De la ecuación (10-17), $V_{L1} = 0.7797\,V_s$

$$\left(\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} V_{Ln}^2\right)^{1/2} = (V_L^2 - V_{L1}^2)^{1/2} = 0.24236V_s$$

De la ecuación (10-7), THD = $0.24236V_s/(0.7797V_s) = 31.08\%$. El voltaje armónico rms de la línea es

$$\text{(g)}\ V_{Lh} = \left[\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} = 0.00666V_s$$

De la ecuación (10-8), DF = $0.00666V_s/(0.7797V_s) = 0.854\%$.

(h) La armónica de orden menor es la quinta, $V_{L5} = V_{L1}/5$. De la ecuación (10-6), $HF_5 = V_{L5}/V_{L1} = 1/5 = 20\%$, y de la ecuación (10-9), $DF_5 = (V_{L5}/5^2)/V_{L1} = 1/125 = 0.8\%$.

(i) Para cargas conectadas en estrella, la corriente de línea es la misma que la corriente de fase y la corriente rms de línea,

$$I_L = \frac{(14^2 + 0.64^2 + 0.33^2 + 0.13^2 + 0.10^2 + 0.06^2)^{1/2}}{\sqrt{2}} = 9.91\ \text{A}$$

La potencia de la carga $P_0 = 3I_L^2R = 3 \times 9.91^2 \times 5 = 1473$ W.

(j) La corriente promedio de la alimentación $I_s = P_o/220 = 1473/220 = 6.7$ A y la corriente promedio del transistor $I_D = 6.7/3 = 2.23$ A.

(k) Dado que la corriente de línea está compartida entre dos transistores, el valor rms de la corriente del transistor es $I_R = I_L/\sqrt{2} = 9.91/\sqrt{2} = 5.72$ A.

10-5.2 Conducción a 120°

En este tipo de control, cada transistor conduce durante 120°. En cualquier instante del tiempo, sólo conducen dos transistores. Las señales de excitación se muestran en la figura 10-9. La secuencia de conducción de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61. Existen tres modos de operación en un medio ciclo, los circuitos equivalentes para una carga conectada en estrella se muestran en la figura 10-10a. Durante el modo 1 para $0 \le \omega t \le \pi/3$, conducen los transistores 1 y 6.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{bn} = -\frac{V_s}{2} \qquad v_{cn} = 0$$

Durante el modo 2 para $p/3 \le \omega t \le 2p/3$, conducen los transistores 1 y 2.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{bn} = 0 \qquad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$

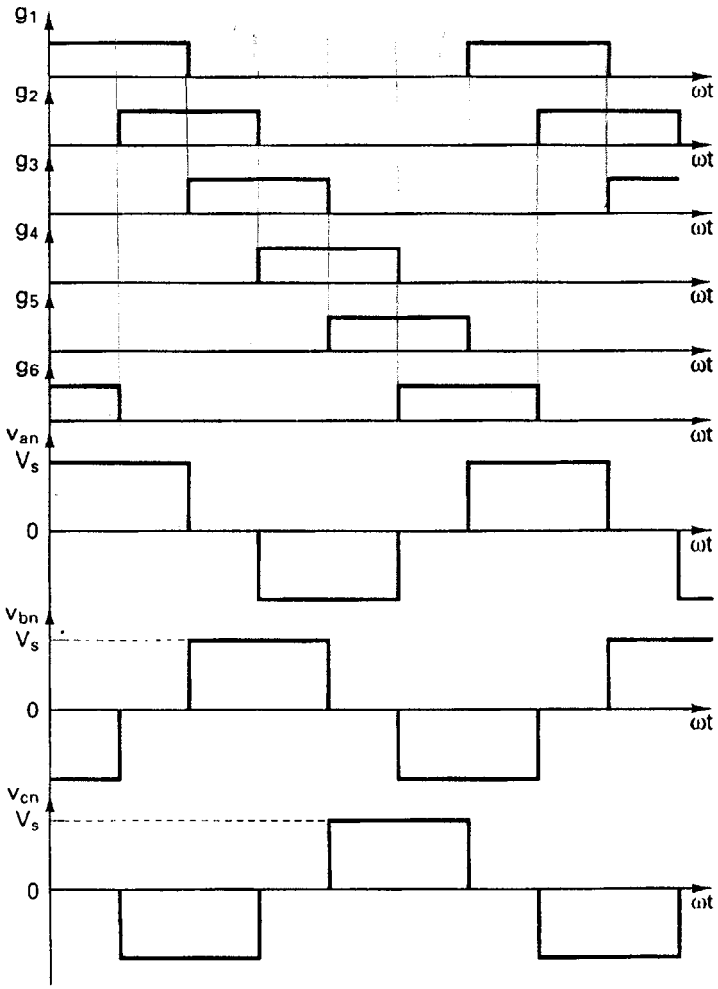


Figura 10-9 Señales de compuerta para conducción a 120°

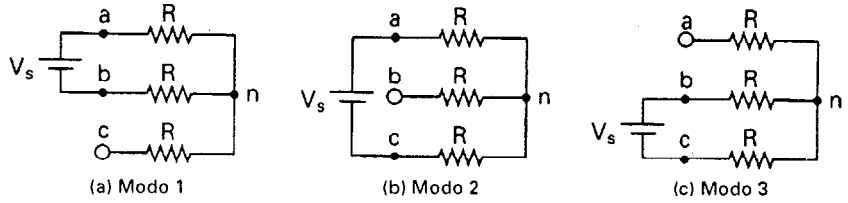


Figura 10-10 Circuitos equivalentes para una carga resistiva conectada en estrella.

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t \leq 3\pi/3$, conducen los transistores 2 y 3.

$$v_{an} = 0 \qquad v_{bn} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$

Los voltajes de línea a neutro que se muestran en la figura 10-10b se pueden expresar en una serie de Fourier como

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10-22}$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{10-23}$$

$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \tag{10-24}$$

El voltaje de línea a a b es $v_{ab} = \sqrt{3}v_{an}$ con un adelanto de fase de 30°. Existe un retraso de $\pi/6$ entre la desactivación de Q_1 y la activación de Q_4. Por lo tanto, no debe existir un corto circuito en la alimentación de cd a través de un transistor superior y uno inferior. En cualquier momento, dos terminales de la carga están conectadas con la alimentación de cd y la tercera se conserva abierta. El potencial de esta terminal abierta depende de las características de la carga y es impredecible. Dado que un transistor conduce durante 120°, para una misma condición de la carga los transistores se utilizan menos que en la conducción a 180°.

10-6 CONTROL DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES MONOFASICOS

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores (1) para hacer frente a las variaciones de entrada de cd, (2) para la regulación del voltaje de los inversores y (3) para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM). Las técnicas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso
2. Modulación de varios anchos de pulso
3. Modulación senoidal del ancho de pulso
4. Modulación senoidal modificada del ancho de pulso
5. Control por desplazamiento de fase

10-6.1 Modulación de un solo ancho de pulso

En el control por modulación de un solo ancho de pulso, existe un solo pulso por cada medio ciclo, el ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 10-11 muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

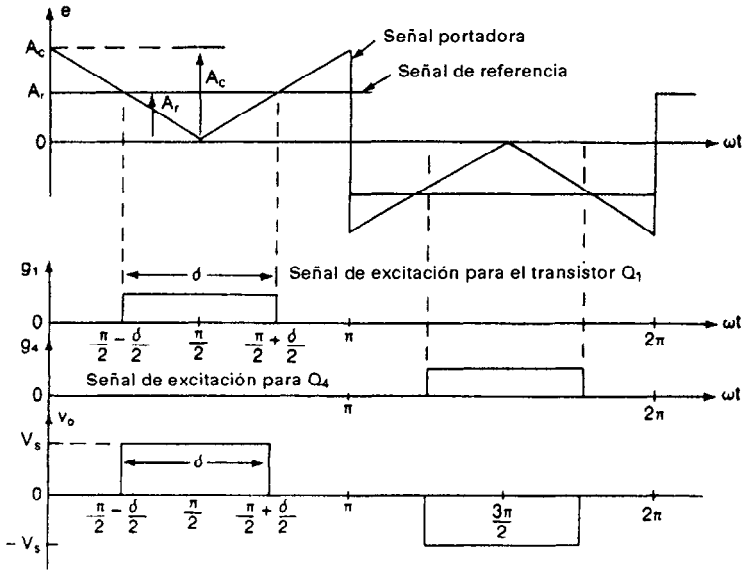


Figura 10-11 Modulación de un solo ancho de pulso.

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud, A_r, con una onda portadora triangular de amplitud, A_c. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varía A_r desde 0 hasta A_c, el ancho de pulso, δ, puede modificarse desde 0 hasta 180°. La relación de A_r con A_c es la variable de control y se define como el *índice de modulación de la amplitud*, o simplemente índice de modulación.

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{10-25}$$

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = V_s\sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \tag{10-26}$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida nos da

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen}\frac{n\delta}{2} \operatorname{sen} n\omega t \tag{10-27}$$

Para evaluar el comportamiento de la modulación de un solo pulso para inversores monofásicos en puente se ha desarrollado el programa para computadora PROG-5, que se lista en el apéndice F. La figura 10-12 muestra el perfil de armónicas con la variación del índice de modulación, M. La armónica dominante es la tercera, y el factor de distorsión aumenta en forma significativa a un bajo voltaje de salida.

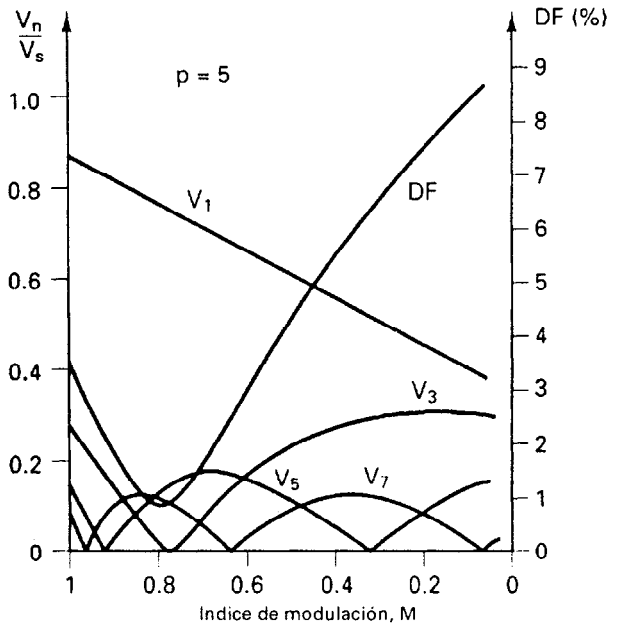


Figura 10-12 Perfil armónico de la modulación de un solo ancho de pulso.

10-6.2 Modulación de varios anchos de pulso

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida puede reducirse el contenido armónico. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los transistores aparece en la figura 10-13a, mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, f_o, y la frecuencia de la portadora, f_c, determina el número de pulsos por cada ciclo p. El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como *modulación uniforme de ancho de pulso* (UPWM). El número de pulsos por medio ciclo se determina a partir de

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \tag{10-28}$$

donde $m_f = f_c/f_o$ y se define como la relación de modulación de frecuencia.

La variación del índice de modulación M desde 0 hasta 1 varía el ancho de pulso desde 0 hasta π/p y el ancho del voltaje de salida desde 0 hasta V_s. El voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente aparece en la figura 10-13b para UPWM.

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi}\int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = V_s\sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \tag{10-29}$$

La forma general de una serie de Fourier para el voltaje instantáneo de salida es

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{10-30}$$

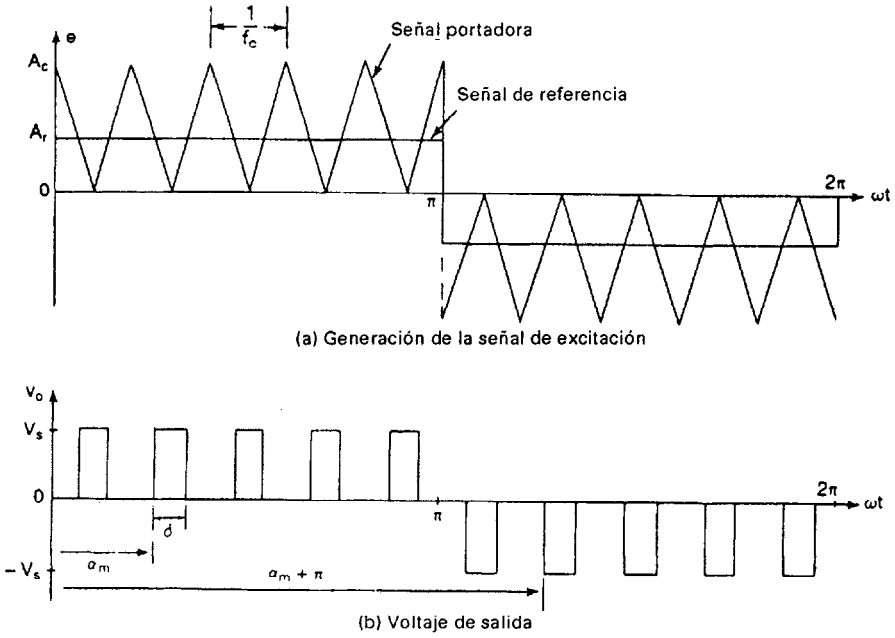


Figura 10-13 Modulación de varios anchos de pulso.

El coeficiente B_n de la ecuación (10-30) puede determinarse considerando un par de pulsos, de tal forma que el pulso positivo de duración δ se inicie en $\omega t = a$, y el negativo del mismo ancho se inicie en $\omega t = \pi + a$. Esto se muestra en la figura 10-13b. Se pueden combinar los efectos de todos los pulsos para obtener el voltaje efectivo de salida.

Si el pulso positivo del par de orden m se inicia en $\omega t = \alpha_m$ y termina en $\omega t = \alpha_m + \pi$, el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) - \operatorname{sen} n\left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \end{aligned} \tag{10-31}$$

El coeficiente B_n se puede encontrar a partir de ecuación (10-30) añadiendo los efectos de todos los pulsos

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) - \operatorname{sen} n\left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \tag{10-32}$$

Para evaluar el comportamiento de la modulación múltiple de pulsos se utiliza el programa para computadora PROG-5, que se lista en el apéndice F. La figura 10-14 muestra el perfil armónico contra la variación del índice de modulación para cinco pulsos por medio ciclo. El orden de las armónicas es el mismo que para la modulación por un solo pulso. El factor de distorsión se ha reducido en forma significativa en comparación con el de la modulación con un solo pulso. Sin embargo, debido al gran número de conmutaciones de los transistores de potencia, las pérdidas

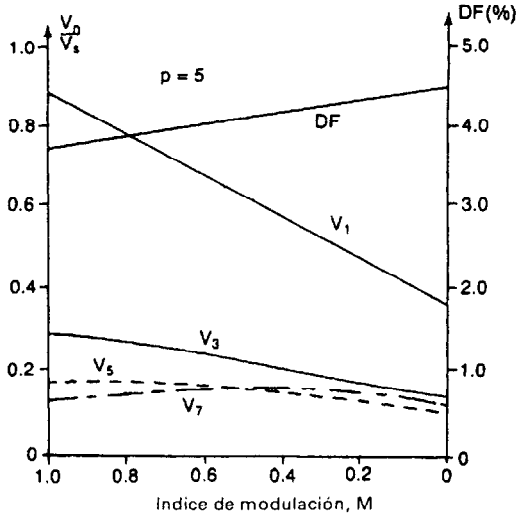


Figura 10-14 Perfil de armónicas de la modulación de ancho múltiple de pulso.

por ese concepto aumentan. Con valores de p mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero se incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto. Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorias despreciables o pueden ser filtradas fácilmente.

10-6.3 Modulación senoidal del ancho de pulso

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como es el caso de la modulación múltiple, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestran en la figura 10-15a, se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia f_c. Este tipo de modulación se utiliza por lo común en las aplicaciones industriales; se abrevia SPWM. La frecuencia de la señal de referencia, f_r, determina la frecuencia de salida del inversor, f_o, y su amplitud pico, A_r, controla el índice de modulación, M, y en consecuencia, el voltaje rms de salida, V_o. El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Dentro de la restricción de que dos transistores en el mismo brazo (Q_1 y Q_4) no pueden conducir simultáneamente, el voltaje instantáneo de salida se muestra en la figura 10-15a. Las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular unidireccional tal y como se muestra en la figura 10-15b.

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varía el índice de modulación M. Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los períodos inactivos de las señales de excitación. Si δ_m es el ancho de pulso de orden m, la ecuación (10-29) se puede extender para el voltaje rms de salida

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^{p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \tag{10-33}$$

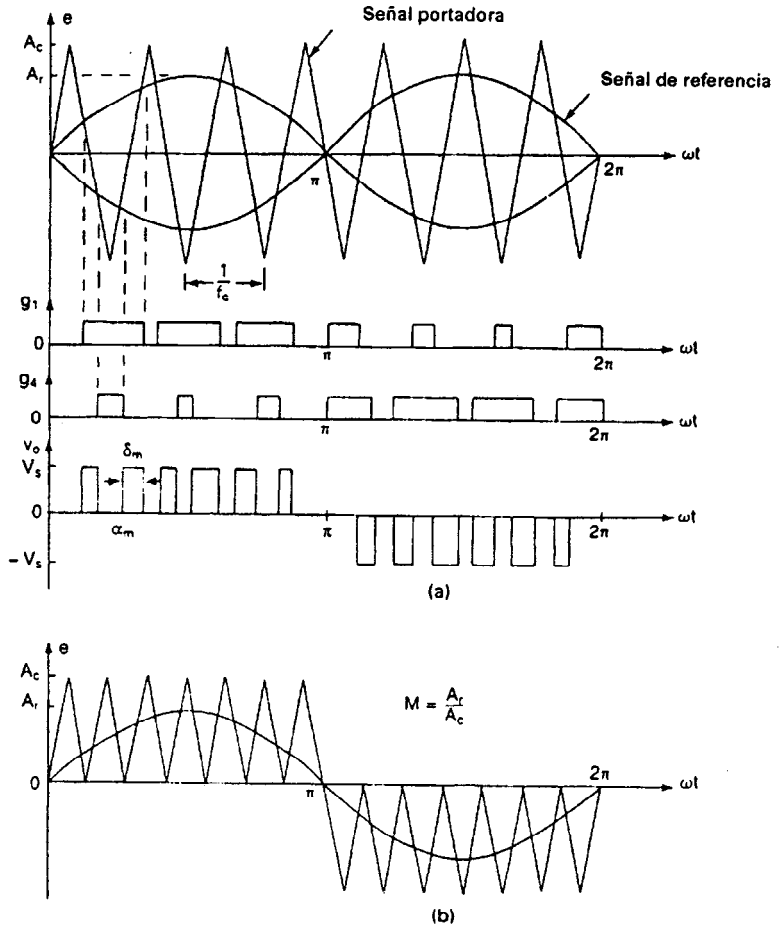


Figura 10-15 Modulación senoidal de ancho de pulso.

La ecuación (10-32) también sirve para determinar el coeficiente de Fourier del voltaje de salida como

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta_m}{2} \left[\operatorname{sin} n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right]$$

para n 1, 3, 5, . . . (10-34)

Para determinar el ancho de los pulsos y evaluar el perfil armónico de la oscilación senoidal se ha desarrollado el programa para computadora PROG-6. El perfil armónico se muestra en la figura 10-16 para cinco pulsos por cada medio ciclo. El factor de distorsión se ha reducido significativamente en comparación con el de la modulación de múltiples pulsos. Este tipo de modulación elimina todas las armónicas menores que o iguales a $2p - 1$. Para $p = 5$, la armónica menor es la novena.

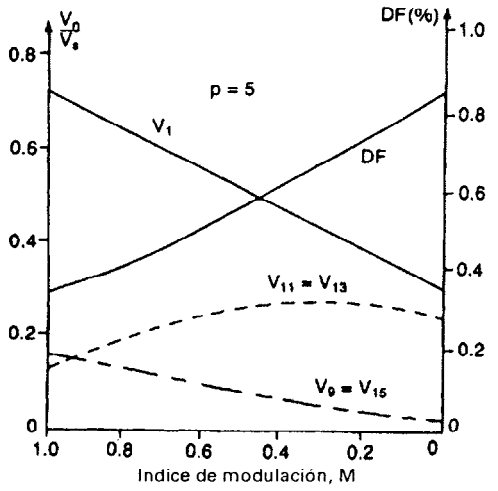


Figura 10-16 Perfil armónico de la modulación senoidal del ancho de pulso.

El voltaje de salida de un inversor contiene armónicas. El PWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación f_c y sus múltiplos, es decir, alrededor de las armónicas m_f, $2m_f$, $3m_f$ y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por

$$f_n = (jm_f \pm k)f_c \tag{10-35}$$

donde la armónica de orden n se iguala a la banda lateral de orden k de j veces la relación frecuencia-modulación m_f.

$$\begin{aligned} n &= jm_f \pm k \\ &= 2jp \pm k \qquad \text{para } j = 1, 2, 3, \ldots \text{ y } k = 1, 3, 5, \ldots \end{aligned} \tag{10-36}$$

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida para el control PWM y SPWM, a partir de

$$V_{m1} = dV_s \qquad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \tag{10-37}$$

Para $d = 1$, la ecuación (10-37) da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como $V_{m1(máx)} = V_s$. Pero, de acuerdo con la ecuación (10-11), $V_{m1(max)}$ puede ser tan alto como $4V_s/\pi = 1.278V_s$ para una salida de onda cuadrada. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida, d deberá incrementarse más allá de 1.0. La operación más allá de $d = 1.0$ se llama *sobremodulación*. El valor de d en el cual $V_{m1(max)}$ se iguala a $1.278V_s$ depende del número de pulsos por cada medio ciclo p, y es aproximadamente 3 para $p = 7$, tal y como se muestra en la figura 10-17. La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la operación en el rango lineal (con $d \leq 1.0$). En aplicaciones que requieren de baja distorsión [como las fuentes ininterrumpibles de poder (UPS)] la sobremodulación suele evitarse.

10-6.4 Modulación senoidal modificada de ancho de pulso

La figura 10-15 indica que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian en forma significativa con la variación del índice de modulación. Esto se debe a las ca-

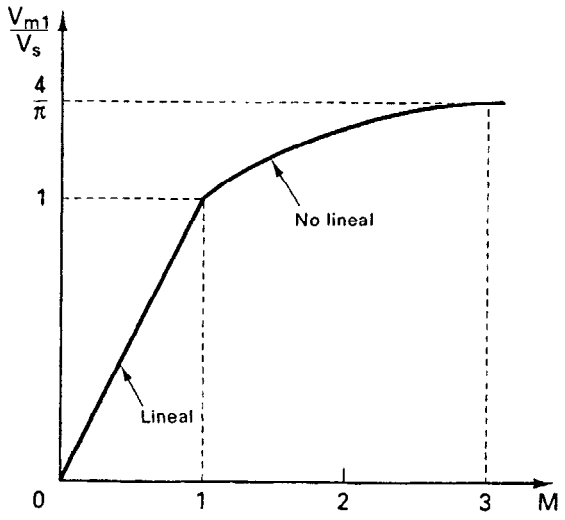


Figura 10-17 Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación M.

racterísticas de una onda senoidal, la técnica SPWM se puede modificar de tal manera que la onda portadora se aplique durante el primero y el último intervalo de 60° de cada medio ciclo (es decir de cero a 60° y de 120 a 180°). Este tipo de modulación se conoce como MSPWM y se muestra en la figura 10-18. La componente fundamental se incrementa y las características armónicas mejoran. Esto reduce el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación.

El programa para computadoras PROG-7, que se lista en el apéndice F, determina los anchos de pulso y evalúa el comportamiento del SPWM modificado. El perfil armónico se muestra en la figura 10-19 para cinco pulsos por medio ciclo. El número de pulsos, q, del período de 60°,

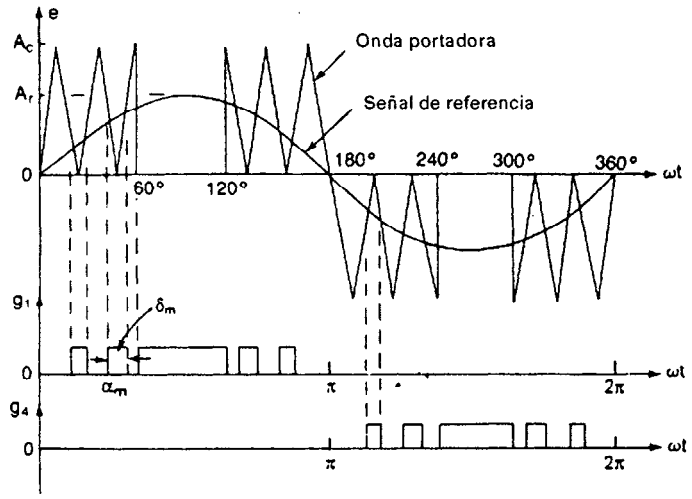


Figura 10-18 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.

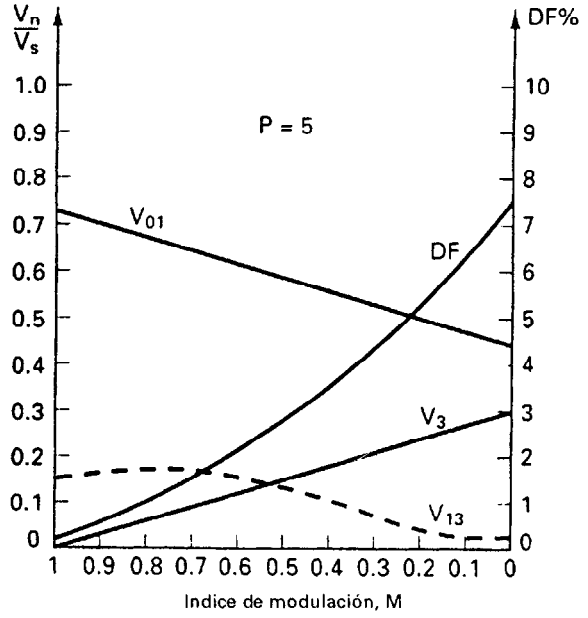


Figura 10-19 Perfil armónico de la modulación senoidal modificada del ancho de pulso.

por lo general se relaciona con la relación de frecuencias, en particular en los inversores trifásicos, mediante

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \tag{10-38}$$

10-6.5 Control por desplazamiento de fase

El control del voltaje se puede obtener utilizando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el de la figura 10-2a como la suma de los dos inversores de medio puente de la figura 10-1a. Un desplazamiento de fase de 180° produce un voltaje de salida, tal y como se aprecia en la figura 10-20c, en tanto que un ángulo de retraso (o desplazamiento) β produce una salida como la que se muestra en la figura 10-20e.

El voltaje rms de salida,

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \tag{10-39}$$

Si

$$v_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t$$

entonces

$$v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n(\omega t - \beta)$$

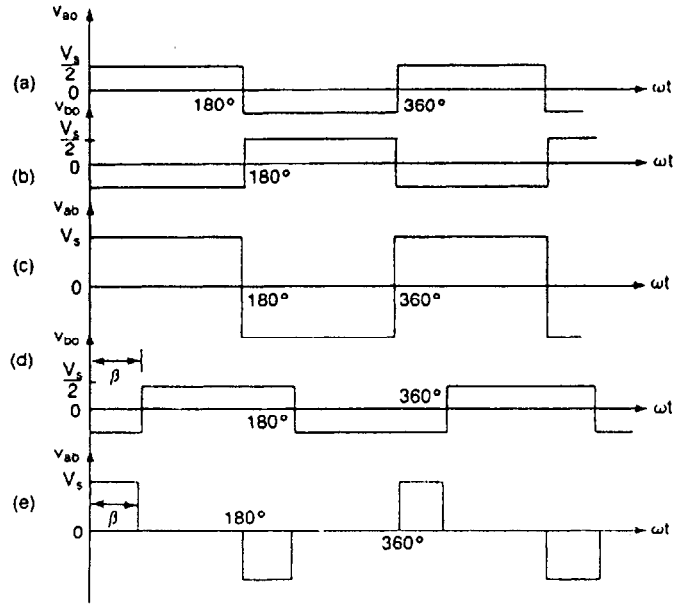


Figura 10-20 Control por desplazamiento de fase.

El voltaje instantáneo de salida

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{sen } n\omega t - \text{sen } n(\omega t - \beta)] \tag{10-40}$$

dado que sen A – sen B = 2 sen[$(A - B)/2$]cos[$(A + B)/2$], la ecuación (10-40) se puede simplificar como

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\beta}{2} \cos n \left(\omega t - \frac{\beta}{2}\right) \tag{10-41}$$

El valor rms del voltaje de salida de la componente fundamental es

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \text{sen} \frac{\beta}{2} \tag{10-42}$$

La ecuación (10-42) indica que el voltaje de salida se puede variar al modificar el ángulo de desplazamiento o de retraso. Este tipo de control es especialmente útil en aplicaciones de alta potencia que requieran un gran número de transistores en paralelo.

10-7 CONTROL DE VOLTAJE EN INVERSORES TRIFASICOS

Un inversor trifásico puede considerarse como tres inversores monofásicos, con la salida de cada inversor monofásico desplazada 120°. Las técnicas de control de voltaje analizadas en la sección 10-6 son aplicables a los inversores trifásicos. Como ejemplo, la generación de las señales de ex-

citación con modulación senoidal de ancho de pulso aparecen en la figura 10-21. Se muestran tres ondas senoidales de referencia, cada una de ellas desplazada 120°. Una onda portadora se compara con la señal de referencia correspondiente a una fase, a fin de generar las señales de excitación de dicha fase. Para generar el voltaje de salida, como aparece en la figura 10-21, se elimina la condición de que dos dispositivos de conmutación de una misma rama no pueden conducir simultáneamente.

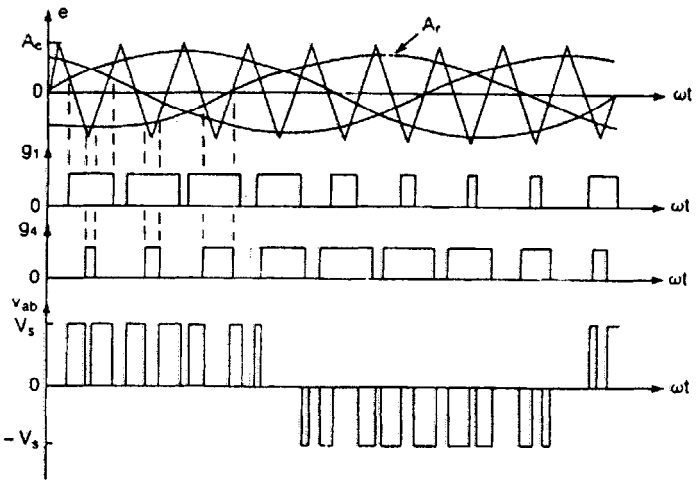


Figura 10-21 Modulación senoidal de ancho de pulso para un inversor trifásico.

Ejemplo 10-5

Un inversor monofásico de puente completo controla la energía en una carga resistiva. El valor nominal del voltaje de entrada de corriente directa es V_s = 220 V y se utiliza una modulación uniforme de ancho de pulso con cinco pulsos por cada medio ciclo. Para el control requerido, el ancho de cada pulso es de 30°. (a) Determine el voltaje rms de la carga. (b) Si la alimentación de cd aumenta 10%, determine el ancho de pulso necesario para mantener la misma potencia en la carga. Si el ancho máximo posible de pulso es 35°, determine el límite máximo permisible de la fuente en cd de entrada.

Solución (a) V_s = 220 V, p = 5, y δ = 30°. De la ecuación (10-29), $V_o = 220\sqrt{5 \times 30/180} = 200.8$ V.

(b) $V_s = 1.1 \times 220 = 242$ V. Utilizando la ecuación (10-29), $242\sqrt{5\delta/180} = 200.8$ y esto nos da el valor requerido del ancho de pulso, δ = 24.75°.

Para mantener un voltaje de salida de 200.8 V en el máximo ancho de pulso posible δ = 35°, se puede determinar el voltaje de entrada a partir de $200.8 = V_s\sqrt{5 \times 35/180}$, esto da como resultado el voltaje mínimo de entrada permisible, V_s = 203.64 V.

10-8 TECNICAS AVANZADAS DE MODULACION

El SPWM, que es el de uso más común, tiene desventajas (por ejemplo, un voltaje bajo de salida de la fundamental). Las técnicas que ofrecen un mejor rendimiento son:

Modulación trapezoidal
Modulación en escalera
Modulación escalonada
Modulación por inyección de armónicas
Modulación en delta

En aras de la simplicidad, mostraremos el voltaje de salida, v_{ao}, para un inversor de medio puente. En el caso de un inversor de puente completo, $v_o = v_{ao} - v_{bo}$, donde v_{bo} es el inverso de v_{ao}.

Modulación trapezoidal. Las señales de excitación se generan al comparar una onda portadora triangular con una onda moduladora trapezoidal [6], como se muestra en la figura 10-22. La onda trapezoidal puede obtenerse a partir de una onda triangular si se limita su magnitud a $\pm A_r$, misma que se relaciona con el valor pico $A_{r(\text{max})}$ mediante

$$A_r = \sigma A_{r(\text{máx})}$$

donde σ es el *factor triangular*, porque cuando $\sigma = 1$ la forma de onda se convierte en una onda triangular. El índice de modulación M es

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_r(\text{máx})}{A_c} \quad \text{para } 0 \leq M \leq 1 \tag{10-43}$$

El ángulo de la porción plana de la onda trapezoidal está dado por

$$2\phi = (1 - \sigma)\pi \tag{10-44}$$

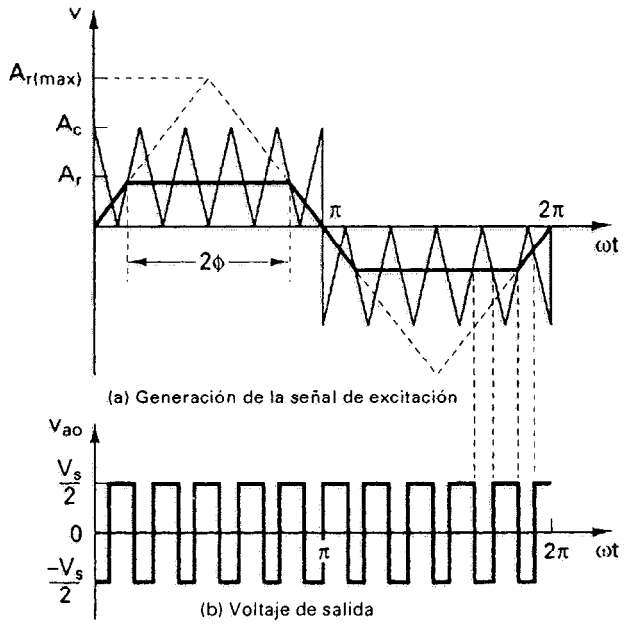


Figura 10-22 Modulación trapezoidal.

Para valores fijos de $A_{r(max)}$ y de A_c, puede modificarse M, que varía con el voltaje de salida, cambiando el factor triangular, σ. Este tipo de modulación aumenta hasta 1.05 V_s el voltaje pico de salida de la fundamental, pero la salida contiene armónicas de menor orden.

Modulación en escalera. La señal de modulación es una onda en escalera, como se muestra en la figura 10-23. La escalera no es una aproximación por muestreo de la onda senoidal. A fin de eliminar armónicas específicas, los niveles de los escalones se calculan. La razón de modulación de la frecuencia m_f y el número de escalones se escoge con el fin de obtener el voltaje de salida con la calidad deseada. Este es un PWM optimizado y no se recomienda para casos con menos de 15 pulsos por ciclo. Ha sido demostrado [7] que para un alto voltaje de la fundamental de salida y un bajo factor de distorsión, el número óptimo de pulsos en un ciclo es 15 para dos niveles, 21 para tres niveles y 27 para cuatro niveles. Este tipo de control suministra un voltaje de salida de alta calidad, con un valor de la fundamental de hasta $0.94V_s$.

Modulación escalonada. La señal moduladora es una onda escalonada [8] como la que se muestra en la figura 10-24. La onda escalonada no es una aproximación por muestreo de la onda senoidal. Está dividida en intervalos específicos, digamos de 20°, cada uno controlado en forma individual a fin de definir la magnitud de la componente fundamental y de eliminar armónicas específicas. Este tipo de control logra una distorsión baja, pero con una mayor amplitud de la fundamental en comparación con el control PWM normal.

Modulación por inyección de armónicas. La señal de modulación es generada mediante la inyección de armónicas seleccionadas en la onda senoidal. Esto da como resultado una forma de onda de cresta aplanada, y reduce la sobremodulación. Suministra una mayor amplitud de la fundamental y una menor distorsión del voltaje de salida. La señal moduladora [9] está usualmente compuesta de

$$v_r = 1.15 \text{ sen } \omega t + 0.27 \text{ sen } 3\omega t - 0.029 \text{ sen } 9\omega t$$

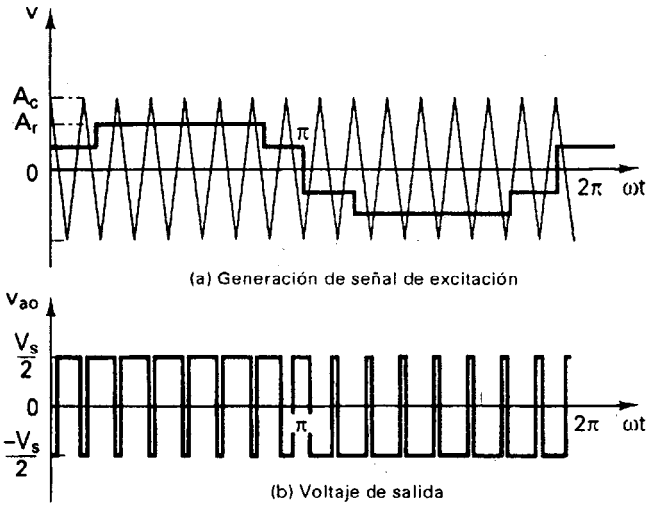


Figura 10-23 Modulación en escalera.

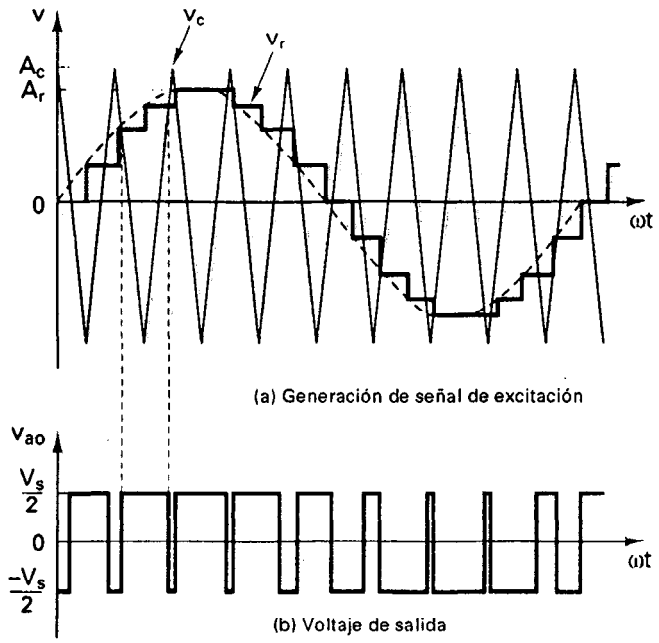


Figura 10-24 Modulación escalonada.

En la figura 10-25 aparece la señal moduladora, con inyecciones de tercera y novena armónica. Debe hacerse notar que la inyección de armónicas de tercer orden no afectará la calidad del voltaje de salida, dado que la salida de un inversor trifásico no contiene armónicas múltiplos de 3. Si sólo se inyecta la tercera armónica, v_r estará dado por

$$v_r = 1.15 \text{ sen } \omega t + 0.19 \text{ sen } 3\omega t$$

La señal moduladora [10] puede generarse a partir de segmentos de $2\pi/3$ de una onda senoidal, como se muestra en la figura 10-26. Esto es similar a inyectar armónicas múltiplos de 3 a una onda senoidal. El voltaje línea a línea es PWM senoidal y la amplitud de la componente fundamental es aproximadamente 15% mayor que la de un PWM senoidal normal. Dado que durante una tercera parte del período cada brazo del puente se desconecta, el calentamiento de los dispositivos conmutadores se reduce.

Modulación en delta. En la modulación en delta [11], se deja que una onda triangular oscile dentro de una ventana definida ΔV por encima y por debajo de la onda senoidal de referencia v_r. La función de conmutación del inversor, que es idéntica al voltaje de salida v_o, se genera a partir de los vértices de la onda triangular v_c, como se muestra en la figura 10-27. También se conoce como *modulación por histéresis*. Si se modifica la frecuencia de la onda moduladora manteniendo constante la pendiente de la onda triangular, el número de pulsos y de anchos de pulso de la onda modulada cambiará.

El voltaje de salida de la fundamental puede ser hasta de $1V_s$ y depende de la amplitud pico A_r y de la frecuencia f_r del voltaje de referencia. La modulación en delta puede controlar la relación entre voltaje y frecuencia, característica deseable en el control de motores de ca.

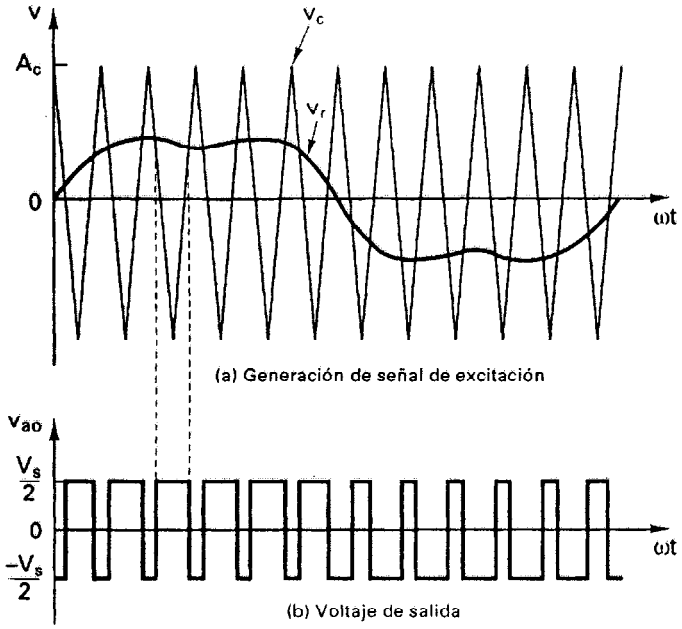


Figura 10-25 Modulación por inyección de armónica seleccionada.

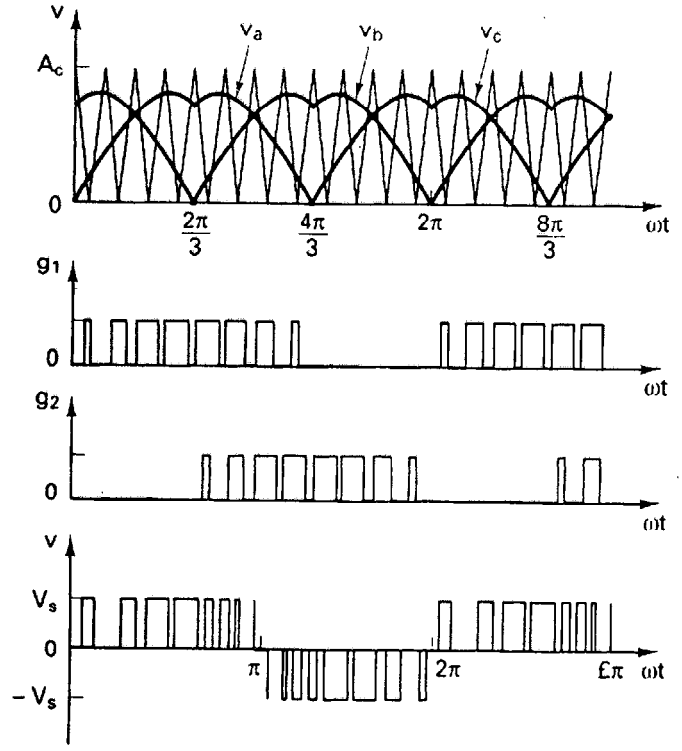


Figura 10-26 Modulación por inyección de armónica.

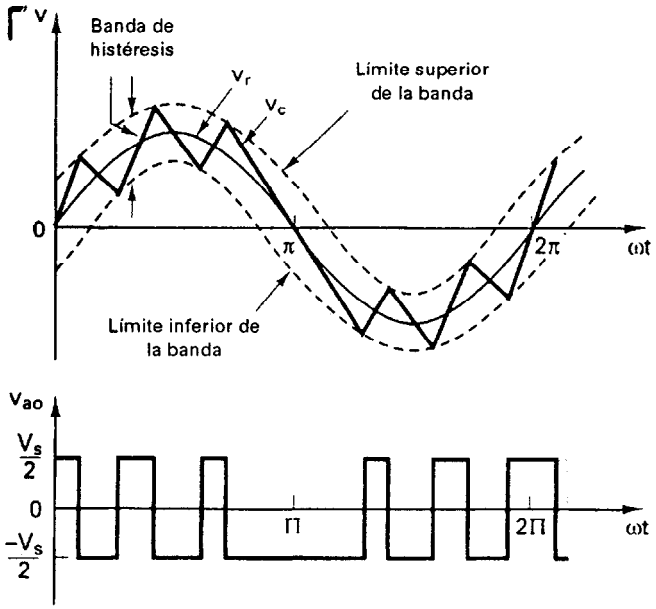


Figura 10-27 Modulación en delta.

10-9 REDUCCION DE ARMONICAS

La ecuación (10-41) indica que mediante una elección adecuada del ángulo de desplazamiento se puede eliminar la armónica de orden n, β, si

$$\text{sen}\frac{n\beta}{2} = 0$$

o bien,

$$\beta = \frac{360°}{n} \tag{10-45}$$

y la tercera armónica quedará eliminada, si β = 360/3 = 120°. Se puede eliminar un par de armónicas no deseadas en la salida de los inversores monofásicos si se colocan en forma simétrica dos *muescas* de voltaje bipolar, tal y como se muestra en la figura 10-28.

La serie de Fourier del voltaje de salida se puede expresar como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \,\text{sen}\, n\omega t \tag{10-46}$$

donde

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n} \end{aligned} \tag{10-47}$$

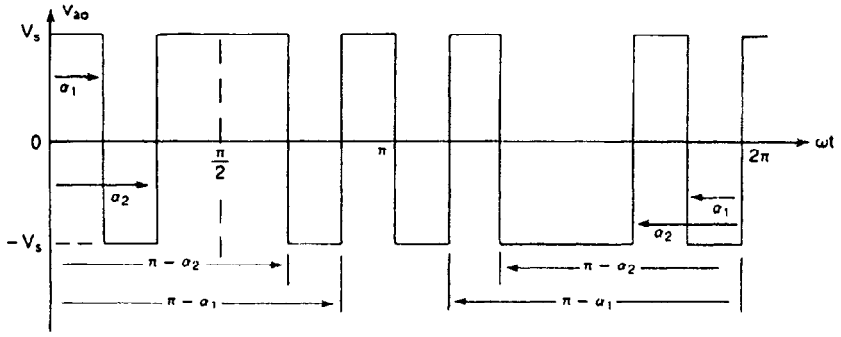


Figura 10-28 Salida de voltaje con dos muescas bipolares por cada media onda.

La ecuación (10-47) se puede extender hasta m muescas por cada cuarto de onda:

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}(1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 - \cdots) \tag{10-48}$$

La tercera y la quinta armónica se eliminarían si $B_3 = B_5 = 0$ y la ecuación (10-47) da las ecuaciones necesarias a resolver.

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad \text{o} \quad \alpha_2 = \tfrac{1}{3}\cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0.5)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad \text{o} \quad \alpha_1 = \tfrac{1}{5}\cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 + 0.5)$$

Estas ecuaciones se pueden resolver en forma iterativa si se supone inicialmente que $\alpha_1 = 0$ y se repiten los cálculos para α_1 y α_2. El resultado es $\alpha_1 = 23.62°$ y $\alpha_2 = 33.3°$.

Con muescas de voltaje unipolar, como las que se muestran en la figura 10-29, el coeficiente B_n está dado por

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \text{sen } n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \text{sen } n\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n} \end{aligned} \tag{10-49}$$

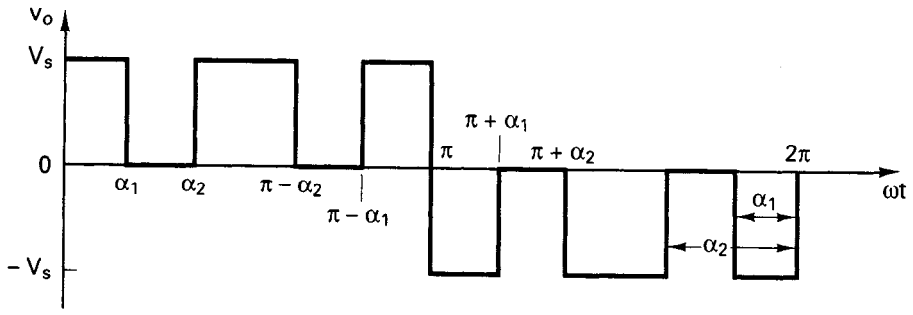


Figura 10-29 Voltaje de salida unipolar con dos muescas por cada medio ciclo.

La tercera y quinta armónicas se eliminarían si

$$1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$

$$1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0$$

Resolviendo estas ecuaciones mediante iteraciones, obtenemos $\alpha_1 = 17.83°$ y $\alpha_2 = 37.97°$.

Las técnicas modificadas de modulación senoidal de ancho de pulso se pueden aplicar para generar las muescas que eliminarán eficazmente ciertas armónicas del voltaje de salida, tal y como se muestra en la figura 10-30.

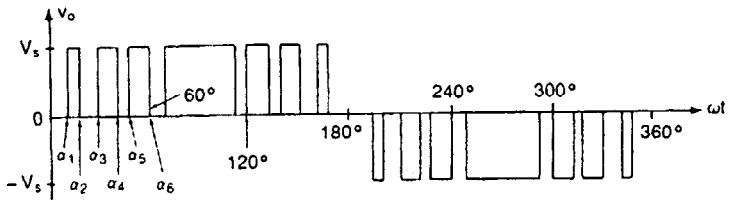


Figura 10-30 Voltaje de salida para modulación senoidal modificada de ancho de pulso.

Los voltaje de salida de dos o más inversores se pueden conectar en serie a través de un transformador, a fin de reducir o de eliminar ciertas armónicas no deseadas. La disposición para la combinación de dos voltajes de salida de un inversor se muestran en la figura 10-31a. Las formas de onda para la salida de cada inversor y el voltaje de salida resultante aparecen en la figura 10-31b. El segundo inversor tiene un desplazamiento de fase de $\pi/3$.

Partiendo de la ecuación (10-11), la salida del primer inversor se puede expresar como

$$v_{o1} = A_1 \operatorname{sen} \omega t + A_3 \operatorname{sen} 3\omega t + A_5 \operatorname{sen} 5\omega t + \cdots$$

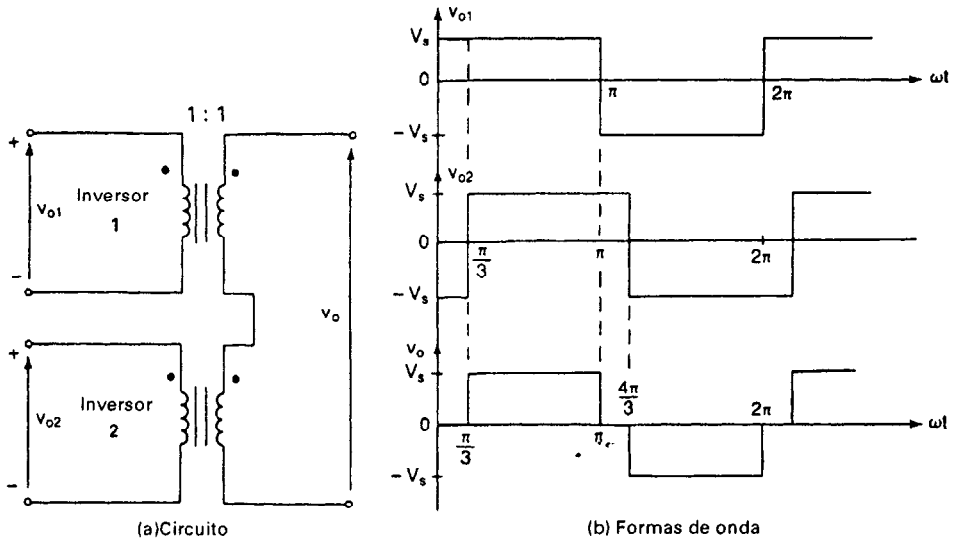


Figura 10-31 Eliminación de armónicas mediante una conexión con un transformador.

Dado que la salida del segundo inversor, v_{o2}, está retrasada en $\pi/3$,

$$v_{o2} = A_1 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_3 \operatorname{sen} 3\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_5 \operatorname{sen} 5\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \cdots$$

El voltaje resultante v_o se obtiene por adición de vectores.

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = \sqrt{3}\left[A_1 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + A_5 \operatorname{sen} 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cdots\right]$$

Por lo tanto, un desplazamiento de fase de $\pi/3$ y la combinación de los voltajes mediante la conexión por transformador eliminarán la tercera armónica (y todos sus múltiplos). Debe hacerse notar que el componente resultante fundamental no es dos veces el voltaje individual, sino $\sqrt{3/2}$ (= 0.866) del correspondiente a los voltajes de salida individuales, y que la salida eficaz se ha reducido en (1 – 0.866=) 13.4%.

Las técnicas de eliminación de armónicas, adecuadas sólo para voltajes de salida fijos, aumentan el orden de las armónicas y reducen el tamaño de los filtros de salida. Sin embargo, esta ventaja deberá compararse con el aumento en las pérdidas de conmutación en los dispositivos de potencia y el aumento de hierro (o pérdidas magnéticas) en el transformador, debido a frecuencias más altas de armónicas.

Ejemplo 10-6

Un inversor monofásico de onda completa usa varias muescas para conseguir un voltaje bipolar, tal y como se muestra en la figura 10-28, es necesario eliminar las armónicas quinta, séptima, undécima y decimotercera de la onda de salida. Determine el número de muescas y sus ángulos.

Solución Para eliminar la quinta, séptima, undécima y decimotercera armónicas, $A_5 = A_7 = A_{11} = A_{13} = 0$; esto es, $m = 4$. Se requiere de cuatro muescas por cada cuarto de onda. La ecuación (10-48) da el conjunto siguiente de ecuaciones no lineales simultáneas para resolver los ángulos:

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 13\alpha_1 + 2\cos 13\alpha_2 - 2\cos 13\alpha_3 + 2\cos 13\alpha_4 = 0$$

La solución a estas ecuaciones mediante iteración da

$$\alpha_1 = 10.55° \qquad \alpha_2 = 16.09° \qquad \alpha_3 = 30.91° \qquad \alpha_4 = 32.87°$$

Nota. No siempre es necesario eliminar la tercera armónica (y sus múltiplos), que normalmente no están presentes en las conexiones trifásicas. Sin embargo, en inversores trifásicos es preferible eliminar las armónicas quinta, séptima y undécima de los voltajes de salida, de tal forma que la armónica de orden menor resulte ser la decimotercera.

10-10 INVERSORES CON TIRISTOR POR CONMUTACION FORZADA

Aunque para los inversores se puede utilizar transistores además de otros dispositivos de conmutación, sobre todo se utilizan en aplicaciones de potencia media o baja. Los transistores, los GTO

y los IBGT se vuelven cada vez más competitivos y desplazan a los tiristores. Para aplicaciones de alto voltaje y de alta corriente, resulta necesario conectarlos en serie o en combinaciones de serie-paralelo; esto da como resultado un aumento en la complejidad del circuito. Los tiristores de conmutación rápida, disponibles en especificaciones de alto voltaje y de alta corriente, resultan más adecuados para las aplicaciones de alta potencia. Sin embargo, para desactivar los tiristores, se requiere de circuitos adicionales de conmutación. Las diversas técnicas para la conmutación de tiristores se analizaron en el capítulo 7. En una etapa anterior de la electrónica de potencia, se desarrollaron muchos circuitos de conmutación de tiristor para inversores. Dos tipos de circuitos de conmutación utilizados comúnmente en aplicaciones de inversores son:

1. Inversores con conmutación auxiliar
2. Inversores con conmutación complementaria

10-10.1 Inversores con conmutación auxiliar

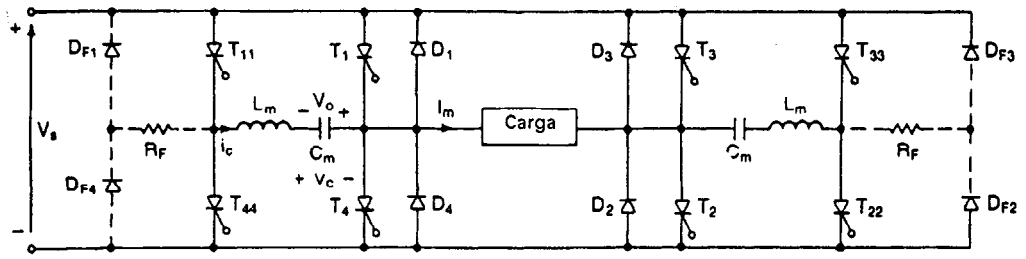
En la figura 10-32a se muestra un inversor de tiristor monofásico de puente completo, con conmutación auxiliar. Un circuito de conmutación está compartido por dos tiristores. Supongamos que el tiristor T_1 conduce y suministra la corriente pico de carga I_m, y que el capacitor C_m está cargado hasta V_o con polaridad según se muestra. Las formas de onda del voltaje y de la corriente del capacitor aparecen en la figura 10-32b. El proceso de conmutación es similar al del circuito de pulso resonante de la figura 7-13a. El proceso de conmutación del tiristor se puede dividir en cuatro modos.

Modo 1. Este modo empieza cuando se dispara el tiristor T_{11} para desactivar al tiristor T_1 que estaba conduciendo. El disparo de T_{11} provoca un flujo resonante de corriente a través del capacitor y obliga a que se abata la corriente de T_1. Esto se puede considerar como una corriente inversa a través del circuito formado por L_m, C_m, D_1 y T_{11}. Este modo termina cuando la cd de T_1 se abate hasta cero y la corriente del capacitor se eleva hasta la corriente de carga I_m en el tiempo $t = t_1$.

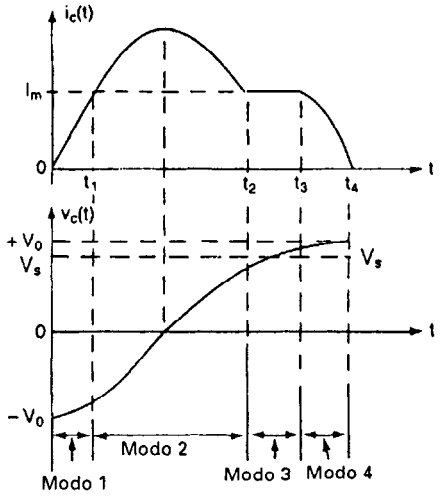
Modo 2. Este modo empieza cuando el diodo D_1 empieza a conducir y la oscilación resonante continúa a través de L_m, C_m, D_1 y T_{11}. Este modo termina cuando la corriente del capacitor se reduce de nuevo a la corriente de la carga en $t = t_2$ y el diodo D_1 deja de conducir.

Modo 3. Este modo inicia cuando D_1 deja de conducir. El capacitor se vuelve a cargar a través de la carga a una corriente aproximadamente constante I_m. Este modo se termina cuando el voltaje del capacitor se iguala con el voltaje de cd de la alimentación V_s en $t = t_3$, y tiende a sobrecargarse debido a la energía almacenada en el inductor L_m.

Modo 4. Este modo inicia cuando el voltaje del capacitor tiende a hacerse mayor que V_s, y D_4 tiene polarización positiva. La energía almacenada en el inductor L_m se transfiere al capacitor, y hace que éste se sobrecargue con respecto al voltaje de la alimentación, V_s. Este modo termina cuando la corriente del capacitor vuelve a abatirse a cero y el voltaje del capacitor se invierte en relación con la polaridad original. El capacitor está ahora listo para activar a T_4 en caso de que T_{44} se dispare.



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 10-32 Inversor monofásico con conmutación auxiliar.

Este tipo de inversor se conoce comúnmente como *inversor McMurray*. La operación del circuito es similar a la de la figura 7-13a. Son aplicables a este circuito inversor las ecuaciones (7-24) a (7-32), relativas al tiempo de desactivación disponible y a las condiciones de diseño. De la ecuación (7-24), el tiempo de desactivación disponible o el tiempo de polarización inversa es

$$t_{\text{off}} = \sqrt{L_m C_m}\left(\pi - 2\,\text{sen}^{-1}\frac{1}{x}\right) \tag{10-50}$$

donde

$$x = \frac{V_o}{I_m}\sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \tag{10-51}$$

$$V_o = V_s + I_m\sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \tag{10-52}$$

Como inversor, la corriente de la carga varía en función del tiempo, el circuito de conmutación debe diseñarse para la corriente pico de la carga. El voltaje del capacitor V_o, que depende de

la corriente de la carga en el instante de la conmutación, aumenta las especificaciones de voltaje y de corriente de los dispositivos y componentes. Al conectar los diodos, el exceso de energía se puede devolver a la fuente de cd tal y como se muestra en la figura 10-32a mediante líneas punteadas. Una parte de la energía se disipará en la resistencia R, mismo que puede reemplazarse por un embobinado de retroalimentación como se analizó en la sección 3-5.

10-10.2 Inversores de conmutación complementaria

Si dos inductores están bien acoplados, el disparo de un tiristor desactiva otro tiristor del mismo brazo del puente. Este tipo de conmutación se conoce como *conmutación complementaria.* Este principio se puede aplicar a los circuitos de inversor por conmutación forzada; la figura 10-33a muestra una rama de un inversor monofásico de puente completo. Este circuito también se conoce como *inversor McMurray-Bedford.* La operación del circuito se puede dividir en tres modos y los circuitos equivalentes para los modos aparecen en la figura 10-33b. Las formas de onda correspondientes a los voltajes y las corrientes se muestran en la figura 10-33c bajo la hipótesis de que la corriente de la carga se conserva constante durante el período de conmutación. En el análisis siguiente, definiremos de nuevo el origen de los tiempos $t = 0$, al principio de cada uno de los modos.

Modo 1. Este modo empieza cuando T_2 se dispara para desactivar T_1, que estaba conduciendo. El circuito equivalente aparece en la figura 10-33b. En el inicio de este modo, el capacitor C_2 está cargado hasta V_s. C_1 estaba en corto circuito anteriormente a través de T_1 y no tiene ningún voltaje. El voltaje a través de L_2 es $v_{L2} = V_s$, la corriente a través de L_2 induce un voltaje $v_{L1} = V_s$ a través de L_1. Se aplica un voltaje inverso $v_{ak} = V_s - v_{L1} - v_{L2} = -V_s$ a través de T_1 y la cd de T_1 se fuerza hasta cero. i_{T1} se abate hasta cero e i_{T2} se eleva hasta el nivel de la corriente instantánea de la carga, $i_{T2} = I_m$.

Si suponemos que $C_1 = C_2 = C_m$ y completamos el lazo alrededor de C_1, C_2 y la fuente de cd, las corrientes del capacitor se pueden describir como

$$\frac{1}{C_m}\int i_{c1}\,dt + v_{c1}(t = 0) - \frac{1}{C_m}\int i_{c2}\,dt + v_{c2}(t = 0) = V_s \tag{10-53}$$

Dado que $v_{c1}(t = 0) = 0$ y $v_{c2}(t = 0) = V_s$, la ecuación (10-53) nos da

$$i_{c1} = i_{c2} \tag{10-54}$$

Utilizando las leyes de corriente de Kirchhoff en el nodo B,

$$I_m - i_{c1} + i_1 - i_{c2} = 0 \qquad \text{o} \qquad I_m + i_1 = i_{c1} + i_{c2} = 2i_{c1}$$

es decir,

$$i_{c1} = i_{c2} = \frac{I_m + i_1}{2} \tag{10-55}$$

Si suponemos que $L_1 = L_2 = L_m$ y cerramos el lazo formado por L_2, T_2 y C_2, obtenemos

$$L_m\frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_m}\int i_{c2}\,dt - v_{c2}(t = 0) = 0 \tag{10-56}$$

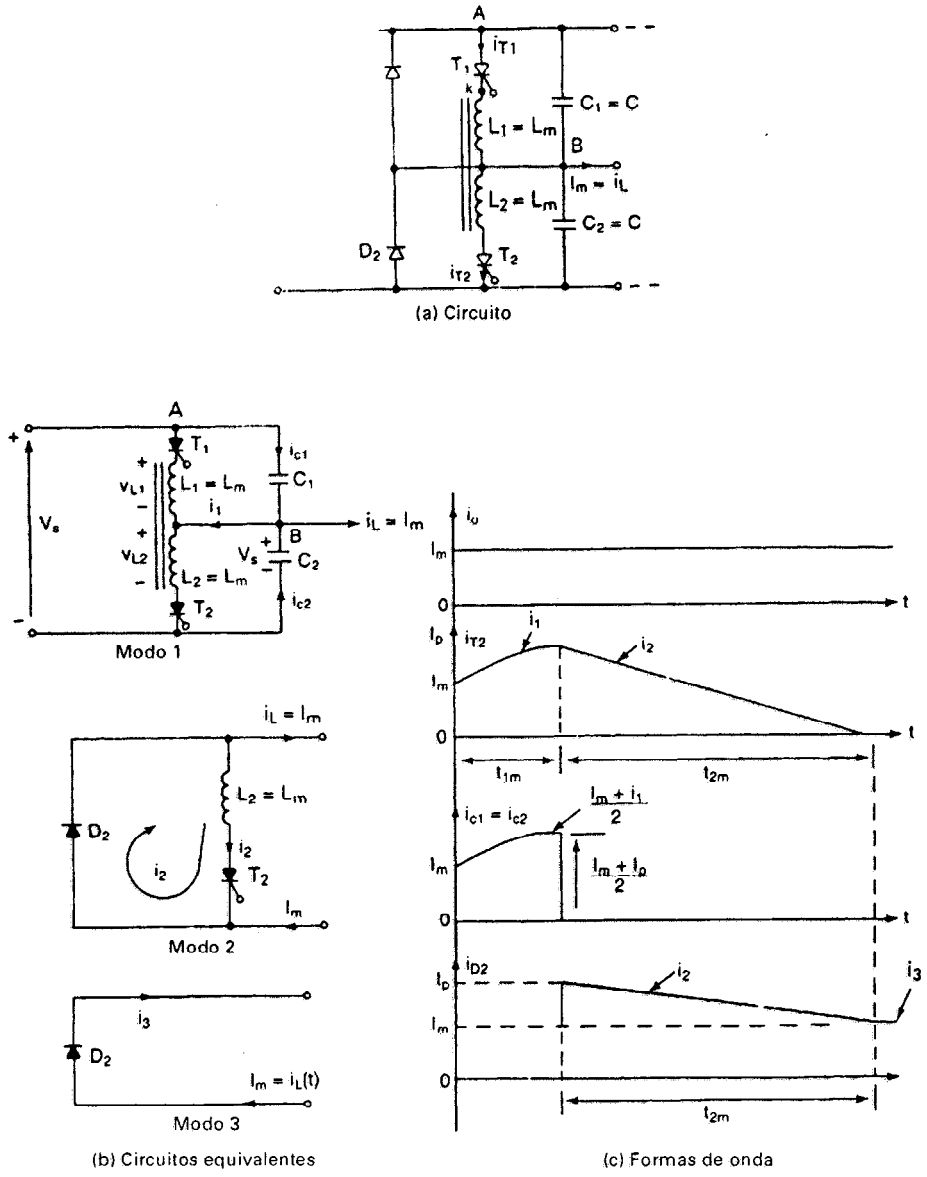


Figura 10-33 Conmutación complementaria.

con condiciones iniciales $i_1(t = 0) = I_m$ y $v_{c2}(t = 0) = V_s$. La solución de la ecuación (10-56) en función de las condiciones iniciales nos da

$$i_1(t) = 2I_m \cos \omega t + V_s \sqrt{\frac{2C_m}{L_m}} \operatorname{sen} \omega t - I_m \tag{10-57}$$

donde

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_mC_m}} \tag{10-58}$$

El voltaje a través del inductor L_2,

$$v_{L2}(t) = v_{L1}(t) = v_{c2}(t) = L_m \frac{di_1}{dt} = V_s \cos \omega t - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \operatorname{sen} \omega t \tag{10-59}$$

El voltaje de polarización inversa a través de T_1 es

$$v_{ak}(t) = V_s - 2v_{L2} = V_s - 2V_2 \cos \omega t + 4I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \operatorname{sen} \omega t \tag{10-60}$$

El tiempo de desactivación disponible (o del circuito) puede determinarse mediante la condición $v_{ak}(t = t_{off}) = 0$ de la ecuación (10-60), que después de simplificarse da

$$t_{off} = \sqrt{2L_mC_m} \left[\cos^{-1} \frac{1}{2(1 + x^2)^{1/2}} - \tan^{-1} x\right] \tag{10-61}$$

donde

$$x = \frac{I_m}{V_s} \sqrt{\frac{2L_m}{C_m}} \tag{10-62}$$

El tiempo de desactivación del circuito depende de la corriente de la carga I_m y será máximo cuando $I_m = 0$. El valor máximo de t_{off} es

$$t_{off(max)} = \frac{\pi}{3} \sqrt{2L_mC_m} \tag{10-63}$$

Este modo termina cuando el voltaje del capacitor C_2 se abate hasta cero y $v_{c2}(t)$ tiende a cargarse en la dirección opuesta. La duración del tiempo correspondiente a este modo se puede determinar a partir de la condición $v_{L2}(t = t_{1m}) = v_{c2}(t = t_{1m}) = 0$, que también resulta ser la condición de la corriente pico del tiristor. De la ecuación (10-59),

$$V_s \cos \omega t_{1m} - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \operatorname{sen} \omega t_{1m} = 0$$

es decir,

$$t_m = t_{1m} = \sqrt{2L_mC_m} \tan^{-1} \frac{1}{x} \tag{10-64}$$

La corriente del tiristor i_{T2} se hace máxima en $t = t_m = t_{1m}$ y al final de este modo,

$$i_{T2} = i_1(t = t_{1m}) = I_1 = I_p \tag{10-65}$$

Modo 2. Este modo inicia cuando el diodo D_2 empieza a conducir. El circuito equivalente aparece en la figura 10-33b. La energía almacenada en el inductor L_2 se pierde en el circuito formado por T_2, D_2 y L_2. La corriente de la carga $i_L(t)(= I_m)$ también fluye a través del diodo D_2.

Si V_d es la caída directa de voltaje del diodo D_2 y del tiristor T_2, la corriente instantánea, $i_2(t)$, para el modo 2 está dada por

$$L_m \frac{di_2}{dt} + V_d = 0 \tag{10-66}$$

Con la condición inicial $i_2(t = 0) = I_P$, la solución de la ecuación (10-66) es

$$i_2(t) = I_p - \frac{V_d}{L_m} t \tag{10-67}$$

Este modo termina cuando $i_2(t)$ se abate hasta cero y el tiristor T_2 se desactiva debido a autoconmutación. La duración de este modo es aproximadamente

$$t_{2m} = \frac{I_p L_m}{V_d} \tag{10-68}$$

Modo 3. Este modo empieza cuando T_2 se desactiva. El circuito equivalente se muestra en la figura 10-33b. El diodo D_2 continúa la conducción de la corriente de la carga hasta que ésta cae a cero. El voltaje de polarización inversa para T_2 se proporciona por la caída de voltaje directa del diodo D_2.

Ejemplo 10-7*

El inversor monofásico complementario de la figura 10-33a tiene $L_1 = L_2 = L_m = 30$ μH, $C_m = 50$ μF y una corriente pico de carga es $I_m = 175$ A. El voltaje en cd de entrada es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz. La caída de voltaje para el circuito formada por el tiristor T_2 y el diodo D_2 es aproximadamente, $V_d = 2$ V. Determine (a) el tiempo de desactivación del circuito t_{off}; (b) el tiempo máximo de desactivación del circuito $t_{off(max)}$ cuando $I_m = 0$; (c) la corriente pico de los tiristores I_p; (d) la duración del proceso de conmutación, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; y (e) la energía utilizada en el inductor L_2 al final del modo 1.

Solución $V_s = 220$ V, $L_m = 30$ μH, $C_m = 50$ μF, e $I_m = 175$ A.

(a) De la ecuación (10-62), $x = (175/220)\sqrt{2 \times 30/50} = 0.8714$. De la ecuación (10-61),

$$t_{off} = \sqrt{2 \times 30 \times 50} \times \left[\cos^{-1} \frac{1}{2(1 + 0.8714^2)^{1/2}} - \tan^{-1}(0.8714)\right] = 25.6\ \mu s$$

(b) De la ecuación (10-63), $t_{off(max)} = (\pi/3)\sqrt{2 \times 30 \times 50} = 57.36$ μs.

(c) De la ecuación (10-64), el tiempo para la corriente pico es

$$t_m = t_{1m} = \sqrt{2 \times 30 \times 50} \tan^{-1} \frac{1}{0.8714} = 46.78\ \mu s$$

$$\omega = \frac{10^6}{\sqrt{2 \times 30 \times 50}} = 18{,}257 \text{ rad/s}$$

De las ecuaciones (10-57) y (10-65), la corriente pico del tiristor es

$$I_p = 2 \times 175 \cos(1.8257 \times 0.4678) + 220 \sqrt{2 \times \frac{50}{30}} \operatorname{sen}(1.8257 \times 0.4678) - 175 = 357.76 \text{ A}$$

(d) De la ecuación (10-68), $t_{2m} = 175 \times 30$ μs/2 = 2625 μs y el tiempo de conmutación es

$$t_c = t_{1m} + t_{2m} = 46.78 + 2625 = 2671.78\ \mu s$$

(c) Al final del modo 1, la energía almacenada en el inductor L_2 es

$$W = 0.5L_m I_p^2 = 0.5 \times 30 \times 10^{-6} \times 357.76^2 = 1.92 \text{ J}$$

Nota. Toma un tiempo relativamente largo disipar la energía almacenada, lo que reduce la eficiencia y la frecuencia de salida del inversor. Debido a esta disipación de energía en los dispositivos de potencia, puede surgir un problema térmico. Esta energía atrapada puede ser devuelta a la alimentación conectando un transformador de retroalimentación y diodos, tal y como se muestra en la figura 10-34.

Ejemplo 10-8*

Si la relación de vueltas del transformador de retroalimentación de la figura 10-38 es $N_1/N_2 = a = 0.1$, determine (a) la duración del proceso de conmutación, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; (b) la energía atrapada en el inductor L_2 al final del modo 1; y (c) la corriente pico del tiristor I_p.

Solución $V_s = 220$ V, $L_1 = L_2 = L_m = 30$ μH, $C = 50$ μF, e $I_m = 175$ A. De la ecuación (8-62),

$$x = \frac{175}{220}\sqrt{\frac{2 \times 30}{50}} = 0.8714$$

$$\omega = \frac{10^6}{\sqrt{2 \times 30 \times 50}} = 18{,}257 \text{ rad/s}$$

(a) El intervalo de conmutación se puede dividir en dos modos. En el análisis siguiente, definiremos de nuevo el origen de los tiempos, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos. El circuito equivalente para el modo 1 aparece en la figura 10-35a, y es el mismo que el de la figura 10-33a. Si v_1 y v_2 son los voltajes primario y secundario del transformador de retroalimentación, respectivamente, D_2 y D_{11} conducirán en caso de que

$$\begin{aligned} v_1 &\le V_s \qquad \text{o} \qquad v_1 \le -aV_s \\ v_2 &= av_2 \end{aligned} \tag{10-69}$$

donde a es la relacion de vueltas del transformador y $a \le 1$. Para que conduzcan D_2 y D_{11}

$$v_1 = v_{L1} = v_{L2} = -aV_s \tag{10-70}$$

La duración del modo 1 puede determinarse a partir de la ecuación (10-59),

$$v_{L2}(t = t_{1m}) = V_s \cos \omega t_{1m} - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \operatorname{sen} \omega t_{1m} = -aV_s$$

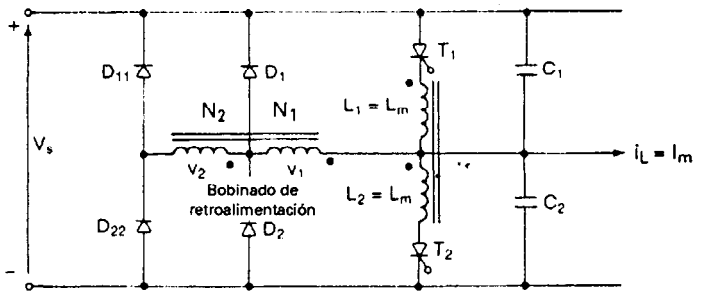
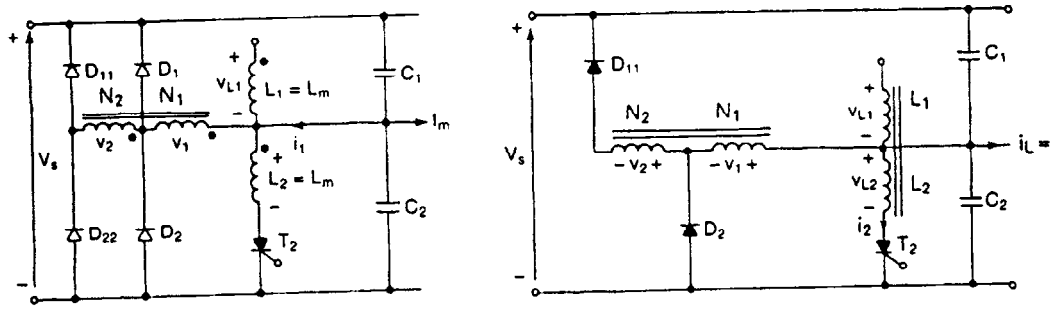
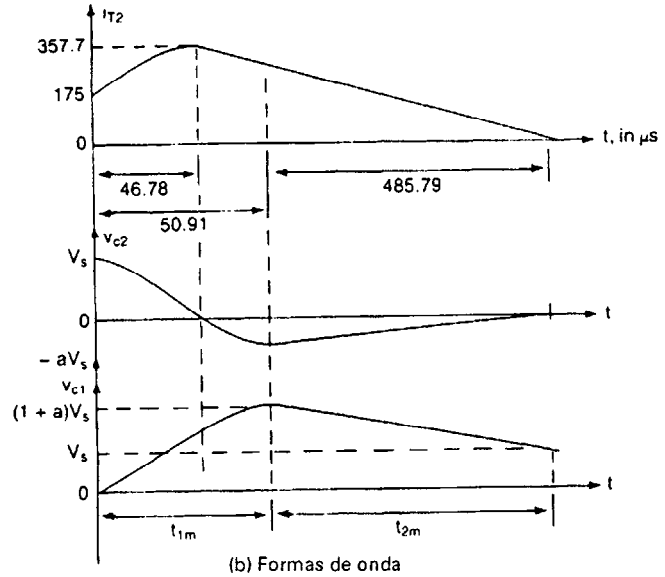


Figura 10-34 Conmutación complementaria con bobinados de retroalimentación.



(a) Circuitos equivalentes



(b) Formas de onda

Figura 10-35 Circuitos equivalentes y formas de onda para el ejemplo 10-18.

y resolviendo para t_{1m} obtenemos

$$t_{1m} = \sqrt{2L_mC_m}\left[\text{sen}^{-1}\frac{a}{(1+x^2)^{1/2}} + \tan^{-1}\frac{1}{x}\right] = 50.91\ \mu\text{s} \tag{10-71}$$

Este modo termina cuando D_2 y D_{11} conducen. Al final del modo 1, la ecuación (10-57) da la corriente del tiristor T_2:

$$i_{T2} = i_1(t = t_{1m}) = I_1 \tag{10-72}$$

De las ecuaciones (10-57) y (10-72),

$$I_1 = 2 \times 175 \cos(1.8257 \times 0.5091) + 220\sqrt{2 \times \frac{50}{30}}\,\text{sen}(1.8257 \times 0.5091) - 175 = 356.24\ \text{A}$$

El voltaje del capacitor C_2

$$V_{c2} = V_{L2} = -aV_s = -0.1 \times 220 = -22\ \text{V} \tag{10-73}$$

El voltaje del capacitor C_1

$$V_{c1} = V_s - V_{c2} = (1 + a)V_s = 1.1 \times 220 = 242\ \text{V} \tag{10-74}$$

El modo 2 se inicia cuando D_2 y D_{11} conducen y el voltaje del inductor L_2 está fijo en $-aV_s$. El circuito equivalente aparece en la figura 10-35b.

$$v_{L2} = L_m\frac{di_2}{dt} = -av_2 = -aV_s \tag{10-75}$$

con la condición inicial $i_2(t = 0) = I_1$, la solución de la ecuación (10-75) nos da

$$i_2(t) = I_1 - \frac{aV_s}{L_m}t \tag{10-76}$$

El modo 2 termina cuando $i_2(t)$ se hace cero en $t = t_{2m}$ y

$$t_{2m} = \frac{L_mI_1}{aV_s} = 30 \times 10^{-6} \times \frac{356.24}{0.1 \times 220} = 485.78\ \mu\text{s} \tag{10-77}$$

El tiempo de conmutación es

$$t_c = t_{1m} + t_{2m} = 50.91 + 485.79 = 536.7\ \mu\text{s}$$

(b) Al final del modo 1, la energía almacenada en el inductor L_2 es

$$W = 0.5L_mI_1^2 = 0.5 \times 30 \times 10^{-6} \times 356.24^2 = 1.904\ \text{J}$$

(c) De la ecuación (10-64), $t_m = 46.78\ \mu\text{s}$, y de la ecuación (10-57), $I_p = 357.76$ A.

Nota. La energía atrapada es devuelta a la alimentación. El tiempo de conmutación puede reducirse si se disminuye la relación de vueltas a; esto incrementará las especificaciones de voltaje de los diodos de retroalimentación.

10-11 INVERSOR DE FUENTE DE CORRIENTE

En las secciones anteriores, los inversores son alimentados a partir de una fuente de voltaje y la corriente de la carga se fuerza a fluctuar de positiva a negativa y viceversa. A fin de hacer frente a las cargas inductivas, se necesitan interruptores de potencia con diodos de marcha libre, en tanto que en un inversor de fuente de corriente (CSI) la entrada se comporta como su nombre lo indica. La corriente de salida se mantiene constante independientemente de la carga del inversor, y el voltaje de salida es obligado a cambiar. El diagrama del circuito inversor monofásico transistorizado aparece en la figura 10-36a. Dado que debe haber un flujo continuo de corriente desde la alimentación, siempre deberán conducir dos interruptores, uno del interruptor superior y otro del inferior. La secuencia de conducción es 12, 23, 34 y 41 como se muestra en la figura 10-36b. La forma de onda de la corriente de salida aparece en la figura 10-36c. Se requieren diodos en serie con los transistores para bloquear los voltajes inversos sobre los transistores.

Cuando conducen dos dispositivos en brazos diferentes, la corriente de la alimentación I_L fluye a través de la carga. Cuando conducen dos dispositivos en el mismo brazo, la corriente de la fuente se desvía de la carga. El diseño de la fuente de corriente es similar al del ejemplo 9-14. De la ecuación (10-19), la corriente de la carga se puede expresar como

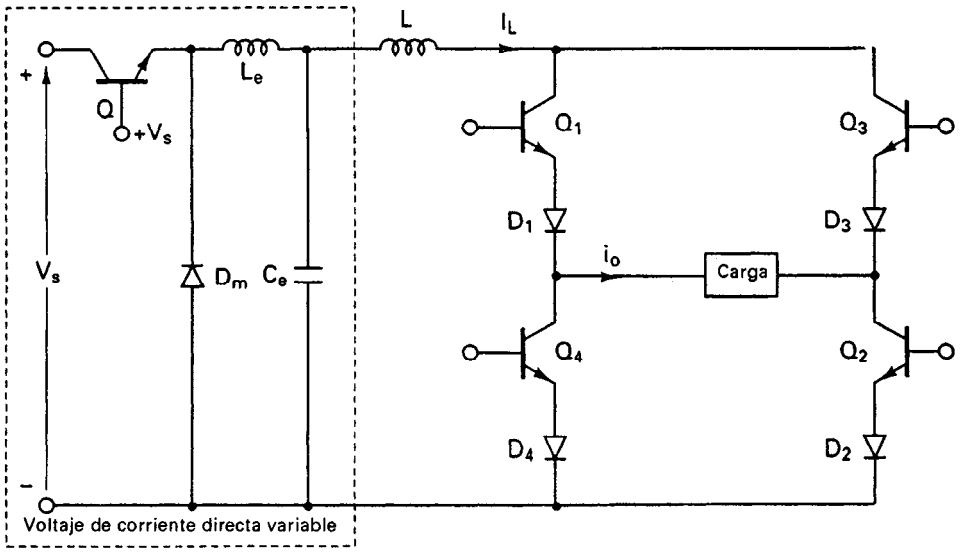
$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \operatorname{sen} n(\omega t) \tag{10-78}$$

En un inversor de fuente de corriente, los impulsos de conmutación para los tiristores requieren sólo de capacitores y son más sencillos, como se muestra en la figura 10-37c. Supongamos que T_1 y T_2 están conduciendo, y que los capacitores C_1 y C_2 están cargados con la polaridad que se muestra. El disparo de los tiristores T_3 y T_4 produce polarización inversa en los tiristores T_1 y T_2. T_1 y T_2 son desactivados por conmutación por impulso. La corriente ahora fluye a través de $T_3C_1D_1$, la carga y $D_2C_2T_4$. Los capacitores C_1 y C_2 se descargan y se recargan a una velocidad constante determinada por la corriente de la carga, $I_m = I_L$. Cuando C_1 y C_2 están cargados al voltaje de la carga y su voltaje se abate hasta cero, la corriente de la carga es transferida del diodo D_1 al D_3 y del diodo D_2 al D_4. D_1 y D_2 se desactivan cuando la corriente de la carga está totalmente invertida. El capacitor está ahora listo para desactivar a T_3 y a T_4 si se disparan los tiristores T_1 y T_2 en el siguiente medio ciclo. El tiempo de conmutación depende de la magnitud de la corriente de la carga y del voltaje de la misma. Los diodos de la figura 10-37c aíslan a los capacitores del voltaje de la carga.

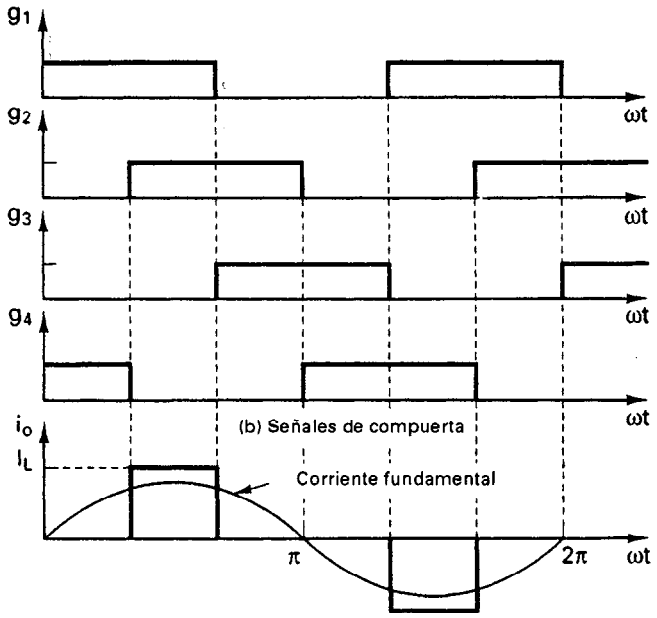
La figura 10-38a muestra el diagrama de circuito de un inversor trifásico de fuente de corriente. Las formas de onda para las señales de compuerta y las corrientes de línea para una carga conectada en estrella aparecen en la figura 10-38b. En cualquier instante sólo conducen simultáneamente dos tiristores. Cada dispositivo conduce para 120°. De la ecuación (10-14), la corriente para la fase a se puede expresar como

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10-79}$$

Las técnicas PWM, SPWM, MSPWM o MSPWN puede aplicarse a fin de variar la corriente de la carga y mejorar la calidad de su forma de onda.



(a) Transistor CSI



(b) Señales de compuerta

(c) Corriente de la carga

Figura 10-36 Fuente de corriente monofásica.

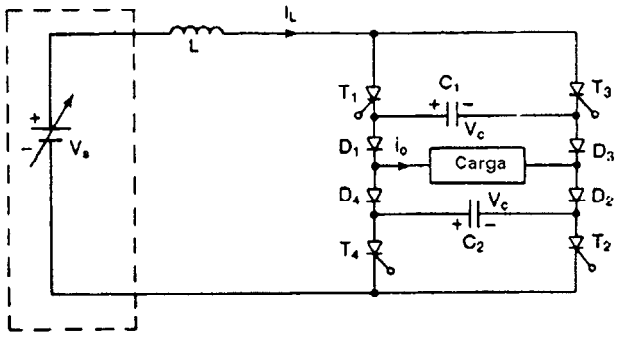


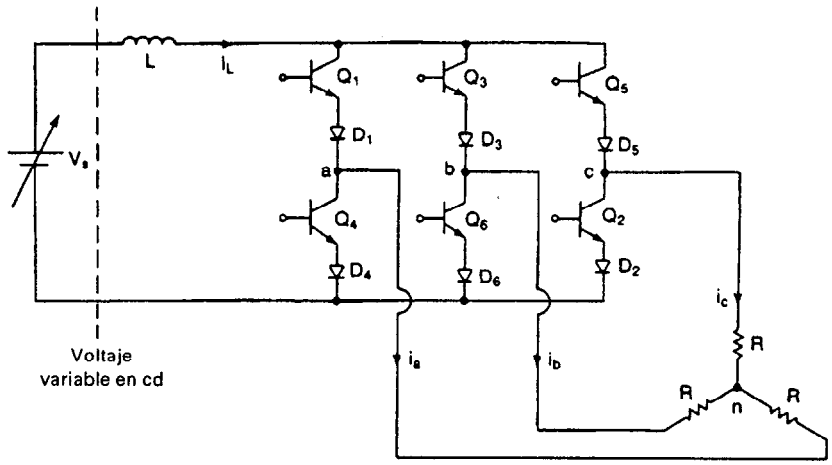
Figura 10-37 Inversor monofásico de fuente de corriente con tiristor.

El inversor de fuente de corriente (CSI) es un dual de un inversor de fuente de voltaje (VSI). En un VSI, la forma del voltaje línea a línea es similar a la corriente de línea de un CSI. Las ventajas del CSI son: (1) dado que la corriente en cd de entrada es controlada y limitada, un disparo equivocado de los dispositivos de conmutación, o algún corto circuito, no provoca problemas serios; (2) la corriente pico de los dispositivos de potencia está limitada; (3) son más sencillos los circuitos de conmutación para los tiristores; y (4) tienen la capacidad de manejar cargas reactivas o regenerativas sin necesidad de diodos de marcha libre.

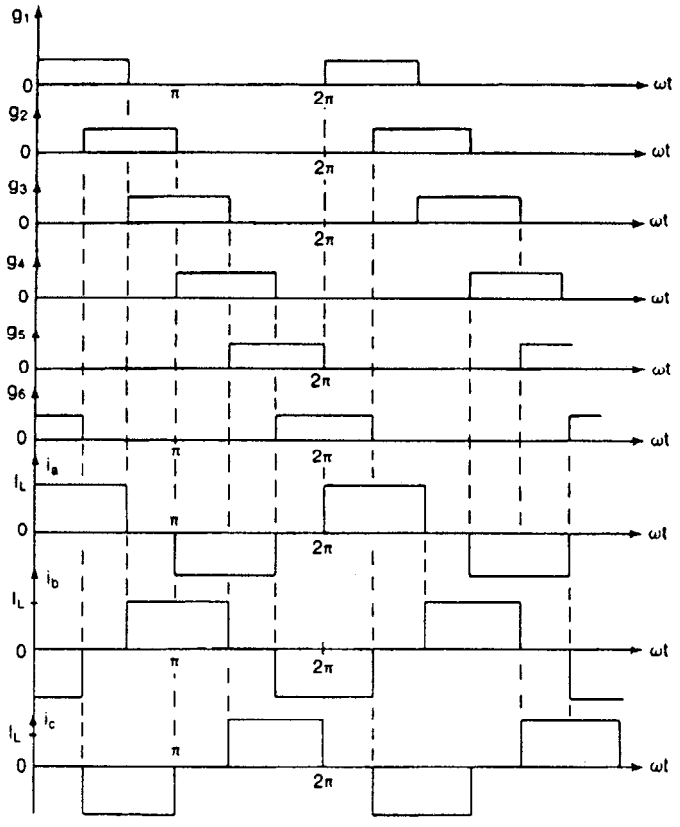
Un CSI requiere de la corriente de un reactor relativamente grande para exhibir las características de fuente y para controlar la corriente de un paso adicional convertidor. La respuesta dinámica es más lenta. Debido a la transferencia de corriente de un par de interruptores a otro, se requiere de un filtro de entrada para suprimir las crestas del voltaje de salida.

10-12 INVERSOR DE ENLACE DE CD VARIABLE

El voltaje de salida de un inversor se puede controlar variando el índice de modulación (o los anchos de pulso) y manteniendo constante el voltaje de entrada de cd; pero en este tipo de control de voltaje, estaría presente el rango de armónicas del voltaje de salida. Los anchos de pulso se pueden mantener fijos para eliminar o para reducir ciertas armónicas y el voltaje de salida se puede controlar variando el nivel del voltaje de entrada en cd. Una disposición como ésta aparece en la figura 10-39 y se conoce como *inversor de enlace de cd variable*. Esta disposición requiere de un paso adicional del convertidor; y si se trata de un pulsador, la potencia no puede ser retroalimentada a la fuente de cd. A fin de obtener la calidad y las armónicas del voltaje de salida deseadas, puede predeterminarse la forma del voltaje de salida, como se muestra en la figura 10-5b o en la figura 10-30. La alimentación en cd es variable a fin de dar una salida variable en ca.



(a) Circuito



1(b) Formas de onda

Figura 10-38 Inversor trifásico de fuente de corriente con transistor.

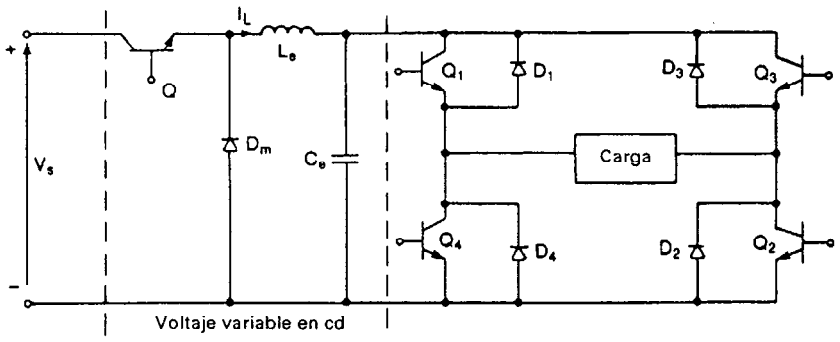
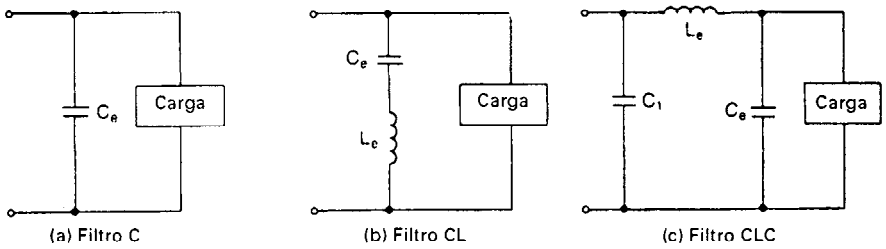


Figura 10-39 Inversor variable de enlace en cd.

10-13 DISEÑO DE CIRCUITOS INVERSORES

En los circuitos inversores, la determinación de las especificaciones de corriente y voltaje de los dispositivos de potencia depende de los distintos tipos de inversores, de la carga y de los métodos del control de voltaje y de corriente. El diseño requiere de (1) la deducción de expresiones para la corriente instantánea de carga y (2) la graficación de las formas de onda de corriente para cada dispositivo y componente. Una vez conocida la forma de onda de la corriente, las técnicas para el cálculo de las especificaciones de los dispositivos de potencia de los componentes de conmutación son similares a las de las secciones 7-4 y 7-8. La evaluación de las especificaciones de voltaje requieren del establecimiento de los voltajes inversos para cada dispositivo.

A fin de reducir las armónicas de salida, se necesitan filtros de salida. En la figura 10-40 se muestran los filtros más comunes. Un filtro *C* es muy sencillo, pero utiliza más potencia efectiva. Un filtro *LC* sintonizado, como el de la figura 10-40b, puede sólo eliminar una frecuencia. Un filtro *CLC* correctamente diseñado, como el de la figura 10-40c, es más eficaz en la reducción de armónicas en un amplio ancho de banda y utiliza menos potencia efectiva.



(a) Filtro C (b) Filtro CL (c) Filtro CLC

Figura 10-40 Filtros de salida.

Ejemplo 10-9*

El inversor monofásico de puente completo de la figura 10-2a alimenta una carga de $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, y $C = 112\ \mu$F. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia de inversión es $f_0 = 60$ Hz. El voltaje de salida tiene dos muescas, de tal forma que la tercera y la quinta armónicas son eliminadas. (a) Determine la expresión de la corriente de carga $i_o(t)$. (b) Si se utiliza un filtro C de salida para eliminar las armónicas séptima y de orden superior, determine la capacitancia del filtro C_e.

Solución La forma de onda del voltaje de salida aparece en la figura 10-28. $V_s = 220$ V, $f_0 = 60$ Hz, $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH y $C = 112\ \mu$F. $\omega_o = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

La reactancia inductiva del voltaje de la armónica de orden n es

$$X_L = j2n\pi \times 60 \times 31.5 \times 10^{-3} = j11.87n\ \Omega$$

La reactancia capacitiva del voltaje de la armónica de orden n es

$$X_c = -\frac{j10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = -\frac{j23.68}{n}\ \Omega$$

La impedancia del voltaje de la armónica de orden n es

$$|Z_n| = \left[10^2 + \left(11.87n - \frac{23.68}{n}\right)^2\right]^{1/2}$$

y el ángulo del factor de potencia del voltaje de la armónica de orden n es

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{11.87n - 23.68/n}{10} = \tan^{-1}\left(1.187n - \frac{2.368}{n}\right)$$

(a) La ecuación (10-47) proporciona los coeficientes de la serie de Fourier

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n}$$

Para $\alpha_1 = 23.62°$ y $\alpha_2 = 33.3°$, las armónicas tercera y quinta estarán ausentes. De la ecuación (10-46), el voltaje instantáneo de salida se puede expresar como

$$v_o(t) = 235.1 \operatorname{sen} 377t + 69.4 \operatorname{sen}(7 \times 377t) + 85.1 \operatorname{sen}(9 \times 377t) + \cdots$$

Dividiendo el voltaje de salida entre la impedancia de la carga y considerando el retraso apropiado debido a los ángulos del factor de potencia, obtenemos que la corriente de carga es

$$i_o(t) = 15.19 \operatorname{sen}(377t + 49.74°) + 0.86 \operatorname{sen}(7 \times 377t - 82.85°)$$
$$+ 1.09 \operatorname{sen}(9 \times 377t - 84.52°) + 0.66 \operatorname{sen}(11 \times 377t - 85.55°) + \cdots$$

(b) Las armónicas de orden n y de orden superior se reducirían en forma significativa, si la impedancia del filtro fuera mucho menor que la de la carga; una relación de 1:10 sería adecuada,

$$|Z_n| = 10X_e$$

donde la impedancia del filtro es $|X_e| = 1/(377nC_e)$. El valor de la capacitancia del filtro C_e se puede determinar a partir de

$$\left[10^2 + \left(11.87n - \frac{23.68}{n}\right)^2\right]^{1/2} = \frac{10}{377nC_e}$$

Para el caso de la séptima armónica $n = 7$ y $C_e = 47.3\ \mu$F.

Ejemplo 10-10

El inversor del ejemplo (10-9) utiliza tiristores con conmutación auxiliar, como se muestra en la figura 10-32a. El tiempo de desactivación de los tiristores es $t_q = t_{off} = 25$ μs. Determine (a) los valores óptimos del capacitor de conmutación C_m y del inductor L_m para minimizar la energía, y (b) las corrientes pico de los tiristores T_1 y D_1.

Solución (a) Si despreciamos las armónicas, la corriente pico de la carga $I_m = I_p = 15.19$ A. Las ecuaciones (7-31) y (7-32) dan los valores óptimos de L_m y de C_m.

$$L_m = \frac{0.398 t_{off} V_o}{I_p} = \frac{0.398 \times 25 \times 10^{-6}}{15.19} V_o$$

$$C_m = \frac{0.8917 t_{off} I_p}{V_o} = \frac{0.8917 \times 25 \times 10^{-6} \times 15.19}{V_o}$$

De la ecuación (10-52),

$$V_o = V_s + I_p \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} = 220 + 15.19 \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$$

Si sustituimos en función de V_o obtenemos las relaciones entre C_m y L_m. Despejando en C_m y L_m obtenemos que $C_m = 0.51$ μF, $L_m = 434$ μH y $V_o = 662.6$ V.

(b) La corriente pico del tiristor $I_p = 15.19$ A, y la corriente de pico resonante

$$I_{pk} = V_o \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} = 662.6 \sqrt{\frac{0.51}{434}} = 22.77 \text{ A}$$

De la figura 10-32b, la corriente pico del diodo debida a la oscilación resonante es

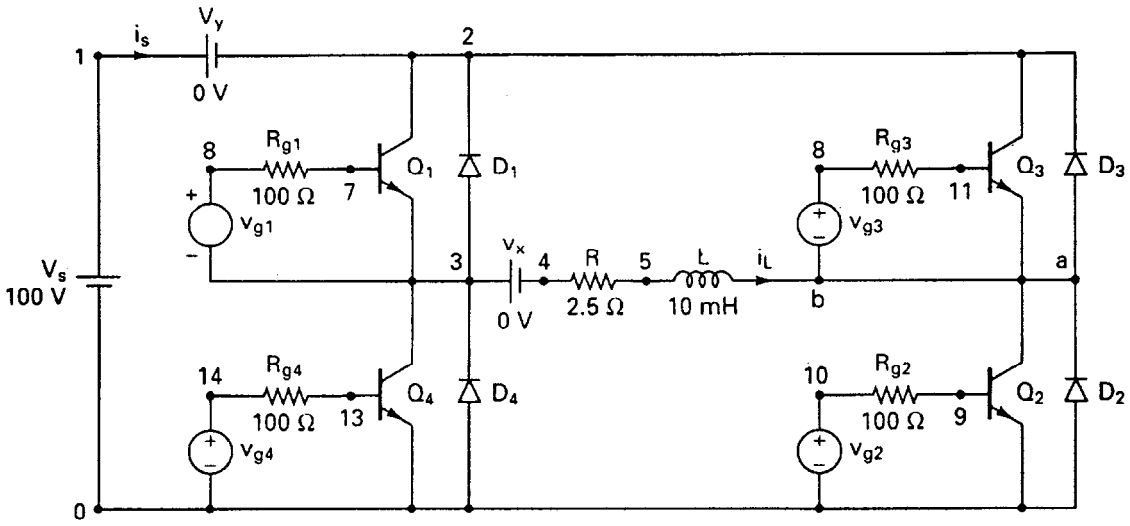
$$I_{pd} = I_{pk} - I_p = 22.77 - 15.19 = 7.58 \text{ A}$$

El diodo D_1 conducirá tanto la corriente inductiva de la carga como la corriente resonante. Aunque estos dos componentes determinarían las corrientes rms y promedio del diodo, la corriente pico del diodo en este ejemplo deberá ser la misma que la corriente del tiristor, es decir 15.19 A.

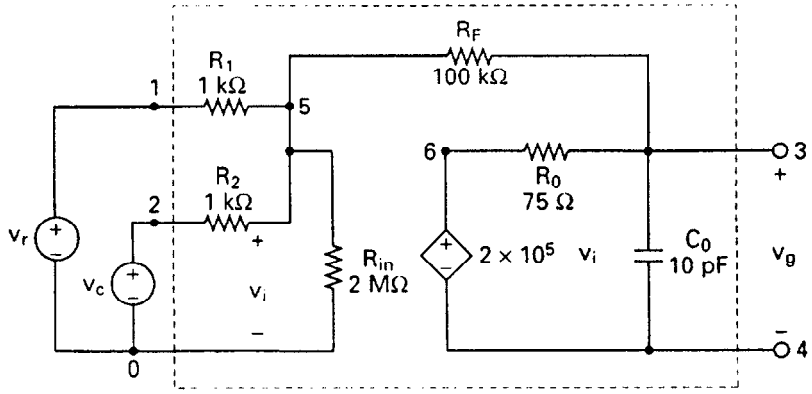
Ejemplo 10-11

El inversor monofásico de la figura 10-2a utiliza control PWM tal y como se muestra en la figura 10-13a con cinco pulsos por medio ciclo. El voltaje de alimentación en cd es $V_s = 100$. El índice de modulación M es 0.6. La frecuencia de salida es $f_0 = 60$ Hz. La carga resistiva con $R = 2.5$ Ω. Utilice PSpice (a) para graficar el voltaje de salida v_o, y (b) para calcular los coeficientes de Fourier. Los parámetros del modelo SPice son IS = 6.734F, BF = 416.4, CJC = 3.638P, CJE = 4.493P, y la de los diodos son IS = 2.2E−15, BV = 1800V, TT = 0.

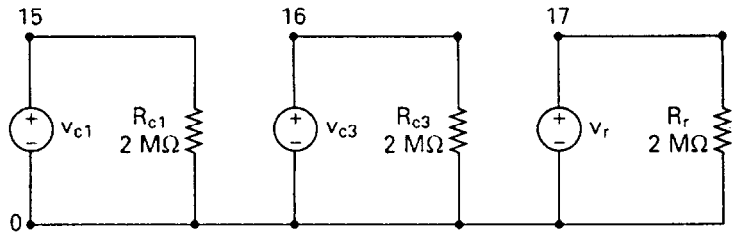
Solución (a) $M = 0.6$, $f_0 = 60$ Hz, $T = 1/f_0 = 16.667$ ms. El inversor para la simulación PSpice aparece en la figura 10-41a. Un amplificador operacional como el que se muestra en la figura 10-41b se utiliza como comparador y produce la señal de control PWM. Las señales de portadora y de referencia aparecen en la figura 10-41c. La lista del archivo de circuito es la que sigue:



(a) Circuito



(b) Generador PWM



(c) Señales de portadora y de referencia

Figura 10-41 Inversor monofásico para la simulación PSpice.

```
Example 10-11      Single-Phase Inverter with PWM Control
VS    1    0     DC  100V
Vr   17    0     PULSE (50V  0V  0  833.33US  833.33US  INS  1666.67US)
Rr   17    0     2MEG
Vcl  15    0     PULSE(0  -30V  0  INS  INS  8333.33US  16666.67US)
Rcl  15    0     2MEG
Vc3  16    0     PULSE(0  -30V  8333.33US  INS  INS  8333.33US  16666.67US)
Rc3  16    0     2MEG
R     4    6     2.5
*L    5    6     10MH          ; Inductor L is excluded
VX    3    4     DC   0V       ; Measures load current
VY    1    2     DC   0V       ; Voltage source to measure supply current
D1    3    2     DMOD          ; Diode
D2    0    6     DMOD          ; Diode
D3    6    2     DMOD          ; Diode
D4    0    3     DMOD          ; Diode
.MODEL  DMOD  D (IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0) ; Diode model parameters
Q1    2    7     3   QMOD                  ; BJT switch
Q2    6    9     0   QMOD                  ; BJT switch
Q3    2   11     6   QMOD                  ; BJT switch
Q4    3   13     0   QMOD                  ; BJT switch
.MODEL  QMOD  NPN (IS=6.734F BF=416.4 CJC=3.638P CJE=4.493P) ; TBJ parameters
Rg1   8    7     100
Rg2  10    9     100
Rg3  12   11     100
Rg4  14   13     100
* Subcircuit call for PWM control
XPW1  17   15     8     3     PWM           :Control voltage for transistor Q1
XPW2  17   15    10     0     PWM           :Control voltage for transistor Q2
XPW3  17   16    12     6     PWM           :Control voltage for transistor Q3
XPW4  17   16    14     0     PWM           :Control voltage for transistor Q4
* Subcircuit for PWM control
.SUBCKT    PWM    1          2          3            4
*         model    ref.    carrier    +control      -control
*          name    input     input     voltage       voltage
R1     1    5     1K
R2     2    5     1K
RIN    5    0     2MEG
RF     5    3     100K
RO     6    3     75
CO     3    4     10PF
E1     6    4     0      5       2E+5          ; Voltage-controlled voltage source
.ENDS   PWM                                   ; Ends subcircuit definition
.TRAN   10US  16.67MS  0  10US                ; Transient analysis
.PROBE                                        ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00n  reltol = 0.01  vntol = 0.1 ITL5=20000 ; convergence
.FOUR   60HZ   V(3,6)                         ;Fourier analysis
.END
```

Las gráficas de PSpice se muestran en la figura 10-42, donde V(17) es la señal de referencia y V(3,6) es el voltaje de salida.

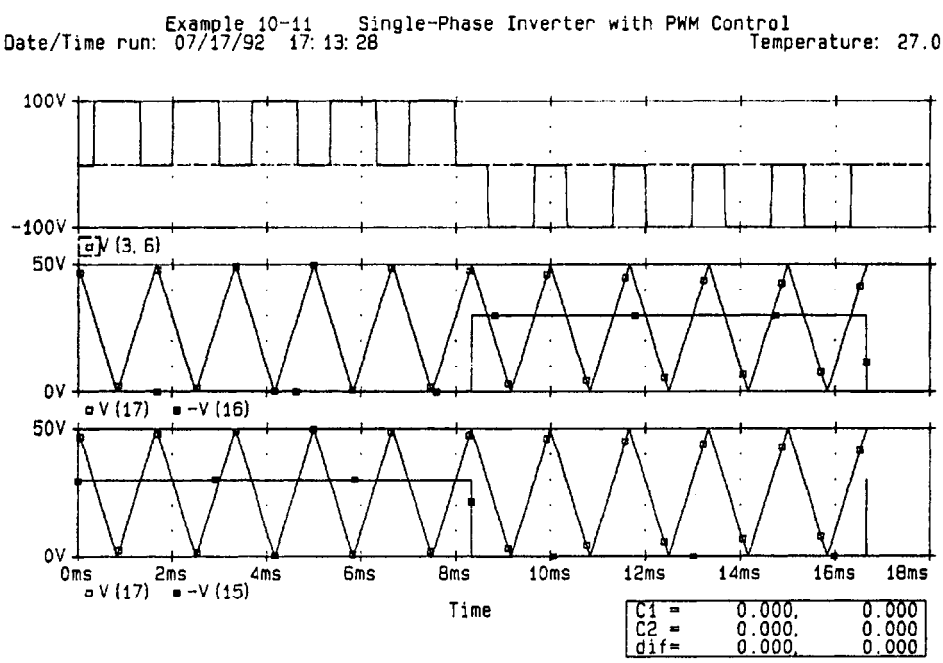


Figura 10-42 Gráficas de PSpice para el ejemplo 10-11.

(b) FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3,6)

DC COMPONENT = 6.335275E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.553E+01	1.000E+00	6.275E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.329E-02	1.759E-04	5.651E+01	5.645E+01
3	1.800E+02	2.756E+01	3.649E-01	1.342E-01	7.141E-02
4	2.400E+02	1.216E-02	1.609E-04	6.914E+00	6.852E+00
5	3.000E+02	2.027E+01	2.683E-01	4.379E-01	3.752E-01
6	3.600E+02	7.502E-03	9.933E-05	-4.924E+01	-4.930E+01
7	4.200E+02	2.159E+01	2.858E-01	4.841E-01	4.213E-01
8	4.800E+02	2.435E-03	3.224E-05	-1.343E+02	-1.343E+02
9	5.400E+02	4.553E+01	6.028E-01	6.479E-01	5.852E-01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.063548E+01 PERCENT

Nota. Para $M = 0.6$ y $p = 5$, el programa para computadora FIG10-11.BAS para un PWM uniforme proporciona $V_1 = 54.59$ V (rms) y THD = 100.65% en comparación con los valores de $V_1 = 75.53/\sqrt{2} = 53.41$ V (rms) y THD = 80.65% provenientes de PSpice. En el cálculo de THD, PSpice sólo utiliza por omisión hasta la novena armónica, y no todas ellas. Por lo tanto, si las armónicas de orden superior a la novena tienen valores significativos, en comparación con la componente fundamental, PSpice proporcionará un valor para THD bajo y erróneo. Sin embargo, la versión 5.1 de PSpice (o más reciente) permite que un argumento especifique el número de armó-

nicas a calcularse. Por ejemplo, el enunciado para calcular hasta la trigésima armónica será .FOUR 60HZ 30 V(3,6). El valor por omisión es la novena armónica.

10-14 CONSIDERACIONES MAGNETICAS

Los inductores se utilizan en los circuitos de conmutación de tiristores y como filtros de entrada y salida. Las pérdidas magnéticas dependen de la frecuencia por lo que estos inductores deberán ser diseñados con núcleos de muy alta permeabilidad con la idea de reducirlas. Normalmente, la salida de los inversores está aislada de la carga mediante un transformador de salida. El voltaje de salida del inversor por lo general contiene armónicas incrementando las pérdidas del transformador. Un transformador, diseñado para operar en voltajes puramente senoidales, se verá sujeto a pérdidas más altas y deberá ser penalizado en su especificación cuando se opere a partir del voltaje de salida de los inversores. El voltaje de salida no deberá tener componente de cd; de lo contrario, el núcleo puede saturarse.

RESUMEN

Los inversores pueden proporcionar voltajes monofásicos y trifásicos de ca a partir de un voltaje de cd fijo o variable. Existen varias técnicas de control de voltaje que producen un rango de armónicas en el voltaje de salida. La modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM) es más eficaz en la reducción de las armónicas de orden inferior. Con una selección apropiada de los patrones de conmutación para los dispositivos de potencia, se pueden eliminar ciertas armónicas. Debido al desarrollo de los dispositivos de potencia de conmutación rápida, como son los transistores, GTO, IGBT y MCT, las aplicaciones de los inversores de tiristor de conmutación forzada han quedado limitadas a los inversores de alta potencia.

REFERENCIAS

1. B. D. Bedford y R. G. Hoft, *Principle of Inverter Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1964.
2. H. S. Patel y R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor converter". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA9, No. 3, 1973, pp. 310–317, y Vol. IA10, No. 5, 1974, pp. 666–673.
3. T. Ohnishi y H. Okitsu, "A novel PWM technique for three-phase inverter/converter". *International Power Electronics Conference*, 1983, pp. 384–395.
5. P. D. Ziogas, V. T. Ranganathan, y V. R. Stefanovic, "A four-quadrant current regulated converter with a high frequency link". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA18, No. 5, 1982, pp. 499–505.
6. K. Taniguchi y H. Irie, "Trapezoidal modulating signal for three-phase PWM inverter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE3, No. 2, 1986, pp. 193–200.

M. F. Schlecht, "Novel topologies alternatives to the design of a harmonic-free utility/dc interface". *Power Electronic Specialist Conference*, 1983, pp. 206–216.

7. K. Thorborg y A. Nystorm, "Staircase PWM: an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE3, No. 4, 1988, pp. 391–398.
8. J. C. Salmon, S. Olsen, y N. Durdle, "A three-phase PWM strategy using a stepped reference waveform". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA27, No. 5, 1991, pp. 914–920.
9. M. A. Boost y P. D. Ziogas, "State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA24, No. 2, 1988, pp. 271–279.
10. K. Taniguchi y H. Irie, "PWM technique for power MOSFET inverter". *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.* PE3, No. 3, 1988, pp. 328–334.
11. P. D. Ziogas, "The delta modulation techniques in static PWM inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications, m*arzo/abril 1981, pp. 199–204.
12. A. A. Rahman, J. E. Quaicoe, y M. A. Chowdhury, "Performance analysis of delta modulated PWM inverters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE2, No. 3, 1987, pp. 227–232.

PREGUNTAS DE REPASO

10-1. ¿Qué es un inversor?

10-2. ¿Cuál es el principio de operación de un inversor?

10-3. ¿Cuáles son los tipos de inversores?

10-4. ¿Cuáles son las diferencias entre los inversores de medio puente y los de puente completo?

10-5. ¿Cuáles son los parámetros de rendimiento de los inversores?

10-6. ¿Cuál es el objeto de los diodos de retroalimentación en los inversores?

10-7. ¿Cuáles son las condiciones físicas para obtener voltajes trifásicos de salida?

10-8. ¿Cuáles son los métodos para el control de voltaje dentro de los inversores?

10-9. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del control por ángulo de desplazamiento?

10-10. ¿Cuáles son las técnicas de cada reducción de armónicas?

10-11. ¿Cuáles son los efectos de la eliminación de las armónicas de orden menor?

10-12. ¿Cuál es el efecto del tiempo de desactivación del tiristor sobre la frecuencia del inversor?

10-13. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los inversores transistorizados en comparación con los inversores de tiristor?

10-14. ¿Cuál es el principio de los inversores de conmutación auxiliar?

10-15. ¿Cuál es el principio de los inversores de conmutación complementaria?

10-16. ¿Cuál es el objeto del transformador de retroalimentación en los inversores de conmutación complementaria?

10-17. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los inversores de fuente de corriente?

10-18. ¿Cuáles son las diferencias principales entre los inversores de fuente de voltaje y de fuente de corriente?

10-19. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas principales de los inversores radiales de cd?

10-20. ¿Cuál es la razón para añadir un filtro en la salida del inversor?

10-21. ¿Cuáles son las diferencias entre los filtros de ca y de cd?

PROBLEMAS

10-1. El inversor monofásico de medio puente de la figura 10-1a tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$ y un voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V. Determine (a) el voltaje rms de salida a la frecuencia fundamental, V_1; (b) la potencia de salida P_o; (c) las corrientes promedio, rms y pico de cada transistor; (d) el voltaje pico en estado inactivo V_{BR} de cada transistor; (e) la distorsión armónica total THD; (f) el factor de distorsión DF; y (g) el factor armónico y de distorsión de la armónica de orden menor.

10-2. Repita el problema 10-1 para el inversor monofásico de puente completo que se muestra en la figura 10-2a.

10-3. El inversor de puente completo de la figura 10-2a tiene una carga *RLC* con $R = 5\ \Omega$, $L = 10$ mH, y $C = 26\ \mu$F. La frecuencia del inversor, $f_o = 400$ Hz y el voltaje de entrada de cd $V_s = 220$ V. (a) Exprese la corriente instantánea de la carga en una serie de Fourier. Calcule (b) la corriente rms de la carga a la frecuencia fundamental, I_1; (c) la distorsión armónica total THD de la corriente de la carga; (d) la corriente promedio de alimentación I_s; y (e) las corrientes promedio, rms y pico de cada transistor.

10-4. Repita el problema 10-3 para $f_o = 60$ Hz, $R = 4\ \Omega$, $L = 25$ mH y $C = 10\ \mu$F.

10-5. Repita el problema 10-3 para $f_o = 60$ Hz, $R = 5\ \Omega$ y $R = 20$ mH.

10-6. El inversor trifásico de puente completo de la figura 10-5a tiene una carga resistiva conectada en estrella $R = 5\ \Omega$. La frecuencia inversora es $f_o = 400$ Hz y el voltaje de entrada en corriente directa es $V_s = 220$ V. Exprese los voltajes instantáneos de fase y las corrientes de fase en una serie de Fourier.

10-7. Repita el problema 10-6 para los voltajes línea a línea y las corrientes de línea.

10-8. Repita el problema 10-6 para una carga conectada en delta.

10-9. Repita el problema 10-7 para una carga conectada en delta.

10-10. El inversor trifásico de puente completo de la figura 10-5a tiene una carga conectada en estrella y cada fase está formada por $R = 5\ \Omega$, $L = 10$ mH y $C = 25\ \mu$F. La frecuencia del inversor es $f_o = 60$ Hz y el voltaje de entrada en cd $V_s = 220$ V. Determine las corrientes rms, promedio y pico de los transistores.

10-11. El voltaje de salida de un inversor monofásico de puente completo está controlado por modulación de ancho de pulso con un pulso por medio ciclo. Determine el ancho de período de pulso de tal forma que la componente rms de la fundamental sea 70% del voltaje de entrada en cd.

10-12. Un inversor monofásico de puente completo utiliza para su control de voltaje un PWM uniforme con dos pulsos por medio ciclo. Grafique el factor de distorsión, la componente fundamental y las armónicas de menor orden contra el índice de modulación.

10-13. Un inversor monofásico de puente completo, que utiliza un PWM uniforme con dos pulsos por medio ciclo, tiene una carga $R = 5\ \Omega$, $L = 15$ mH y $C = 25\ \mu$F. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V. Exprese la corriente instantánea de la carga $i_o(t)$ en una serie de Fourier para $M = 0.8$, $f_o = 60$ Hz.

10-14. Un inversor monofásico de puente completo utiliza una PWM uniforme con siete pulsos por medio ciclo como control de voltaje. Grafique el factor de distorsión, la componente fundamental y las armónicas de menor orden en función del índice de modulación.

10-15. Un inversor monofásico de puente completo utiliza un SPWM como control de voltaje con siete pulsos por medio ciclo. Grafique el factor de distorsión, la componente fundamental y las armónicas de orden menor en función del índice de modulación.

10-16. Repita el problema 10-15 para el SPWM modificado con dos pulsos por cada cuarto de ciclo.

10-17. Un inversor monofásico de puente completo utiliza un PWM uniforme con cinco pulsos por medio ciclo. Determine el ancho de pulso si el voltaje rms de salida es 80% del voltaje de entrada en cd.

10-18. Un inversor monofásico de puente completo utiliza el control por ángulo de desplazamiento a fin de variar el voltaje de salida y tiene un pulso por medio ciclo tal como el que se muestra en la figura 10-20a. Determine el ángulo de retraso (o de desplazamiento) si la componente fundamental de salida en voltaje es 70% del voltaje de entrada en cd.

10-19. Un inversor monofásico de puente completo utiliza varias muescas bipolares; es necesario eliminar las armónicas tercera, quinta, séptima y undécima de la forma de onda de salida. Determine el número de muescas y sus ángulos.

10-20. Repita el problema 10-19 a fin de eliminar la tercera, quinta, séptima y novena armónicas.

10-21. El inversor monofásico de puente completo conmutado auxiliarmente de la figura 8-32a tiene una carga $R = 5\ \Omega$, $L = 10$ mH y $C = 25$ μF. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz. Si $t_{off} = 18$ μs, determine los valores óptimos de los componentes de conmutación C_m y L_m.

10-22. Repita el problema 10-21 si la corriente pico resonante del circuito de conmutación se limita a dos veces la corriente pico de la carga.

10-23. Un inversor monofásico de puente completo como el de la figura 10-33a, que utiliza conmutación complementaria, tiene $L_1 = L_2 = L_m = 40$ μH y $C_m = 60$ μF. La corriente de pico de la carga es $I_m = 200$ A. El voltaje de entrada en cd, $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor $f_0 = 60$ Hz. La caída de voltaje en el circuito formado por el tiristor T_2 y el diodo D_2 es aproximadamente $V_d = 2$ V. Determine (a) el tiempo de desactivación del circuito t_{off}; (b) el tiempo máximo de desactivación disponible $t_{off(max)}$ en el caso en que $I_m = 0$; (c) la corriente pico de los tiristores; (d) la duración del proceso de conmutación, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; y (e) la energía atrapada en el inductor L_2 al final del modo 1.

10-24. El inversor del problema 10-23 tiene un transformador de retroalimentación como se muestra en la figura 10-34. La relación de vueltas de los bobinados de retroalimentación es $N_1/N_2 = a = 0.1$. Determine (a) la duración del proceso de conmutación, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; (b) la energía atrapada en el inductor L_2 al final del modo 1; y (c) la corriente pico del tiristor I_p.

10-25. Repita el problema 10-24 si $a = 1.0$.

10-26. Repita el problema 10-24 si $a = 0.01$.

10-27. Un inversor monofásico de puente completo conmutado auxiliarmente como el de la figura 10-32a suministra una carga $R = 5\ \Omega$, $L = 15$ mH y $C = 30$ *m*F. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_0 = 400$ Hz. El tiempo de desactivación de los tiristores es $t_q = t_{off} = 20$ μs. El voltaje de salida tiene dos muescas de tal forma que se eliminan las armónicas tercera y quinta. Determine (a) la expresión de la corriente instantánea de la carga $i_0(t)$; (b) los valores óptimos del capacitor de conmutación C_m y del inductor L_m para minimizar la energía; y (c) las corrientes promedio, rms y de pico del tiristor T_1 y del diodo D_1.

10-28. Si en el problema 10-27 se utiliza un filtro sintonizado *LC* para eliminar la séptima armónica del voltaje de salida, determine los valores adecuados de los componentes de filtro.

10-29. El inversor monofásico de puente completo de conmutación auxiliar de la figura 10-32a alimenta la carga $R = 2\ \Omega$, $L = 25$ mH y $C = 40$ μF. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor, $f_0 = 60$ Hz. El tiempo de desactivación de los tiristores $t_q = t_{off} = 15$ μs. El voltaje de salida tiene tres muescas de tal forma que se eliminan la tercera, la quinta y la séptima armónicas. Determine (a) la expresión de la corriente instantánea de la carga $i_0(t)$, y (b) los valores del capacitor de conmutación C_m y del inductor L_m si la corriente resonante pico se limita a 2.5 veces la corriente pico de la carga.

10-30. Si en el problema 10-29, se utiliza un filtro *C* para eliminar las armónicas novena y de orden superior, determine el valor que tiene el capacitor filtro C_e.

10-31. Repita el ejemplo 10-11 para un SPWM.

11

Convertidores de pulso resonante

11-1 INTRODUCCION

Los elementos de conmutación de los convertidores con control PWM pueden ajustarse para sintetizar la forma deseada del voltaje y/o de la corriente de salida. Sin embargo, los dispositivos se "activan" y "desactivan" en la corriente de la carga, con un valor *di/dt* alto. Los interruptores están sujetos a un esfuerzo por el alto voltaje, y las pérdidas de potencia por conmutación del dispositivo aumentan en forma lineal con la frecuencia de la conmutación. Las pérdidas de la activación y desactivación pueden resultar una parte significativa de las pérdidas totales de potencia. También se producen interferencias electromagnéticas debidas a altos valores de *di/dt* y *dv/dt* en las formas de onda del convertidor.

Las desventajas del control PWM pueden eliminarse o minimizarse si los dispositivos de conmutación se "activan" o "desactivan" cuando el voltaje y/o la corriente que pasan por el dispositivo se hacen cero. El voltaje y la corriente son obligadas a cruzar por cero obteniéndose un circuito resonante *LC*, y, por consiguiente, se crea un *convertidor de pulso resonante*. Los convertidores resonantes pueden ser clasificados en ocho tipos:

Inversores resonantes en serie

Inversores resonantes en paralelo

Inversor resonante en clase E

Rectificador resonante en clase E

Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero (ZVS)

Convertidores resonantes de conmutación a corriente cero (ZCS)

Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero en dos cuadrantes (ZVS)

Inversores resonantes de enlace en cd

Los inversores resonantes en serie se basan en la oscilación resonante de la corriente. Los componentes de conmutación y el dispositivo de conmutación se colocan en serie con la carga, a fin de formar un circuito subamortiguado. La corriente a través de los dispositivos de conmutación se abate hasta cero, debido a las características naturales del circuito. Si el elemento de conmutación es un tiristor, se dice que está autoconmutado. Este tipo de inversor produce una forma de onda aproximadamente senoidal para una frecuencia de salida alta, que va desde 200 Hz hasta 100 kHz, y, por lo regular, se utiliza en aplicaciones de salida relativamente fija (como la calefacción por inducción, la transmisión de sonar, la iluminación fluorescente o los generadores ultrasónicos). Debido a la alta frecuencia de conmutación, el tamaño sus componentes es pequeño.

Existen varias configuraciones para los inversores resonantes en serie, dependiendo de la conexión de los dispositivos de conmutación y de la carga. Los inversores en serie se pueden clasificar en dos categorías:

1. Inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales
2. Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales

11-2.1 Inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales

En la figura 11-1a se muestra un diagrama de circuito para un inversor en serie sencillo, que utiliza dos tiristores unidireccionales. Cuando se dispara el tiristor T_1, un pulso resonante de corriente fluye a través de la carga, la corriente se abate a cero en $t = t_{1m}$ y T_1 se autoconmuta. El disparo del tiristor T_2 causa una corriente resonante inversa a través de la carga y T_2 también se autoconmuta. La operación del circuito se puede dividir en tres modos mostrándose los circuitos equivalentes en la figura 11-1b. Las señales de compuerta de los tiristores y las formas de onda para la corriente de la carga y del voltaje del capacitor aparecen en la figura 11-1c.

El circuito resonante en serie formado por L, C y la carga (que se supone resistiva) debe estar subamortiguado. Esto es,

$$R^2 < \frac{4L}{C} \tag{11-1}$$

Modo 1. Este modo empieza cuando T_1 se dispara y un pulso resonante de corriente fluye a través de T_1 y de la carga. La corriente instantánea de la carga para este modo se describe mediante

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{C}\int i_1\,dt + v_{c1}(t = 0) = V_s \tag{11-2}$$

con condiciones iniciales $i_1(t = 0) = 0$ y $v_{c1}(t = 0) = -V_c$. Dado que el circuito está subamortiguado, la solución de la ecuación (11-2) lleva a

$$i_1(t) = A_1 e^{-tR/2L} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-3}$$

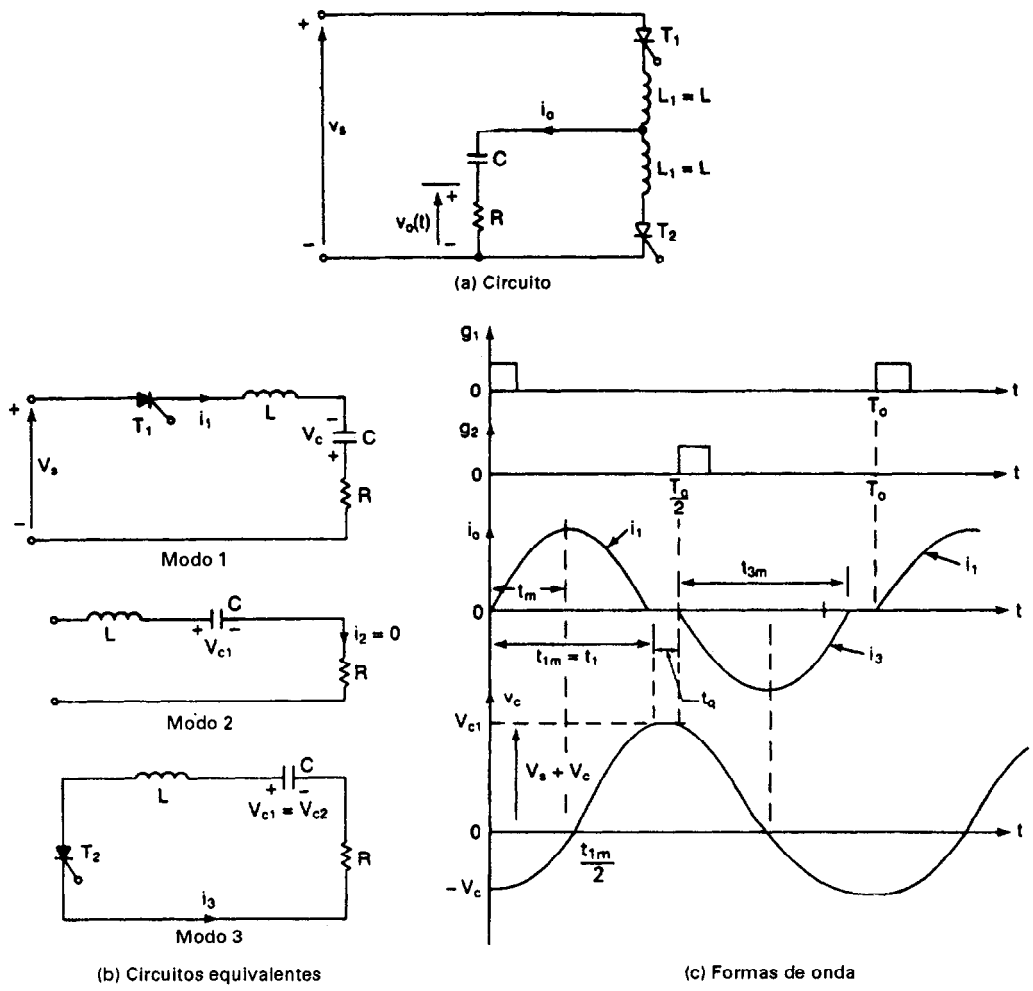


Figura 11-1 Inversores resonantes básicos en serie.

donde ω_r es la frecuencia resonante y

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} \tag{11-4}$$

La constante, A_1, de la ecuación (11-3) se puede evaluar a partir de la condición inicial:

$$\left.\frac{di_1}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} = A_1$$

y

$$i_1(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-5}$$

donde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{11-6}$$

El tiempo t_m cuando la corriente $i_1(t)$ de la ecuación (11-5) se hace máxima puede determinarse a partir de la condición

$$\frac{di_1}{dt} = 0 \qquad \text{or} \qquad \omega_r e^{-\alpha t_m} \cos \omega_r t_m - \alpha e^{-\alpha t_m} \operatorname{sen} \omega_r t_m = 0$$

y esto nos da

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} \tag{11-7}$$

El voltaje del capacitor se puede encontrar a partir de

$$\begin{aligned} v_{c1}(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) - V_c \\ &= -(V_s + V_c)e^{-\alpha t} (\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s \end{aligned} \tag{11-8}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_{1m}(= \pi/\omega_r)$ y termina cuando $i_1(t)$ se convierte en cero en t_{1m}. Al final de este modo

$$i_1(t = t_{1m}) = 0$$

y

$$v_{c1}(t = t_{1m}) = V_{c1} = (V_s + V_c)e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11-9}$$

Modo 2. Durante este modo, los tiristores T_1 y T_2 están inactivos. Si volvemos a definir el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de este modo, este será válido para $0 \le t \le t_{2m}$.

$$i_2(t) = 0, \qquad v_{c2}(t) = V_{c1} \qquad v_{c2}(t = t_{2m}) = V_{c2} = V_{c1}$$

Modo 3. Este modo empieza cuando T_2 se activa y a través de la carga fluye una corriente resonante inversa. Definamos de nuevo el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de este modo. La corriente de la carga se puede determinar a partir de

$$L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + \frac{1}{C} \int i_3 \, dt + v_{c3}(t = 0) = 0 \tag{11-10}$$

con condiciones iniciales $i_3(t = 0) = 0$ y $v_{c3}(t = 0) = -V_{c2} = -V_{c1}$. La solución de la ecuación (11-10) da

$$i_3(t) = \frac{V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-11}$$

El voltaje del capacitor se puede determinar a partir de

$$\begin{aligned} v_{c3}(t) &= \frac{1}{C}\int_0^t i_3(t) - V_{c1} \\ &= V_{c1}e^{-\alpha t}(\alpha \text{ sen } \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r \end{aligned} \tag{11-12}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_{3m} = \pi/\omega_r$ y termina cuando $i_3(t)$ se convierte en cero. Al final de este modo

$$i_3(t = t_{3m}) = 0$$

y en el régimen permanente

$$v_{c3}(t = t_{3m}) = V_{c3} = V_c = V_{c1}e^{-\alpha\pi/\omega_r} \tag{11-13}$$

Las ecuaciones (11-9) y (11-13) dan

$$V_c = V_s\frac{1 + e^{-z}}{e^z - e^{-z}} = V_s\frac{e^z + 1}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s}{e^z - 1} \tag{11-14}$$

$$V_{c1} = V_s\frac{1 + e^z}{e^z - e^{-z}} = V_s\frac{e^z(1 + e^z)}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s e^z}{e^z - 1} \tag{11-15}$$

donde $z = \alpha\pi/\omega_r$. Añadiendo V_c de la ecuación (11-14) a V_s, obtenemos

$$V_s + V_c = V_{c1} \tag{11-16}$$

La ecuación (11-16) nos indica que en condiciones de régimen permanente, los valores pico de la corriente positiva de la ecuación (11-5) y de la corriente negativa de la ecuación (11-11) a través de la carga resultan idénticos.

Antes de que se dispare T_2, la corriente de la carga $i_1(t)$ debe ser cero y T_1 debe estar desactivado. De lo contrario, ocurrirá un corto circuito a través de los tiristores y de la alimentación de cd. Por lo tanto, el tiempo de desactivación disponible $t_{2m}(= t_{\text{off}})$, conocido como *zona muerta*, deberá ser mayor que el tiempo de desactivación de los tiristores, t_q.

$$\frac{\pi}{\omega_o} - \frac{\pi}{\omega_r} = t_l\text{desact.} > t_q \tag{11-17}$$

donde ω_o es la frecuencia del voltaje de salida en rad/s. La ecuación (11-17) indica que la frecuencia de salida máxima posible está limitada a

$$f_o \le f_{\max} = \frac{1}{2(t_q + \pi/\omega_r)} \tag{11-18}$$

El circuito inversor resonante de la figura 11-1a es muy simple. Sin embargo, el flujo de energía de la alimentación de cd es discontinuo. La alimentación de cd tendrá una alta corriente pico y contendrá armónicas. Se puede obtener una mejoría del inversor básico de la figura 11-1a si los inductores están íntimamente acoplados, tal y como se muestra en la figura 11-2. Cuando se dispara T_1 y la corriente $i_1(t)$ empieza a elevarse, el voltaje a través de L_1 será positivo con polaridad como se muestra. El voltaje inducido en L_2 se añadirá ahora al voltaje de C en la polarización inversa de T_2; y T_2 desactivará. El resultado será que el disparo de uno de los tiristores desactivará al otro, aun antes de que la corriente de la carga llegue a cero.

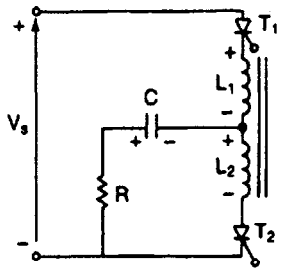


Figura 11-2 Inversor resonante en serie con inductores acoplados.

El inconveniente de una alta corriente pulsatoria proveniente de la alimentación de cd puede resolverse en una configuración de medio puente, tal y como se muestra en la figura 11-3, donde $L_1 = L_2$ y $C_1 = C_2$. La potencia se toma de la fuente de cd durante ambos medios ciclos del voltaje de salida. La mitad de la corriente de la carga es suministrada por el capacitor C_1 o C_2 y la otra mitad por la alimentación de cd.

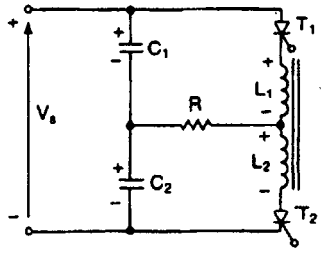


Figura 11-3 Inversor resonante en serie en medio puente.

Un inversor de puente completo, que permite una más alta potencia de salida, aparece en la figura 11-4. Cuando T_1 y T_2 se disparan, a través de la carga fluye una corriente resonante positiva; y cuando T_3 y T_4 se disparan, fluye una corriente de carga negativa. La corriente de alimentación es continua, pero pulsatoria.

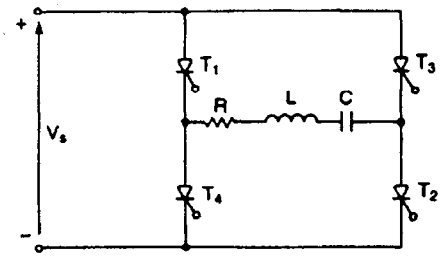


Figura 11-4 Inversor resonante en serie de puente completo.

La frecuencia resonante y la zona muerta disponible dependen de la carga y, por esta razón, los inversores resonantes son muy adecuados para aplicaciones de carga fija. La carga del inversor (o la resistencia R) también podría conectarse en paralelo con el capacitor. Los tiristores pueden ser reemplazados por BJT, MOSFET, IGBT y GTO.

Ejemplo 11-1*

El inversor resonante en serie de la figura 11-2 tiene $L_1 = L_2 = L = 50$ μH, $C = 6$ μF y $R = 2$ Ω. El voltaje en cd de entrada es $V_s = 220$ V y la frecuencia del voltaje de salida es $f_o = 7$ kHz. El tiempo de desactivación de los tiristores es $t_q = 10$ μs. Determine (a) el tiempo de desactivación

disponible del circuito t_{off}, (b) la frecuencia máxima permisible f_{max}, (c) el voltaje pico a pico del capacitor V_{pp}, y (d) la corriente pico de la carga I_p. (e) Grafique la corriente instantánea de la carga $i_o(t)$, el voltaje del capacitor $v_c(t)$ y la corriente de alimentación en cd $i_s(t)$. Calcule (f) la corriente rms de la carga I_o, (g) la potencia de salida P_o, (h) la corriente promedio de la alimentación I_s, e (i) las corrientes promedio, pico y rms del tiristor.

Solución $V_s = 220$ V, $C = 6$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\Omega$, $f_o = 7$ kHz, $t_q = 10$ μs, y $\omega_o = 2\pi \times 7000 = 43{,}982$ rad/s. De la ecuación (11-4),

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^{12}}{50 \times 6} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54{,}160 \text{ rad/s}$$

La frecuencia resonante es $f_r = \omega_r/2\pi = 8619.8$ Hz, $T_r = 1/f_r = 116$ μs. De la ecuación (11-6) $\alpha = 2/(2 \times 50 \times 10^{-6}) = 20{,}000$.

(a) De la ecuación (11-17),

$$t_{off} = \frac{\pi}{43{,}982} - \frac{\pi}{54{,}160} = 13.42\ \mu s$$

(b) De la ecuación (11-18), la frecuencia máxima posible es

$$f_{max} = \frac{1}{2(10 \times 10^{-6} + \pi/54{,}160)} = 7352 \text{ Hz}$$

(c) De la ecuación (11-19),

$$V_c = \frac{V_s}{e^{\alpha\pi/\omega r} - 1} = \frac{220}{e^{20\pi/54.16} - 1} = 100.4 \text{ V}$$

De la ecuación (11-16), $V_{c1} = 220 + 100.4 = 320.4$ V. El voltaje pico a pico del capacitor es $V_{pp} = 100.4 + 320.4 = 420.8$ V.

(d) De la ecuación (11-7), la corriente pico de la carga, que es la misma que la corriente pico de la alimentación, ocurre en

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} = \frac{1}{54{,}160} \tan^{-1} \frac{54.16}{20} = 22.47\ \mu s$$

y la ecuación (11-5) da la corriente pico de la carga como

$$i_1(t = t_m) = I_p = \frac{320.4}{0.05416 \times 50} e^{-0.02 \times 22.47} \text{sen}(54{,}160 \times 22.47 \times 10^{-6}) = 70.82 \text{ A}$$

(e) Las gráficas para $i(t)$, $v_c(t)$ e $i_s(t)$ aparecen en la figura 11-5.

(f) La corriente rms de la carga se determina de las ecuaciones (11-5) y (11-11) mediante un método numérico, y el resultado es

$$I_o = \left[2f_o \int_0^{T_r/2} i_0^2(t)\, dt\right]^{1/2} = 44.1 \text{ A}$$

(g) La potencia de salida es $P_o = 44.1^2 \times 2 = 3889$ W.

(h) La corriente promedio de la alimentación $I_s = 3889/220 = 17.68$ A.

(i) La corriente promedio del tiristor es

$$I_A = f_o \int_0^{T_r/2} i_0(t)\, dt = 17.68 \text{ A}$$

La corriente pico del tiristor $I_{pk} = I_p = 70.82$ A, y la corriente rms del tiristor $I_R = I_o/\sqrt{2} = 44.1/\sqrt{2} = 31.18$ A.

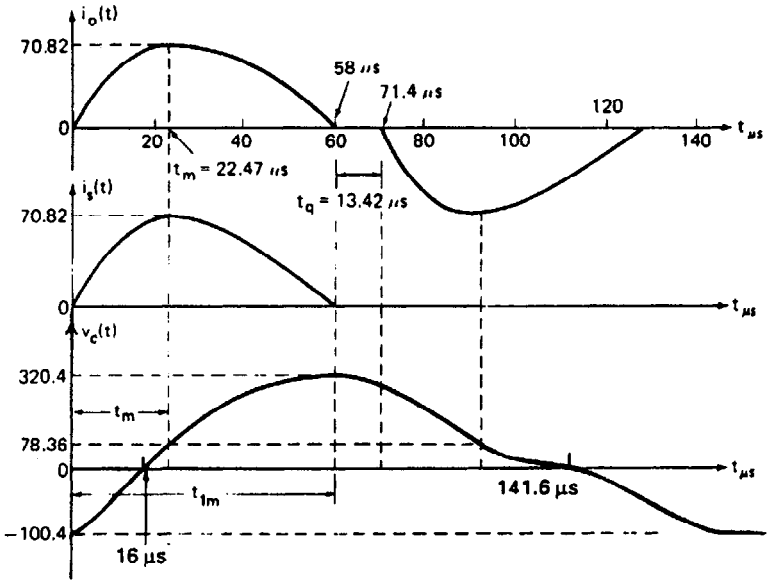


Figura 11-5 Formas de onda para el ejemplo 11-7.

Ejemplo 11-2*

El inversor resonante de medio puente de la figura 11-3 es operado a una frecuencia de salida f_o = 7 kHz. Si $C_1 = C_2 = C = 3$ μF, $L_1 = L_2 = L = 50$ μH, $R = 2\Omega$ y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de la alimentación, (b) la corriente promedio del tiristor I_A y (c) la corriente rms del tiristor I_R.

Solución $V_s = 220$ V, $C = 3$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\Omega$ y $f_o = 7$ kHz. La figura 11-6a muestra el circuito equivalente cuando el tiristor T_1 conduce y T_2 está desactivado. Los capacitores C_1 y C_2 inicialmente estarían cargados a $V_{c1}(= V_s + V_c)$ y V_c, respectivamente, con polaridades tal y como se muestran, bajo condiciones de régimen permanente. Dado que $C_1 = C_2$, la corriente de la

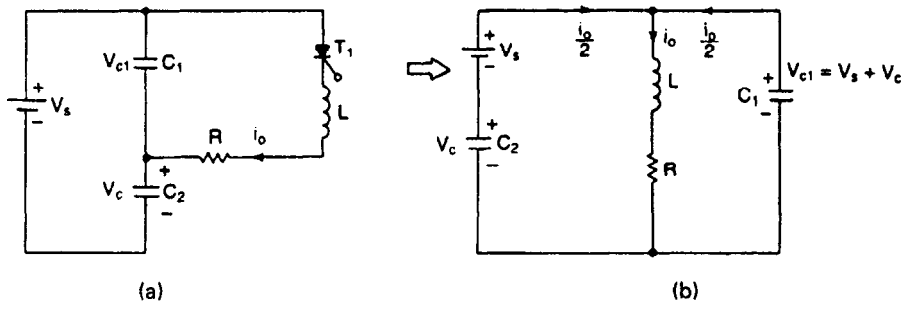


Figura 11-6 Circuitos equivalentes para el ejemplo 11-2.

carga será compartida en forma igual por C_1 y la alimentación de cd tal y como se muestra en la figura 11-6b.

Considerando el lazo formado por C_2, la fuente de cd, L y la carga, la corriente instantánea de la carga se puede describir (a partir de la figura 11-6b) mediante

$$L\frac{di_o}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{2C_2}\int i_o\,dt + v_{c2}(t = 0) - V_s = 0 \tag{11-19}$$

con condiciones iniciales $i_0(t = 0) = 0$ y $v_{c1}(t = 0) = -V_c$. Para una condición de subamortiguamiento y $C_1 = C_2 = C$, se aplica la ecuación (11-5):

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-20}$$

donde la capacitancia efectiva es $C_e = C_1 + C_2 = 2C$ y

$$\omega_r = \left(\frac{1}{2LC_2} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^{12}}{2 \times 50 \times 3} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54{,}160 \text{ rad/s} \tag{11-21}$$

El voltaje a través del capacitor C_2 se puede expresar como

$$\begin{aligned} v_{c2}(t) &= \frac{1}{2C_2}\int_0^t i_0(t)\,dt - V_c \\ &= -(V_s + V_c)e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s \end{aligned} \tag{11-22}$$

(a) Dado que la frecuencia resonante es la misma que la del ejemplo 11-1, los resultados del ejemplo 11-1 son válidos, siempre y cuando la capacitancia equivalente sea $C_e = C_1 + C_2 = 6$ μF. Del ejemplo 11-1, $V_c = 100.4$ V, $t_m = 22.47$ μs e $I_o = 44.1$ A. De la ecuación (11-20), la corriente pico de la carga es $I_p = 70.82$ A. La corriente pico de la alimentación, que es la mitad de la corriente pico de la carga, es $I_{ps} = 70.82/2 = 35.41$ A.

(b) La corriente promedio del tiristor $I_A = 17.68$ A.

(c) La corriente rms del tiristor $I_R = I_o/\sqrt{2} = 31.18$ A.

Nota. Para la misma salida de potencia y frecuencia resonante, las capacitancias de C_1 y C_2 de la figura 11-3 deberán ser la mitad de las correspondientes a las figuras 11-1 y 11-2. La corriente pico de la alimentación se divide a la mitad. El análisis de los inversores en serie de puente completo es similar al correspondiente al inversor en serie básico de la figura 11-1a.

11-2.2 Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales

Para los inversores resonantes con interruptores unidireccionales, los dispositivos de potencia tienen que ser activados cada medio ciclo del voltaje de salida. Esto limita la frecuencia del inversor y la cantidad de transferencia de energía desde la alimentación a la carga. Además, los tiristores son sometidos a un alto voltaje de pico inverso.

El rendimiento de los inversores en serie puede mejorar significativamente conectando un diodo antiparalelo a través de un tiristor, tal y como se muestra en la figura 11-7a. Cuando se dispara el tiristor T_1, fluye un pulso resonante de corriente y T_1 se autoconmuta en el tiempo $t = t_1$. Sin embargo, la oscilación resonante continúa a través del diodo D_1, hasta que otra vez al final de un ciclo la corriente se abate hasta cero. Las formas de onda de las corrientes y del voltaje del capacitor se muestran en la figura 11-7b.

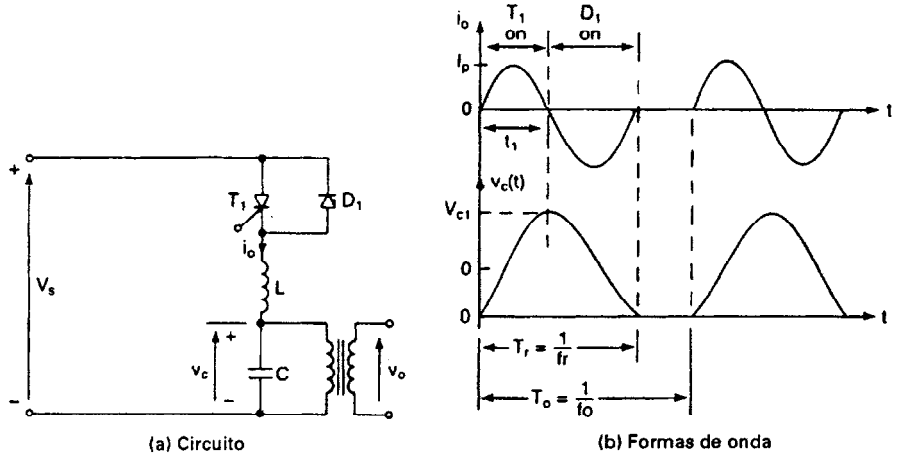


Figura 11-7 Inversor resonante en serie básico con interruptores bidireccionales.

El voltaje inverso del tiristor está limitado a la caída directa del voltaje de un diodo, típicamente 1 V. Si el tiempo de conducción del diodo es mayor que el tiempo de desactivación del tiristor, no existe necesidad de zona muerta y la frecuencia de salida, f_o, será la misma que la frecuencia de resonancia, f_r,

$$f_o = f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \tag{11-23}$$

donde f_r es la frecuencia resonante del circuito en serie en Hz. Si t_q es el tiempo de desactivación de un tiristor, la frecuencia máxima del inversor está dada por

$$f_{\max} = \frac{1}{2t_q} \tag{11-24}$$

y f_o deberá ser menor que $f_{\max}$.

El diodo D_1 deberá conectarse tan cerca como sea posible del tiristor, y las terminales de conexión deberán ser mínimas para reducir cualquier inductancia dispersa en el lazo formado por T_1 y D_1. Dado que el voltaje inverso durante el tiempo de recuperación del tiristor T_1 ya es bajo, típicamente de 1 V, cualquier inductancia en la trayectoria del diodo reduciría el voltaje inverso neto a través de las terminales de T_1, esto podría provocar que el tiristor T_1 no se desactivara. Para resolver este problema, por lo general se utiliza un *tiristor de conducción inversa* (RCT). Un RCT es elaborado mediante la integración de un tiristor asimétrico y un diodo de recuperación rápida en un solo chip de silicio, los RCT son ideales para los inversores resonantes en serie.

El diagrama de circuito para la versión en medio puente aparece en la figura 11-8a y las formas de onda para la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos de potencia aparecen en la figura 11-8b. La configuración de puente completo se muestra en la figura 11-9a. Los inversores pueden operarse de dos modos distintos: sin traslape y con traslape. En el modo sin traslape, el disparo de un tiristor se retrasa hasta que se completa la última oscilación de corriente a través de un diodo, como en la figura 11-8b. En el modo de traslape, un tiristor se dispara, mientras que la corriente en el diodo de la otra parte aún está conduciendo, tal y como se ve

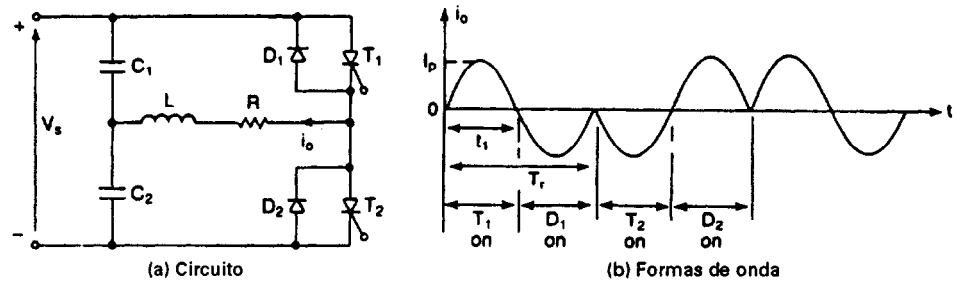


Figura 11-8 Inversores en serie tipo medio puente con interruptores bidireccionales.

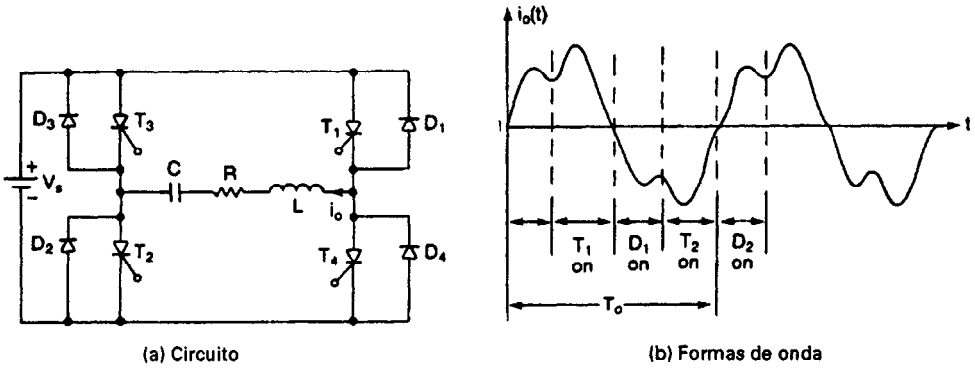


Figura 11-9 Inversores en serie tipo puente completo con interruptores bidireccionales.

en la figura 11-9b. Aunque la operación con traslape incrementa la frecuencia de salida, la potencia de salida aumenta.

La frecuencia máxima de los inversores resonantes está limitada debido a los requisitos de desactivación o de conmutación de los tiristores, típicamente de 12 a 20 μs, en tanto que los transistores, que sólo requieren de 1 más o menos, pueden reemplazar a los tiristores. El inversor puede operar a la frecuencia de resonancia. Un inversor de medio puente transistorizado se muestra en la figura 11-10 con una carga conectada a través del transformador. El transistor Q_2 se puede activar casi instantáneamente después de que el transistor Q_1 se desactiva.

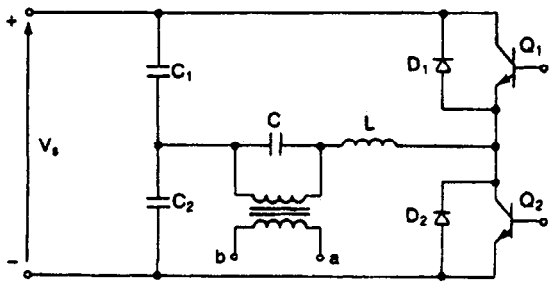


Figura 11-10 Inversor resonante tipo medio puente transistorizado.

Ejemplo 11-3*

El inversor resonante de la figura 11-7a tiene $C = 2\ \mu F$, $L = 20\ \mu H$, $R = 0$ y $V_s = 220$ V. El tiempo de desactivación del tiristor, es $t_{off} = 12\ \mu s$. La frecuencia de salida $f_o = 20$ kHz. Determine (a) la corriente pico de la alimentación I_{ps}, (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) el voltaje pico a pico del capacitor V_{pp}, (e) la frecuencia de salida máxima permisible $f_{máx}$, y (f) la corriente promedio de alimentación I_s.

Solución Cuando el tiristor T_1 es activado, la corriente queda descrita por

$$L\frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{11-25}$$

con condiciones iniciales $i_0(t = 0) = 0$, $v_c\ (t = 0) = V_c = 0$. Resolviendo en función de la corriente de entrada

$$i_0(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\ \text{sen}\ \omega_r t \tag{11-26}$$

y voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = V_s(1 - \cos\omega_r t) \tag{11-27}$$

donde

$$\omega_r = 1/\sqrt{LC}$$

$$\omega_r = \frac{10^6}{\sqrt{20 \times 2}} = 158{,}114\ \text{rad/s} \qquad \text{y} \qquad f_r = \frac{158{,}114}{2\pi} = 25{,}165\ \text{Hz}$$

$$T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{25{,}165} = 39.74\ \mu\text{s} \qquad t_1 = \frac{T_r}{2} = \frac{39.74}{2} = 19.87\ \mu\text{s}$$

En $\omega_r t = \pi$.

$$v_c(\omega_r t = \pi) = V_{c1} = 2V_s = 2 \times 220 = 440\ \text{V}$$

(a) $I_p = V_s\sqrt{C/L} = 220\sqrt{2/20} = 69.57$ A.

(b) $I_A = f_o\int_0^{\pi} I_p\ \text{sen}\ \theta\ d\theta = I_p f_o/(\pi f_r) = 69.57 \times 20{,}000/(\pi \times 25{,}165) = 17.6$ A

(c) $I_R = I_p\sqrt{f_o t_1/2} = 69.57\sqrt{20{,}000 \times 19.87 \times 10^{-6}/2} = 31.01$ A.

(d) El voltaje pico a pico del capacitor $V_{pp} = V_{c1} - V_c = 440$ V.

(e) De la ecuación (11-24), $f_{máx} = 10^6/(2 \times 12) = 41.67$ kHz.

(f) Dado que no hay ninguna pérdida de potencia en el circuito, $I_s = 0$.

Ejemplo 11-4*

El inversor resonante de medio puente de la figura 11-8a es operado a una frecuencia $f_o = 3.5$ kHz. Si $C_1 = C_2 = C = 3\ \mu F$, $L_1 = L_2 = L = 50\ \mu H$, $R = 2\ \Omega$ y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de la alimentación I_{ps}, (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) la corriente rms de la carga I_o y (e) la corriente promedio de la alimentación I_s.

Solución $V_s = 220$ V, $C_e = C_1 + C_2 = 6\ \mu F$, $L = 50\ \mu H$, $R = 2\ \Omega$ y $f_o = 3500$ Hz. El análisis de este inversor resulta similar al del circuito de la figura 11-3. En vez de dos pulsos de corriente, existen cuatro pulsos en un ciclo completo del voltaje de salida con un pulso a través de cada uno de los dispositivos T_1, D_1, T_2 y D_2. La ecuación (11-20) es aplicable. Durante el medio ciclo positivo, la corriente fluye a través de T_1; y durante el medio ciclo negativo, la corriente fluye a

través de D_1. En un control no traslapado, existen dos ciclos resonantes durante un período completo de la frecuencia de salida f_o. De la ecuación (11-21),

$$\omega_r = 54{,}160 \text{ rad/s} \qquad f_r = \frac{54{,}160}{2\pi} = 8619.9 \text{ Hz}$$

$$T_r = \frac{1}{8619.9} = 116\ \mu\text{s} \qquad t_1 = \frac{116}{2} = 58\ \mu\text{s}$$

$$T_0 = \frac{1}{3500} = 285.72\ \mu\text{s}$$

El período de desactivación de la corriente de la carga

$$t_d = T_0 - T_r = 285.72 - 116 = 169.72\ \mu\text{s}$$

Dado que t_d es mayor que cero, el inversor operará en modo de no traslape. De la ecuación (11-14), $V_c = 100.4$ V y $V_{c1} = 220 + 100.4 = 320.4$ V.

(a) De la ecuación (11-7)

$$t_m = \frac{1}{54{,}160} \tan^{-1} \frac{54{,}160}{20{,}000} = 22.47\ \mu\text{s}$$

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t$$

y la corriente pico de la carga se convierte en $I_p = i_0(t = t_m) = 70.82$ A.

(b) El tiristor conduce durante un tiempo igual a t_1. La corriente promedio del tiristor se puede determinar a partir de

$$I_A = f_o \int_0^{t_1} i_0(t)\, dt = 8.84 \text{ A}$$

(c) La corriente rms del tiristor es

$$I_R = \left[f_o \int_0^{t_1} i_0^2(t)\, dt \right]^{1/2} = 22.05 \text{ A}$$

(d) La corriente rms de la carga $I_o = 2I_R = 2 \times 22.05 = 44.1$ A.

(e) $P_o = 44.1^2 \times 2 = 3889$ W y la corriente promedio de la alimentación $I_s = 3889/220 = 17.68$ A.

Nota. En el caso de los interruptores bidireccionales, las especificaciones de corriente de los dispositivos se reducen. Para una misma potencia de salida, la corriente promedio del dispositivo es la mitad y la corriente rms es $1/\sqrt{2}$ de la correspondiente a un inversor con interruptores unidireccionales.

Ejemplo 11-5*

El inversor resonante de puente completo de la figura 11-9a se opera a una frecuencia, $f_o = 3.5$ kHz. Si $C = 6$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$ y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de la alimentación I_{ps}, (b) la corriente promedio del tiristor I_A, (c) la corriente rms del tiristor I_R, (d) la corriente rms de la carga I_o y (e) la corriente promedio de la alimentación I_s.

Solución $V_s = 220$ V, $C = 6$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$ y $f_o = 3500$ Hz. De la ecuación (11-21), $\omega_r = 54{,}160$ rad/s y $f_r = 54{,}160/(2\pi) = 8619.9$ Hz. $\alpha = 20{,}000$, $T_r = 1/8619.9 = 116$ μs, $t_1 = 116/2 = 58$ μs y $T_0 = 1/3500 = 285.72$ μs. El período de desactivación de la carga es $t_d = T_0 - T_r = 285.72 - 116 = 169.72$ μs, y el inversor operaría en modo de no traslape.

Modo 1. Este modo empieza cuando se disparan T_1 y T_2. Una corriente resonante fluirá a través de ellos, la carga y la alimentación. La corriente instantánea está descrita por

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t = 0) = V_s$$

con condiciones iniciales $i_0(t = 0) = 0$, $v_{c1}(t = 0) = -V_c$ la solución para la corriente nos da

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-28}$$

$$v_c(t) = -(V_s + V_c)e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t) + V_s \tag{11-29}$$

Los tiristores T_1 y T_2 se desactivan en el tiempo $t_1 = \pi/\omega_r$, cuando $i_1(t)$ se convierte en cero.

$$V_{c1} = v_c(t = t_1) = (V_s + V_c)e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11-30}$$

Modo 2. Este modo empieza cuando se disparan T_3 y T_4. A través de T_3, T_4, la carga y la alimentación fluirá una corriente resonante inversa. La corriente instantánea de la carga se describe por

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t = 0) = -V_s$$

con condiciones iniciales $i_2(t = 0) = 0$ y $v_c(t = 0) = V_{c1}$, y la solución en función de la corriente nos da

$$i_0(t) = -\frac{V_s + V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-31}$$

$$v_c(t) = (V_s + V_{c1})e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r - V_s \tag{11-32}$$

En el tiempo $t_1 = \pi/\omega_r$, los tiristores T_3 y T_4 se desactivarán, cuando $i_0(t)$ se convierte en cero.

$$V_c = -v_c(t = t_1) = (V_s + V_{c1})e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11-33}$$

Despejando V_c y V_{c1} de las ecuaciones (11-20) y (11-23), obtenemos

$$V_c = V_{c1} = V_s\frac{e^z + 1}{e^z - 1} \tag{11-34}$$

donde $z = \alpha\pi/\omega_r$. Para $z = 20{,}000\pi/54{,}160 = 1.1601$, la ecuación (11-34) da $V_c = V_{c1} = 420.9$ V.

(a) De la ecuación (11-7),

$$t_m = \frac{1}{54{,}160}\tan^{-1}\frac{54{,}160}{20{,}000} = 22.47\ \mu\text{s}.$$

De la ecuación (11-28), la corriente pico de la carga $I_p = i_0(t = t_m) = 141.64$ A.

(b) Un tiristor conduce a partir de un tiempo t_1. La corriente promedio del tiristor se puede determinar a partir de la ecuación (11-28):

$$I_A = f_o\int_0^{t_1} i_0(t)\,dt = 17.68\ \text{A}$$

(c) La corriente rms del tiristor se puede determinar a partir de la ecuación (11-28):

$$I_R = \left[f_o \int_0^{t_1} i_0^2(t)\, dt\right]^{1/2} = 44.1 \text{ A}$$

(d) La corriente rms de la carga es $I_o = 2I_R = 2 \times 44.1 = 88.2$ A.

(e) $P_o = 88.2^2 \times 2 = 15{,}556$ W y la corriente promedio de la alimentación $I_s = 15{,}556/220 = 70.71$ A.

Nota. Para los mismos parámetros de circuito, la potencia de salida es cuatro veces mayor y las corrientes del dispositivo son dos veces mayores que las correspondientes a un inversor de medio puente.

11-2.3 Respuesta de frecuencia para cargas en serie

Es fácil notar de las formas de onda de las figuras 11-8b y 11-9b que el voltaje de salida puede modificarse al variar la frecuencia de conmutación, f_s. En las figuras 11-4, 11-8 y 11-9a, la resistencia de la carga R forma un circuito en serie con los componentes resonantes L y C. El circuito equivalente se muestra en la figura 11-11a. El voltaje de entrada es una onda cuadrada, cuya componente pico fundamental es $V_{i(\text{pk})} = 4V_s/\pi$ y su valor rms es $V_i = 4V_s\sqrt{2}\,\pi$. Utilizando la regla del divisor de voltaje en el dominio de la frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega L/R - j/(\omega CR)}$$

Supongamos que $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ es la frecuencia resonante, y que $Q_s = \omega_0 L/R$ es el factor de calidad. Sustituyendo L, C y R en términos de Q_s y de ω_0, obtenemos

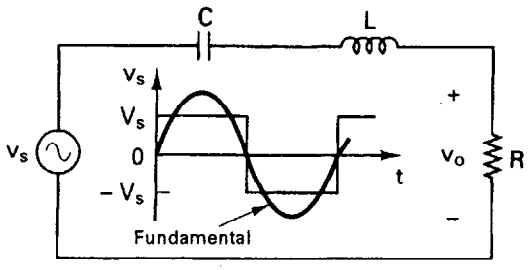
$$G(j\omega) = \frac{v_o}{v_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_s(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_s(u - 1/u)}$$

donde $u = \omega_0/\omega$. Se puede determinar la magnitud de $G(j\omega)$ a partir de

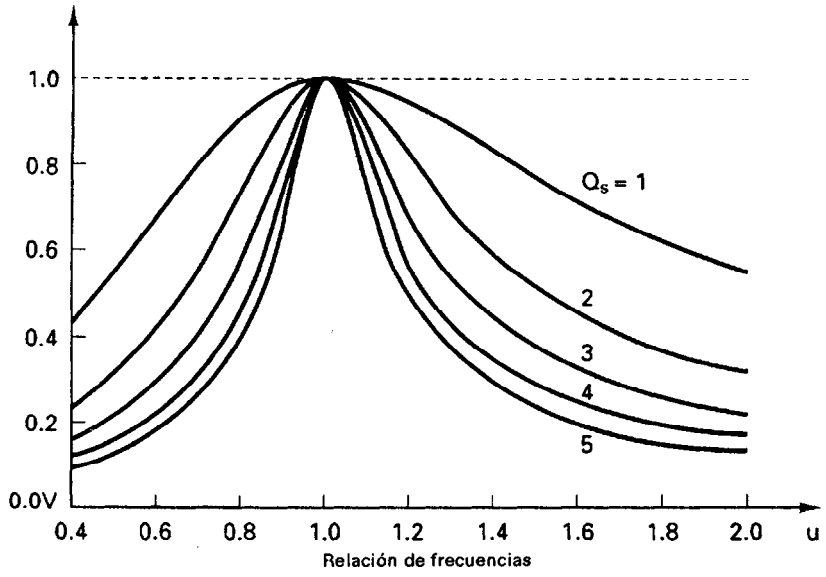
$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_s^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{11-35}$$

La figura 11-11b muestra el trazo de la magnitud de la ecuación (11-35) para $Q_s = 1$ hasta 5. Para un voltaje de salida continuo, la frecuencia de conmutación debe ser mayor que la frecuencia resonante, f_0. Si el inversor opera cerca de la resonancia, y un corto circuito ocurre en la carga, la corriente se elevará a un valor alto, en especial a una corriente alta de la carga. Sin embargo, elevando la frecuencia de conmutación, la corriente de salida puede controlarse. Conforme la corriente de la carga disminuye la corriente a través de los dispositivos de conmutación se reduce, y por lo tanto hay menores pérdidas de conducción en estado activo y una alta eficiencia en una carga parcial. El inversor en serie es muy adecuado para aplicaciones de voltaje alto y corriente baja. La salida máxima ocurre en resonancia, y la ganancia máxima para $u = 1$ es $|G(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$.

Bajo condiciones sin carga, $R = \infty$ y $Q_s = 0$. Por lo tanto, la curva sería simplemente una línea horizontal. Esto es, para $Q_s = 1$, la característica tiene una "selectividad muy pobre" y el voltaje de salida cambiaría en forma significativa desde la condición sin carga hasta la plena carga, dando origen por lo tanto a una regulación pobre. Por lo general el inversor resonante se utiliza en



(a) Circuito con cargas en serie



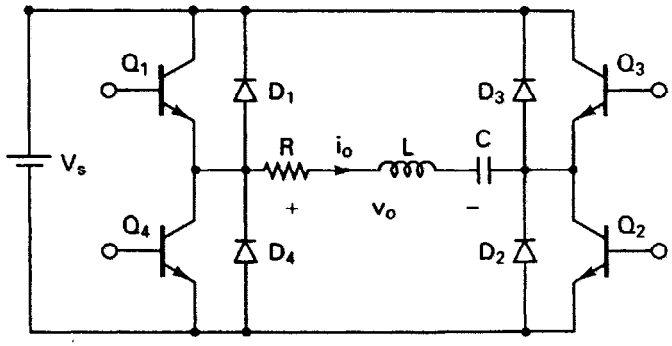
(b) Respuesta en frecuencia

Figura 11-11 Respuesta en frecuencia para cargas en serie.

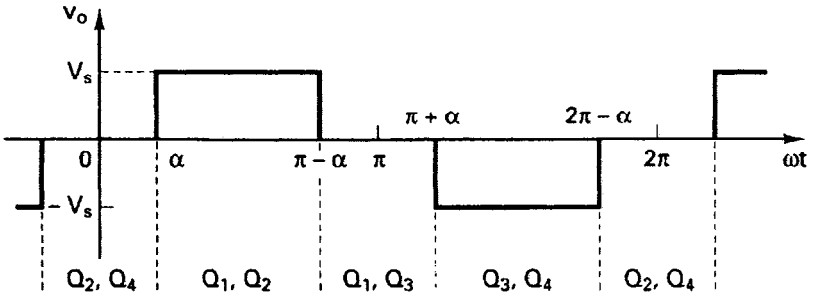
aplicaciones que requieren únicamente de un voltaje fijo de salida. Sin embargo, mediante un control de la relación de tiempo, a frecuencias menores que la frecuencia resonante, es posible obtener alguna regulación sin carga (por ejemplo, en la figura 11-8b). Este tipo de control tiene dos desventajas: (1) limita la amplitud de la variación de la frecuencia de operación hacia arriba y hacia abajo de la frecuencia resonante, y (2) debido a un Q bajo, para poder obtener una amplia gama de control de voltaje de salida se requerirá de un cambio sustancial de frecuencia.

En la figura 11-12a se muestra una topología de puente, que puede aplicarse para obtener el control del voltaje de salida. La frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante a la frecuencia resonante f_o. Al conmutar dos dispositivos simultáneamente es posible obtener una onda casi cuadrada, como aparece en la figura 11-12b. El voltaje rms fundamental de entrada está dado por

$$V_i = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\,\pi} \cos \alpha \tag{11-36}$$



(a) Circuito



(b) Voltaje de salida

Figura 11-12 Control de voltaje casi cuadrado para un inversor resonante en serie.

donde α es el ángulo de control. Al variar α desde 0 hasta $\pi/2$ a una frecuencia constante, es posible controlar el voltaje V_i a partir de $4V_s/(\pi\sqrt{2})$ hasta 0.

Ejemplo 11-6

Un inversor resonante en serie entrega una potencia a la carga P_L = 1 kW en resonancia. La resistencia de la carga es R = 10 Ω. La frecuencia de resonancia es f_o = 20 kHz. Determine (a) el voltaje de entrada de cd V_s, (b) el factor de calidad Q_s si se quiere reducir la potencia de la carga a 250 W mediante el control de frecuencia, de tal forma que u = 0.8, (c) el inductor L y (d) el capacitor C.

Solución (a) Dado que a la resonancia u = 1 y $|G(j\omega)|_{max}$ = 1, el voltaje pico fundamental de la carga es $V_p = V_{i(pk)} = 4V_s/\pi$

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2V_s^2}{2R\pi} \qquad \text{o} \qquad 1000 = \frac{4^2V_s^2}{2\pi \times 10}$$

que nos da V_s = 110 V.

(b) Para reducir la potencia de la carga en (1000/250 =) 4, la ganancia de voltaje deberá reducirse en 2, cuando u = 0.8. Esto es, de la ecuación (11-35), obtenemos $1 + Q_s^2(u - 1/u)^2 = 2^2$, lo que nos da que Q_s = 3.85.

(c) Q_s está definido por

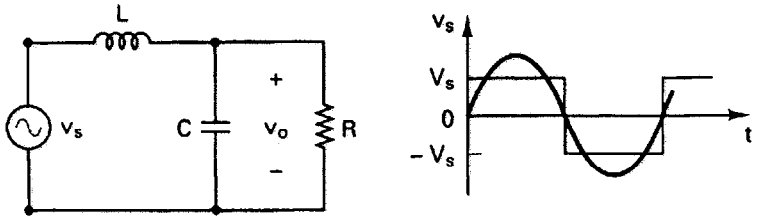
$$Q_s = \frac{\omega_0 L}{R} \qquad \text{o} \qquad 3.85 = \frac{2\pi \times 20 \text{ kHz} \times L}{10} \qquad \text{lo que nos da } L = 306.37 \ \mu\text{H}$$

(d) $f_0 = 1/2\ \pi\sqrt{LC}$, es decir, 20 kHz = $1/[2\pi\sqrt{(306.37\ \mu\text{H} \times C)}]$ lo que nos da $\leq = 0.2067\ \mu\text{F}$.

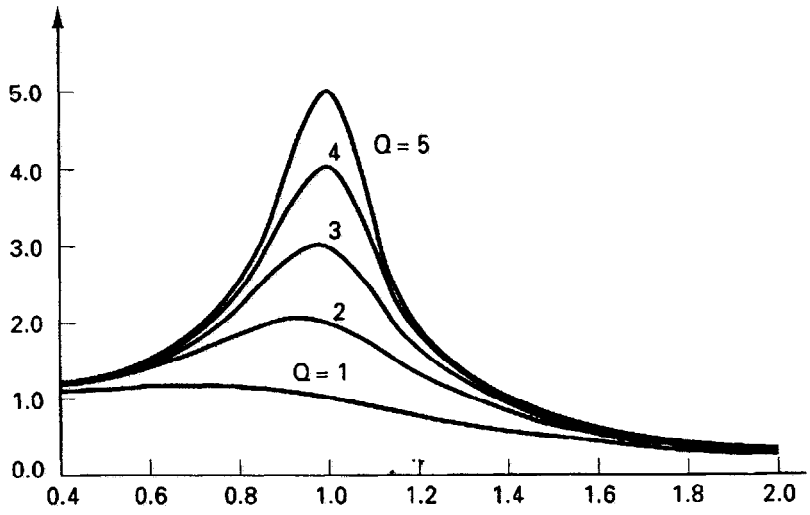
11-2.4 Respuesta de frecuencia para carga en paralelo

Con la carga conectada directamente a través del capacitor C (o mediante un transformador) tal y como se muestra en la figura 11-7, el circuito equivalente aparece en la figura 11-13a. Utilizando la regla del divisor de voltaje en el dominio de la frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega L/R}$$



(a) Carga en paralelo



Relación de frecuencias

(b) Respuesta de frecuencia

Figura 11-13 Respuesta en frecuencia para una carga en paralelo.

Supongamos que $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ es la frecuencia resonante, y $Q = 1/Q_s = R/\omega_o L$ es el factor de calidad. Sustituyendo R, C y L en términos de Q y de ω_o, obtenemos

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{[1 - (\omega/\omega_o)^2] + j(\omega/\omega_o)/Q} = \frac{1}{(1 - u^2) + ju/Q}$$

donde $u = \omega_o/\omega$. La magnitud de $G(j\omega)$ se puede determinar a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[(1 - u^2)^2 + (u/Q)^2]^{1/2}} \tag{11-37}$$

La figura 11-13b muestra el trazo de la magnitud de la ganancia de voltaje en la ecuación (11-37) para el caso de $Q = 1$ a 5. La ganancia máxima ocurre cerca de la resonancia, para $Q > 2$, y su valor para $u = 1$ es

$$|G(j\omega)|_{máx} = Q \tag{11-38}$$

En la condición sin carga, $R = \infty$ y $Q = \infty$. Por lo tanto, el voltaje de salida en resonancia es una función de la carga y puede resultar muy alto si no se eleva la frecuencia de operación. Pero el voltaje de salida normalmente queda controlado en situación sin carga al variar la frecuencia por arriba de la resonancia. La corriente conducida por los dispositivos de conmutación es independiente de la carga, pero aumenta con el voltaje de entrada de cd. Por lo tanto, las pérdidas de conducción se conservan relativamente constantes, resultando en una baja eficiencia a cargas altas.

Si debido a una falla en la carga el capacitor C se pone en corto circuito, la corriente quedará limitada por el inductor L. Este es un inversor a prueba de cortos circuitos en forma natural, y es deseable para aplicaciones con requisitos severos en condiciones de falla. Este inversor se utiliza en su mayor parte en aplicaciones de bajo voltaje y de alta corriente, en las que el rango del voltaje de entrada es relativamente angosto, típicamente hasta de ± 15%.

Ejemplo 11-7

Un inversor resonante en serie con una carga en paralelo entrega una potencia $P_L = 1$ kW a un voltaje senoidal pico en la carga de $V_p = 330$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$. La frecuencia de resonancia es $f_o = 20$ kHz. Determine (a) el voltaje de entrada de cd V_s, (b) la relación de frecuencias u si se quiere reducir la potencia de la carga a 250 W mediante el control de frecuencia (c) el inductor L y (d) el capacitor C.

Solución (a) La componente pico fundamental de un voltaje de onda cuadrada es $V_p = 4V_s/\pi$.

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2 V_s^2}{2\pi R} \qquad \text{o} \qquad 1000 = \frac{4^2 V_s^2}{2\pi \times 10}$$

que nos da $V_s = 110$ V. $V_{i(pk)} = 4V_s/\pi = 4 \times 110/\pi = 140.06$ V.

(b) De la ecuación (11-38), el factor de calidad es $Q = V_p/V_{i(pk)} = 330/140.06 = 2.356$. Para reducir la potencia de la carga en (1000/250=) 4, la ganancia de voltaje debe reducirse en 2. Esto es, de la ecuación (11-37) obtenemos

$$(1 - u^2)^2 + (u/2.356)^2 = 2^2$$

lo que nos da $u = 1.693$.

(c) Q queda definido por

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \qquad \text{o} \qquad 2.356 = \frac{R}{2\pi \times 20\ \text{kHz}\ L}$$

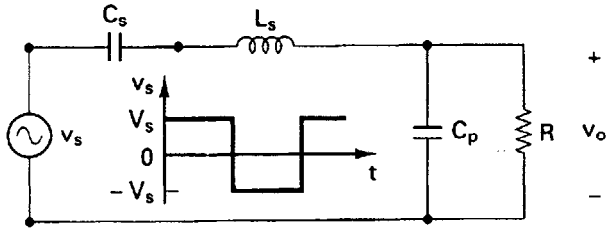
lo que nos da que $L = 33.78\ \theta$H.

(d) $f_0 = 1/2\,\pi\sqrt{LC}$ es decir 20 kHz = $1/2\pi\sqrt{(33.78\ \mu\text{H} \times C)}$, lo que nos da $C = 1.875\ \mu\text{F}$.

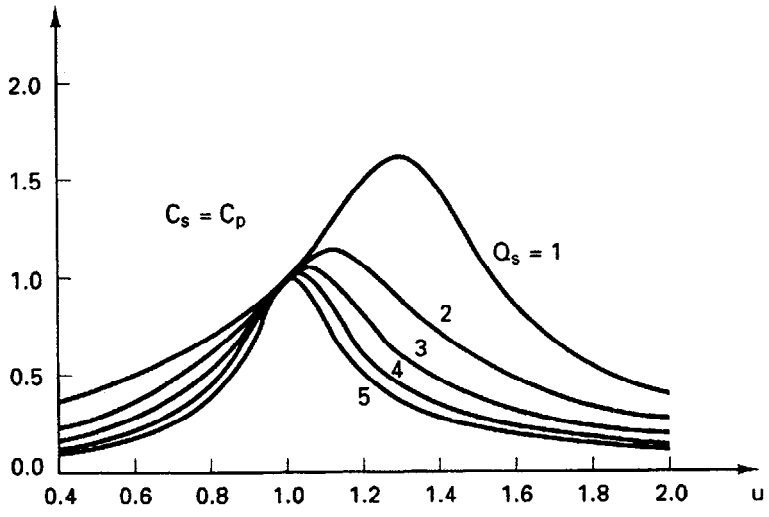
11-2.5 Respuesta de frecuencia para cargas en serie-paralelo

En la figura 11-10 el capacitor $C_1 = C_2 = C_s$ forma un circuito en serie y el capacitor C está en paralelo con la carga. Este circuito implica un compromiso entre las características de una carga en serie y las de una carga en paralelo. El circuito equivalente aparece en la figura 11-14a. Si utilizamos la regla del divisor de voltaje en el domino de la frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + j\omega L/R - j/(\omega CR)}$$



(a) Cargas en serie–paralelo



Relación de frecuencia

(b) Respuesta de frecuencia

Figura 11-14 Respuesta en frecuencia para cargas en serie–paralelo.

Supongamos que $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_s}$ es la frecuencia de resonancia, y $Q_s = \omega_0 L/R$ es el factor de calidad. Sustituyendo L, C y R en función de Q_s y de ω_0, obtenemos

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{[1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + jQ_s(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}$$

$$= \frac{1}{1 + (C_p/C_s)(1 - u^2) + jQ_s(u - 1/u)}$$

donde $u = \omega_0/\omega$. La magnitud de $G(j\omega)$ se puede determinar a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\{[1 + (C_p/C_s)(1 - u^2)]^2 + Q_s^2(u - 1/u)^2\}^{1/2}} \tag{11-39}$$

La figura 11-14b muestra el trazo de la magnitud de la ganancia de voltaje de la ecuación (11-39) para $Q_s = 1$ hasta 5 y $C_p/C_s = 1$. Este inversor combina las mejores características de la carga en serie y en paralelo, y al mismo tiempo elimina los puntos débiles como la carencia de regulación para la carga en serie y la corriente de carga independiente para la carga en paralelo.

Conforme C_p se hace más pequeño, el inversor exhibe las características de la carga en serie. Con un valor razonable de C_p, el inversor muestra algunas de las características de la carga en paralelo y puede operar bajo condiciones sin carga. Conforme se reduce C_p, la frecuencia superior requerida para un voltaje específico de salida se incrementa. Generalmente, seleccionar $C_p = C_s$ es un buen arreglo entre la eficiencia en carga parcial y la regulación en condiciones sin carga con una frecuencia superior razonable. Para hacer que la corriente se reduzca con la carga, a fin de mantener una alta eficiencia en carga parcial, se escoge la Q de plena carga en los valores entre 4 y 5. Un inversor con carga en serie-paralelo puede operar sobre un voltaje de entrada más amplio y en rangos que van desde sin carga hasta carga plena, manteniendo siempre una eficiencia excelente.

11-3 INVERSORES RESONANTES EN PARALELO

Un inversor resonante en paralelo es el dual de un inversor resonante en serie. Es alimentado a partir de una fuente de corriente, por lo que el circuito ofrece una alta impedancia a la corriente en conmutación. En la figura 11-15 aparece un circuito resonante en paralelo. Dado que la corriente

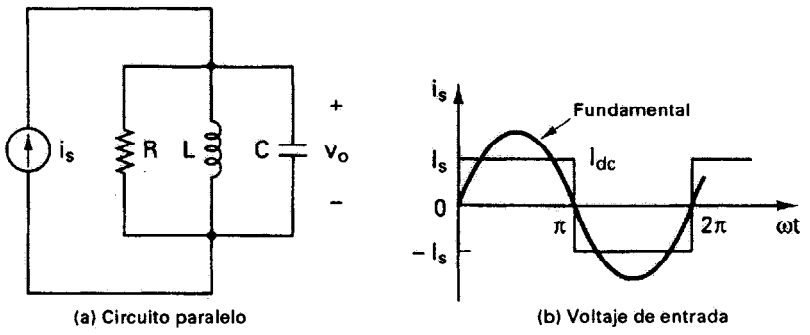


Figura 11-15 Circuito resonante paralelo.

está controlada en forma continua, en condiciones de falla este inversor proporciona una mejor protección contra corto circuito. Si sumamos las corrientes a través de L, R y C obtenemos

$$C\frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} + \frac{1}{L}\int v\,dt = I_s$$

con condiciones iniciales $v(t = 0) = 0$ e $i_L(t = 0) \approx 0$. Esta ecuación es similar a la ecuación (11-2) si se reemplaza i por v, R por $1/R$, L por C, C por L y V_s por I_s. Utilizando la ecuación (11-5), el voltaje v está dado por

$$v = \frac{I_s}{\omega_r C} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11-40}$$

donde $\alpha = 1/2RC$. La frecuencia resonante amortiguada ω_r está dada por

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)^{1/2} \tag{11-41}$$

Utilizando la ecuación (11-7), el voltaje v de la ecuación (11-40) se hace máximo en el tiempo t_m dado por la ecuación

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} \tag{11-42}$$

que se puede aproximar al valor π/ω_r. La impedancia de entrada está dada por la ecuación

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = R\frac{1}{1 + jR/\omega L + j\omega CR}$$

donde I_i es la corriente rms de entrada en ca, e $I_i = 4\,I_s/\sqrt{2}\,\pi$. El factor de calidad Q_p es

$$Q = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 2\delta \tag{11-43}$$

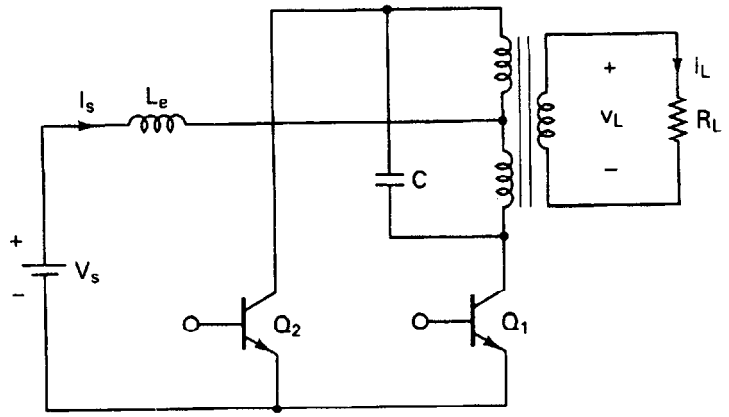
donde δ es el factor de amortiguación y $\delta = \alpha/\omega_0 = (R/2)\sqrt{C/L}$. Sustituyendo L, C y R en función de Q_p y de ω_0, obtenemos

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_p(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_p(u - 1/u)}$$

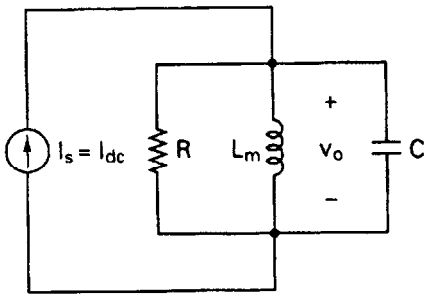
donde $u = \omega_0/\omega$. La magnitud de $Z(j\omega)$ se puede determinar a partir de

$$|Z(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_p^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{11-44}$$

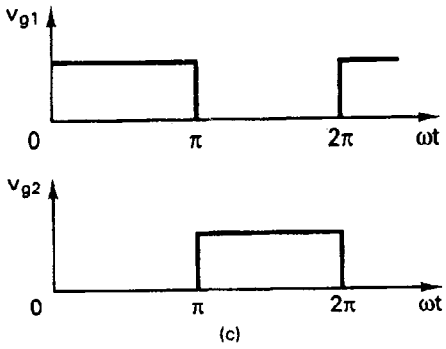
que es igual que la ecuación (11-35). La gráfica para la magnitud aparece en la figura 11-11b. Un inversor resonante en paralelo se muestra en la figura 11-16a. El inductor L_e actúa como fuente de corriente y el capacitor C es el elemento resonante. L_m es la inductancia mutua del transformador y actúa como el inductor resonante. Una corriente constante es conmutada en forma alterna en el circuito mediante los transistores Q_1 y Q_2. Las señales de excitación se muestran en la figura 11-16b. Con referencia a la resistencia de la carga R_L en el lado primario, y despreciando las inductancias de fuga del transformador, en la figura 11-16c aparece el circuito equivalente correspondiente. Un inversor resonante práctico que alimenta una lámpara fluorescente se muestra en la figura 11-17.



(a) Circuito



(b) Circuito equivalente



(c)

Figura 11-16 Inversor resonante paralelo.

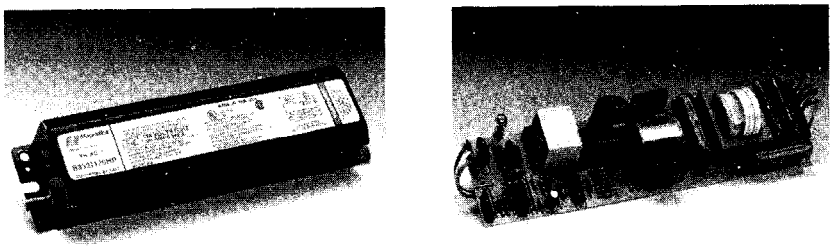


Figura 11-17 Inversor resonante real.

La topología de puente de la figura 11-18a puede controlar el voltaje de salida. A la frecuencia de resonancia f_o, la frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante. Al conmutar dos dispositivos en forma simultánea es posible obtener una onda casi cuadrada, tal y como se muestra en la figura 11-18b. La corriente de entrada rms está dada por

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2}\,\pi} \cos \alpha \tag{11-45}$$

Modificando α desde 0 hasta $\pi/2$ con frecuencia constante, la corriente I_i se puede controlar desde $4\,I_s/(\sqrt{2}\,\pi)$ hasta 0.

Este concepto puede extenderse a aplicaciones de alto voltaje en cd en las cuales el voltaje de ca se convierte en voltaje de cd y a continuación se convierte de nuevo en ca. La transmisión por lo común se efectúa con una corriente constante de I_{cd}. Una versión monofásica aparece en la figura 11-18c. La etapa de salida podría ser un inversor de fuente de corriente o un rectificador controlado por tiristor.

Ejemplo 11-8

El inversor resonante en paralelo de la figura 11-16a entrega una potencia a la carga $P_L = 1$ kW a un voltaje pico senoidal de carga de $V_p = 170$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$. La frecuencia de resonancia es $f_o = 20$ kHz. Determine (a) la corriente de entrada en cd I_s, (b) el factor de calidad Q_p si se quiere reducir la potencia de la carga a 250 W mediante el control de frecuencia, de tal forma que $u = 1.25$, (c) el inductor L y (d) el capacitor C.

Solución (a) Dado que en resonancia $u = 1$ y $|G(j\omega)|_{max} = 1$, la corriente pico fundamental de la carga es $I_p = 4I_s/\pi$

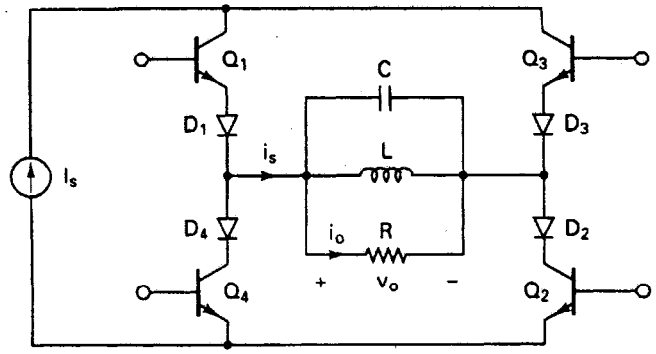
$$P_L = \frac{I_p^2 R}{2} = \frac{4^2 I_s^2 R}{2\pi^2} \qquad \text{o} \qquad 1000 = \frac{4^2 I_s^2 10}{2\pi^2}$$

lo que nos da $I_s = 11.1$ A.

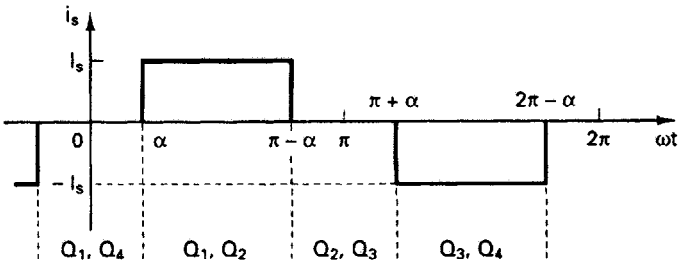
(b) Para reducir la potencia de la carga en (1000/250=) 4, la impedancia debe ser reducida en 2 para $u = 1.25$. Esto es, de la ecuación (11-44), obtenemos $1 + Q_p^2(u - 1/u)^2 = 2^2$ lo que nos da un valor $Q_s = 3.85$.

(c) Q_p se define mediante $Q_p = \omega_0 CR$, o bien, $3.85 = 2\pi \times 20$ kHz $\times\, C \times 10$, lo que nos da un valor $C = 3.06\ \mu$F.

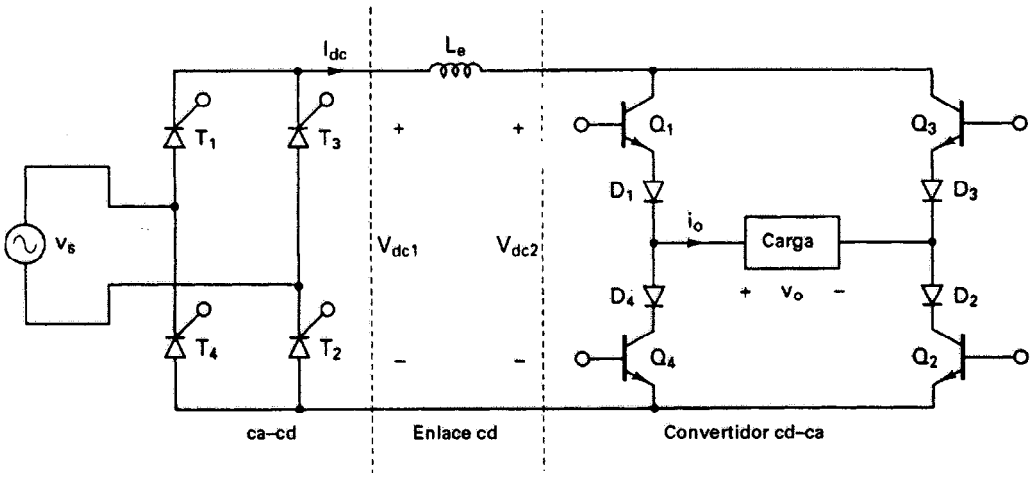
(d) $f_0 = 1/2\ \pi\sqrt{LC}$, o bien, 20 kHz $= 1/[2\pi\sqrt{(3.06\ \mu\text{F} \times L)}]$, lo que nos da un valor $L = 20.67\ m$F.



(a) Circuito



(b) Corriente de salida



(c) Convertidor de ca a ca de enlace cd.

Figura 11-18 Control de corriente casi cuadrado para el inversor resonante en paralelo.

11-4 INVERSOR RESONANTE DE CLASE E

Un inversor resonante en clase E sólo utiliza un transistor, tiene bajas pérdidas de conmutación y obtiene una alta eficiencia, de más de 95%. El circuito aparece en la figura 11-19a. Por lo general se utiliza en aplicaciones de baja potencia que requieran menos de 100 W, en particular en balastras electrónicas de alta frecuencia para lámparas. El dispositivo de conmutación tiene que soportar un alto voltaje. Este inversor se utiliza normalmente para un voltaje de salida fijo. Sin embargo, al modificar la frecuencia de conmutación, el voltaje de salida puede variar. La operación del circuito puede dividirse en dos modos: modo 1 y modo 2.

Modo 1. Durante este modo, el transistor Q_1 está activado. El circuito equivalente aparece en la figura 11-19b. La corriente de conmutación i_T está formada por la corriente de la alimentación i_s y la corriente de la carga i_o. A fin de obtener una corriente de salida casi senoidal, se seleccionan valores de L y C para tener un alto factor de calidad, $Q \geq 7$, y una baja relación de amortiguación, por lo general $\delta \leq 0.072$. El conmutador se desactiva en el voltaje cero. Cuando el conmutador está desactivado, su corriente se desvía de inmediato a través del capacitor C_e.

Modo 2. Durante este modo, el transistor Q_1 está desactivado. El circuito equivalente aparece en la figura 11-19b. La corriente del capacitor i_e se convierte en la suma de i_s e i_o. El voltaje de conmutación se eleva desde cero hasta un valor máximo, y otra vez se abate a cero. Cuando el voltaje de conmutación se abate hasta cero, $i_e = C_e\, dv_T/dt$ normalmente será negativo. A fin de limitar este voltaje negativo, se conecta un diodo antiparalelo, tal y como lo muestran las líneas punteadas en la figura 11-19a. Si el conmutador es un MOSFET, su voltaje negativo queda limitado al valor de la caída de voltaje, de su diodo interconstruido.

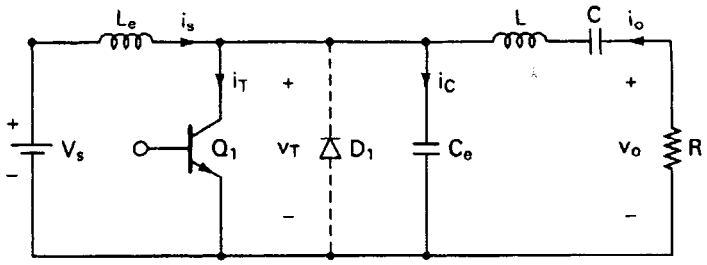
Modo 3. Este modo existirá únicamente si el voltaje de conmutación se abate hasta cero con una pendiente finita negativa. El circuito equivalente es similar al del modo 1, excepto por las condiciones iniciales. La corriente de la carga se abate a cero al final del modo 3. Sin embargo, si los parámetros del circuito son tales que el voltaje de conmutación se abate a cero con una pendiente cero, no habrá necesidad de un diodo y este modo no existirá. Es decir, $v_T = 0$ y $dv_T/dt = 0$. Los parámetros óptimos que por lo general satisfacen estas condiciones y que dan la máxima eficiencia están dados por [7-9]:

$$L_e = 0.4001R/\omega_s$$

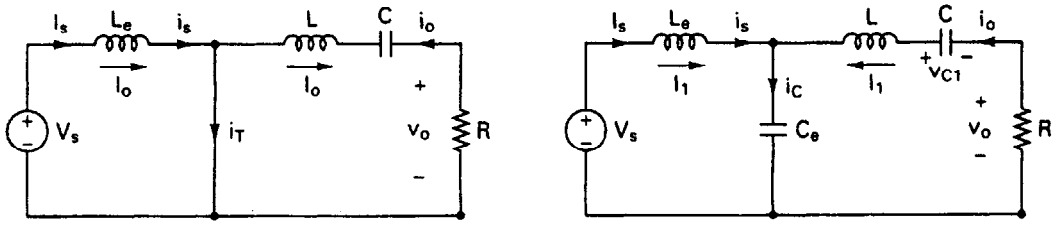
$$C_e = \frac{2.165}{R\omega_s}$$

$$\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} = 0.3533R$$

donde ω_s es la frecuencia de conmutación. El ciclo de trabajo es $k = t_{on}/T_s = 30.4\%$. Las formas de onda de la corriente de salida, de la corriente y del voltaje de conmutación se muestran en la figura 11-19c.

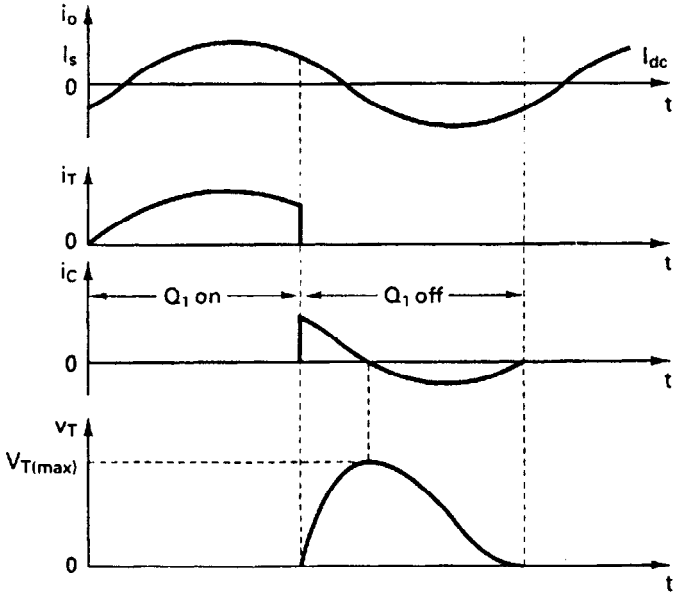


(a) Circuito



Modo 1 Modo 2

(b) Circuitos equivalentes



(c) Formas de onda

Figura 11-19 Inversor resonante en clase E.

Ejemplo 11-9

El inversor de clase E de la figura 11-19a opera en resonancia con V_s = 12 V y R = 10 Ω. La frecuencia de conmutación es f_s = 25 kHz. (a) Determine los valores óptimos de L, C, C_e y L_e. (b) Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y el voltaje de conmutación v_T para k = 0.304. Suponga que Q = 7.

Solución V_s = 12 V, R = 10 Ω y $\omega_s = 2\pi f_s = 2p \times 25$ kHz = 157.1 krad/s.

$$\text{(a) } L_e = \frac{0.4001R}{\omega_s} = 0.4001 \times \frac{10}{157.1 \text{ krad/s}} = 25.47\ \mu\text{H}$$

$$C_e = \frac{2.165}{R\omega_s} = \frac{2.165}{10 \times 157.1 \text{ krad/s}} = 1.38\ \mu\text{F}$$

$$L = \frac{QR}{\omega_s} = \frac{7 \times 10}{157.1 \text{ krad/s}} = 445.63\ \mu\text{H}$$

$\omega_s L - 1/\omega_s C = 0.3533\ R$, o bien, $7 \times 10 - 1/\omega_s C = 0.3533 \times 10$, lo que nos da C = 0.0958 μF. El factor de amortiguación es

$$\delta = (R/2)\sqrt{C/L} = (10/2)\sqrt{0.0958/445.63} = 0.0733$$

que resulta muy pequeño, y la corriente de salida deberá ser en esencia senoidal. La frecuencia de resonancia es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(445.63\ \mu\text{H} \times 0.0958\ \mu\text{F})}} = 24.36 \text{ kHz}$$

(b) $T_s = 1/f_s$ = 1/25 kHz = 40 μs y $t_{on} = kT_s$ = 0.304×40 = 12.24 μs. El circuito para la simulación PSpice aparece en la figura 11-20a y el voltaje de control en la figura 11-20b. La lista del archivo del circuito es la que sigue:

```
Example 11-9   Class-E Resonant Inverter
VS    1    0   DC    12V
VY    1    2   DC    0V    ; Voltage source to measure input current
VG    8    0   PULSE  (0V  20V  0  1NS  1NS  12.24US  40US)
RB    8    7   250         ; Transistor base-drive resistance
R     6    0   10
LE    2    3   25.47UH
CE    3    0   1.38UF
C     3    4   0.0958UF
L     5    6   445.63UH
VX    4    5   DC     0V    ; Voltage source to measure current of L2
Q1    3    7   0     MODQ1                    ; BJT switch
.MODEL  MODQ1  NPN  (IS=6.734F  BF=416.4  ISE=6.734F  BR=.7371
+    CJE=3.638P MJC=.3085 VJC=.75 CJE=4.493P MJE=.2593 VJE=.75
+    TR=239.5N TF=301.2P)                        ; Transistor model parameters
.TRAN  2US  300US  180US  1US  UIC                 ; Transient analysis
.PROBE                                            ; Graphics postprocessor
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1  ITL5=20000 ; convergence
.END
```

Las gráficas de PSpice se muestran en la figura 11-21 donde V(3) = voltaje de conmutación y V(6) = voltaje de salida. Utilizando el cursor PSpice de la figura 11-20, obtenemos $V_{o(pp)}$ = 29.18 V y $V_{T(pico)}$ = 31.481 V.

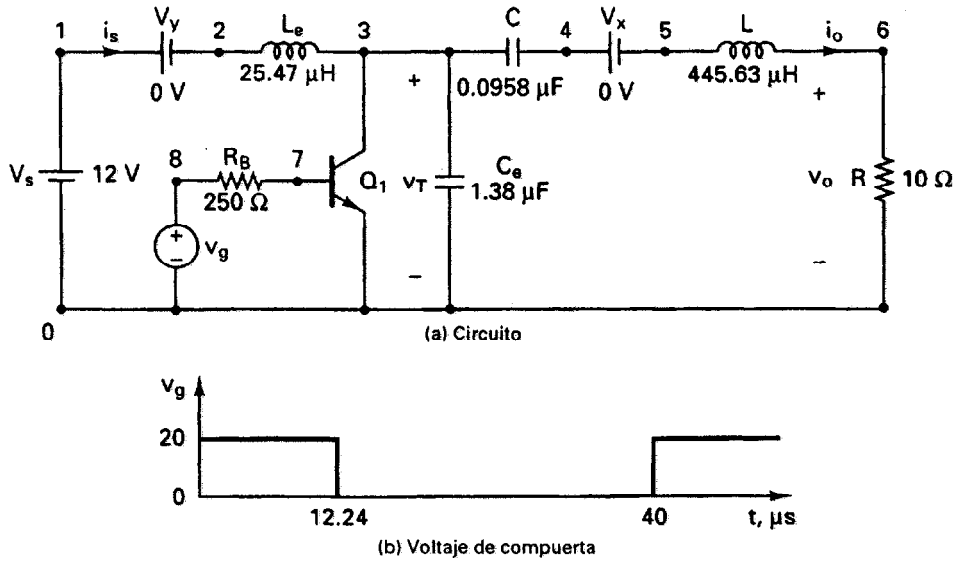


Figura 11-20 Inversor resonante en clase E para la simulación en PSpice.

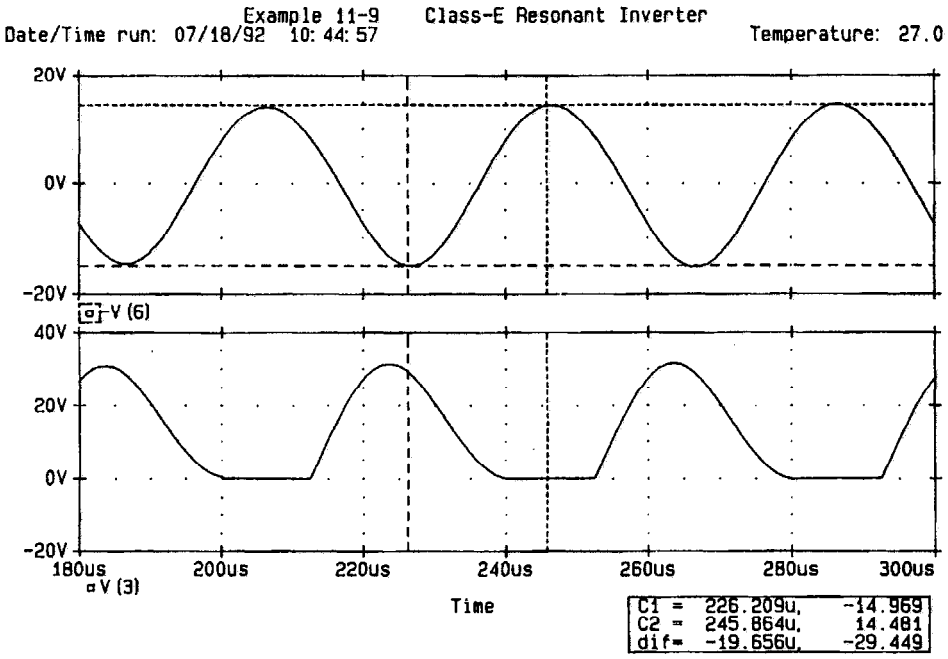


Figura 11-21 Graficaciones PSpice para el ejemplo 11-9.

Dado que los convertidores de cd a cd generalmente están formados por un inversor resonante de cd a ca y un rectificador de ca a cd, un rectificador de diodos de alta frecuencia sufre de desventajas, tales como pérdidas por conducción y conmutación, oscilaciones parásitas y un alto contenido armónico de corriente de entrada. Un rectificador resonante en clase E, tal y como el que se muestra en la figura 11-22a, resuelve estas limitaciones. Utiliza el principio de la conmutación en voltaje cero del diodo. Esto es, el diodo se desactiva en el voltaje cero. La capacitancia de la unión del diodo se incluye en la capacitancia resonante C, y por lo tanto no afecta en forma adversa el funcionamiento del circuito. La operación del circuito se puede dividir en dos modos: modo 1 y modo 2. Supongamos que C_f es lo suficientemente grande como para que el voltaje de salida V_o sea constante. Hagamos que el voltaje de entrada $v_s = V_m$ sen ωt.

Modo 1. Durante este modo el diodo está desactivado. El circuito equivalente se muestra en la figura 11-22b. Los valores de LC son tales que $\omega L = 1/\omega C$ a la frecuencia de operación, f. El voltaje que aparece a través de L y de C es $v_{(LC)} = V_s$ sen $\omega t - V_o$.

Modo 2. Durante este modo, el diodo está activado. El circuito equivalente aparece en la figura 11-22b. El voltaje que aparece a través de L es $v_L = V_s$ sen $\omega t - V_o$. Cuando llega a cero la corriente del diodo i_D, que es la misma que la corriente del inductor i_L, el diodo se desactiva. En ese momento, $i_D = i_L = 0$ y $v_D = v_C = 0$. Esto es, $i_c = C\, dv_c/dt = 0$, lo que nos da $dv_c/dt = 0$. Por lo tanto, en el momento de la desactivación, el voltaje del diodo es cero, y por lo tanto las pérdidas de conmutación se reducen. La corriente del inductor se puede expresar aproximadamente

$$i_L = I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) - I_o \tag{11-46}$$

donde $I_m = V_m/R$ e $I_o = V_o/R$. Cuando el diodo está activo, el desplazamiento de fase ϕ será de 90°. Cuando el diodo está inactivo, será de 0°, siempre que $\omega L = 1/\omega C$. Por lo tanto, ϕ tendrá un valor entre 0 y 90°, que dependerá de la resistencia de la carga R. La corriente pico a pico será $2V_m/R$. La corriente de entrada tiene una componente en cd I_o y un desplazamiento de fase ϕ. A fin de mejorar el factor de potencia, normalmente se conecta un capacitor de entrada tal y como lo muestran las líneas punteadas en la figura 11-21a.

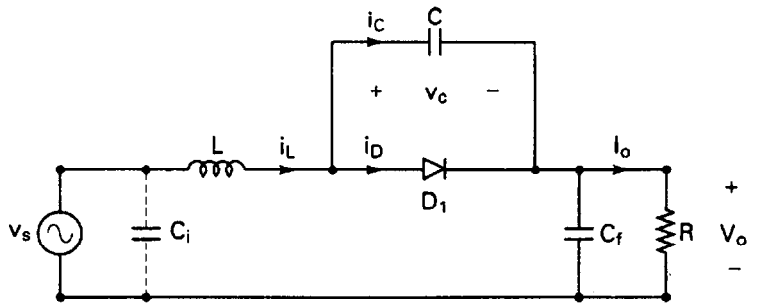
Ejemplo 11-10

El rectificador de clase E de la figura 11-22a alimenta una potencia a la carga $P_L = 400$ mW con $V_o = 4$ V. El voltaje pico de alimentación es $V_m = 10$ V. La frecuencia de alimentación es $f = 250$ kHz. La componente ondulatoria pico a pico del voltaje de salida en cd es $\Delta V_o = 40$ mV. (a) Determine los valores de L, C y C_f, y (b) las corrientes rms y cd de L y de C. (c) Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y la corriente del inductor i_L.

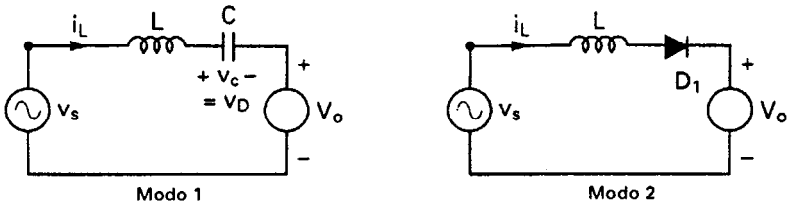
Solución $V_m = 10$ V, $V_o = 4$V, $\Delta V_o = 40$ mV y $f = 250$ kHz.

(a) Escoja un valor adecuado de C. Supongamos que $C = 10$ nF. Hagamos que la frecuencia resonante sea $f_o = f = 250$ kHz. 250 kHz $= f_o = 1/[2\pi\sqrt{(L \times 10\text{ nF})}]$, lo que nos da un valor de $L = 40.5$ mH. $P_L = V^2_o/R$ es decir 400 mW $= 4^2/R$, lo que nos da un valor de $R = 40\ \Omega$. $I_o = V_o/R = 4/40 = 100$ mA. El valor de la capacitancia C_f está dado por

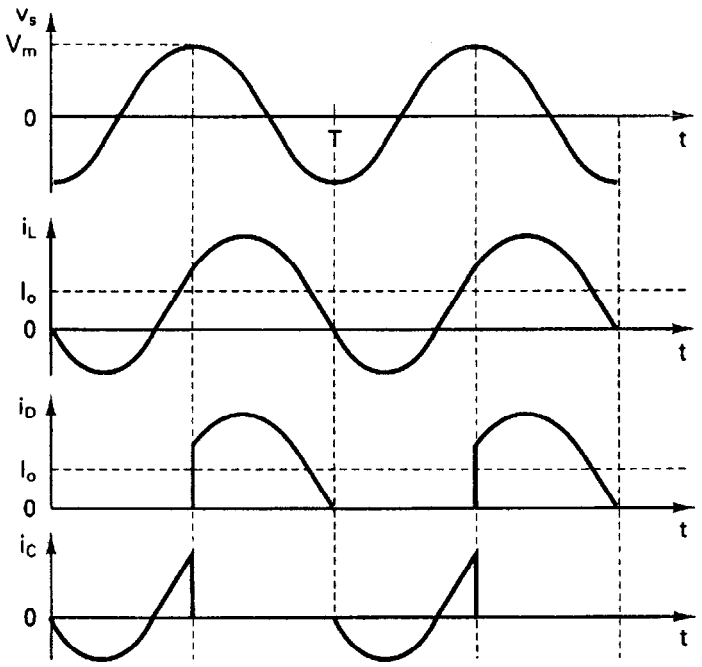
$$C_f = \frac{I_o}{2f\,\Delta V_o} = \frac{100\text{ mA}}{2 \times 250\text{ kHz} \times 40\text{ mV}} = 5\ \mu\text{F}$$



(a) Circuito



(b) Circuitos equivalentes



(c) Formas de onda

Figura 11-22 Rectificador resonante en clase E.

(b) $I_m = V_m/R = 10/40 = 250$ mA. La corriente rms del inductor L es

$$I_{L(\text{rms})} = \sqrt{100^2 + \frac{250^2}{2}} = 203.1 \text{ mA}$$

$$I_{L(\text{dc})} = 100 \text{ mA}$$

La corriente rms del capacitor C es

$$I_{C(\text{rms})} = \frac{250}{\sqrt{2}} = 176.78 \text{ mA}$$

$$I_{C(\text{dc})} = 0$$

(c) $T = 1/f = 1/250$ kHz = 4 μs. El circuito para la simulación en PSpice aparece en la figura 11-23. La lista para el archivo de circuito es la que sigue:

```
Example 11-10  Class E Resonant Rectifier
VS    1    0    SIN (0   10V  250KHZ)
VY    1    2    DC    0V   ; Voltage source to measure input current
R     4    5    40
L     2    3    40.5UH
C     3    4    10NF
CF    4    0    5UF
VX    5    0    DC    0V   ; Voltage source to measure current through R
D1    3    4    DMOD                                  ; Rectifier diode
.MODEL   DMOD  D                                      ; Diode default parameters
.TRAN    0.1US   1220US  1200US  0.1US  UIC          ; Transient analysis
.PROBE                                                ; Graphics postprocessor
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RETOL1 = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5=40000 ; convergence
.END
```

Las gráficas de PSpice aparecen en la figura 11-24 donde I(L) = corriente del inductor y V(4) = voltaje dc salida. Utilizando el cursor de PSpice de la figura 11-24 obtenemos que V_o = 3.98 V, ΔV_o 63.04 mV, e $i_{L(\text{pp})} = 489.36$ mA.

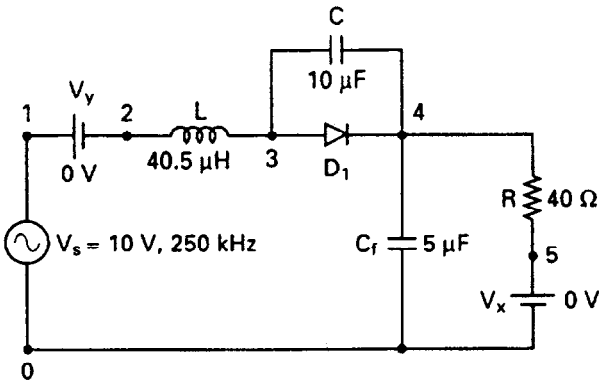


Figura 11-23 Rectificador resonante en clase E para la simulación en PSpice.

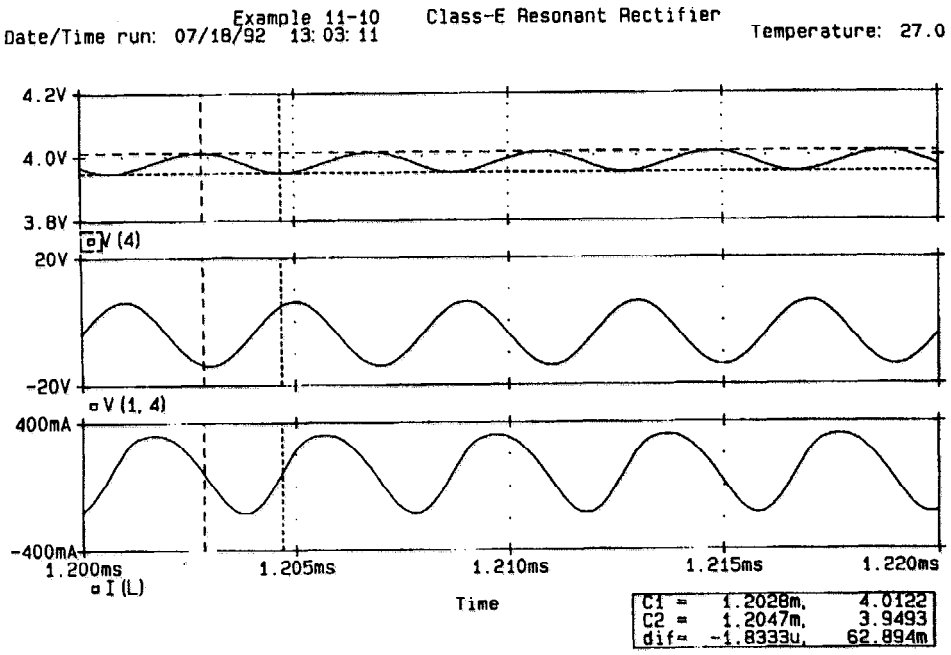


Figura 11-24 Gráficas de PSpice para el ejemplo 11-10.

11-6 CONVERTIDORES RESONANTES DE CONMUTACION A CORRIENTE CERO

Los interruptores de un convertidor resonante de conmutación a corriente cero (ZCS) se "activan" y se "desactivan" en la corriente cero. El circuito resonante, que está formado por el interruptor S_1, el inductor L y el capacitor C aparece en la figura 11-25a. Ha sido clasificado por Liu et al. [11] en dos tipos: el tipo L y el tipo M. En ambos tipos, el inductor L limita el di/dt de la corriente de conmutación, y L y C constituyen un circuito resonante en serie. Cuando la corriente de conmutación es cero, existe una corriente $i = C_j\, dv_T/dt$ que fluye a través de la capacitancia externa C_j debido a una pendiente finita del voltaje de conmutación en el momento de la desactivación. Este flujo de corriente causa disipación de potencia en el interruptor y limita la alta frecuencia de conmutación.

El interruptor se puede poner en práctica ya sea en configuración de media onda, como se muestra en la figura 11-25b, donde el diodo D_1 permite un flujo de corriente unidireccional, o en configuración de onda completa, como se muestra en la figura 11-25c, donde la corriente de conmutación puede fluir en forma bidireccional. En la realidad, los dispositivos no se desactivan en la corriente cero debido a los tiempos de recuperación. Como resultado, una cierta cantidad de energía queda atrapada en el inductor L del tipo de configuración L, y aparecen transitorios de voltaje a través del interruptor. Esto favorece la configuración de tipo L sobre el tipo M.

11-6.1 Convertidor resonante ZCS de tipo L

En la figura 11-26a aparece un convertidor resonante ZCS de tipo L. La operación del circuito se puede dividir en cinco modos, cuyos circuitos equivalentes se muestran en la figura 11-26b.

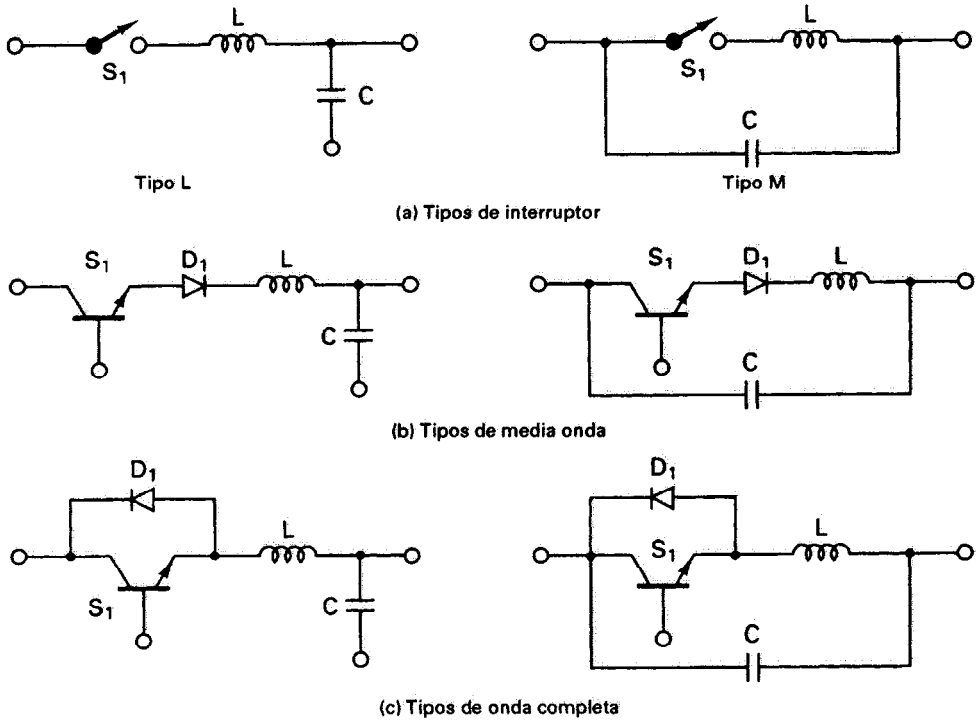


Figura 11-25 Configuraciones de interruptor para los convertidores resonantes ZCS.

Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \le t \le t_1$. El interruptor S_1 se activa y conduce el diodo D_m. La corriente del inductor i_L, que se eleva en forma lineal, está dada por

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \tag{11-47}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando $i_L(t = t_1) = I_o$. Esto es, $t_1 = I_o L/V_s$.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \le t \le t_2$. El interruptor S_1 se mantiene activo, pero el diodo D_m está inactivo. La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = I_m \operatorname{sen} \omega_0 t + I_o \tag{11-48}$$

donde $I_m = V_s\sqrt{C/L}$ y $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_s(1 - \cos \omega_0 t)$$

La corriente pico de conmutación, que ocurre en $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$ es

$$I_p = I_m + I_o$$

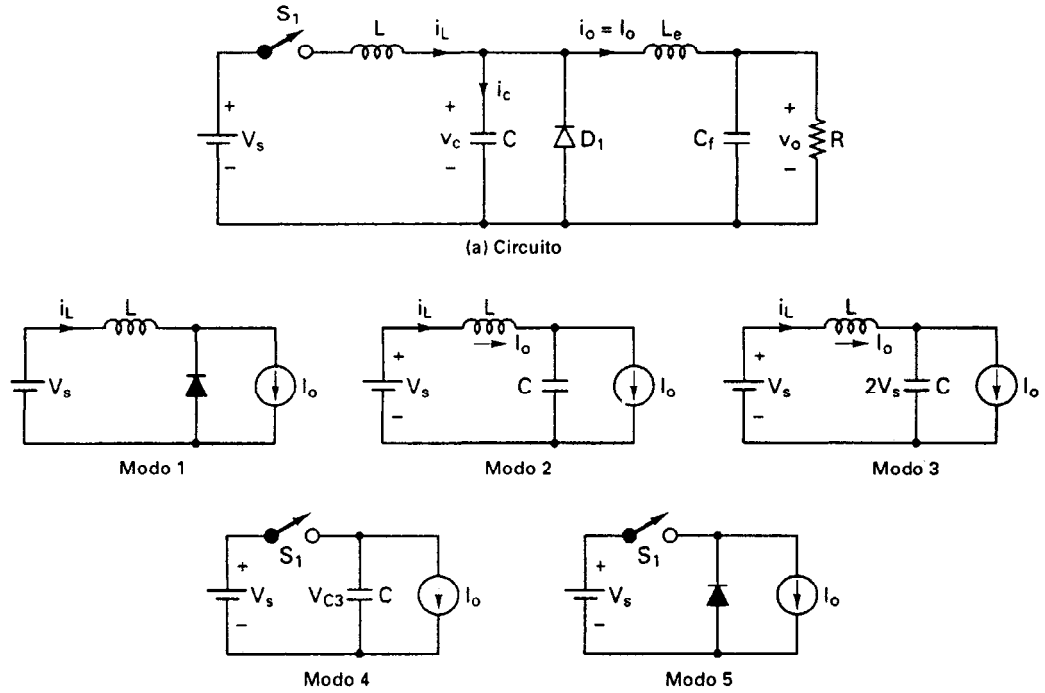


Figura 11-26 Convertidor resonante ZCS de tipo L.

El voltaje pico del capacitor es

$$V_{c(\text{pk})} = 2V_s$$

Este modo termina en $t = t_2$ cuando $i_L(t = t_2) = I_o$, y $v_c(t = t_2) = V_{c2} = 2V_s$. Por lo tanto, $t_2 = p\sqrt{LC}$.

Modo 3. Este modo es válido para $0 \le t \le t_3$. La corriente del inductor que se abate desde I_o hasta cero está dada por

$$i_L = I_o - I_m \text{ sen } \omega_0 t \tag{11-49}$$

El voltaje del capacitor está dado por

$$v_c = 2V_s \cos \omega_0 t \tag{11-50}$$

Este modo termina en $t = t_3$ cuando $i_L(t = t_3) = 0$ y $v_c(t = t_3) = V_{c3}$. Por lo tanto $t_3 = \sqrt{LC}$ seno^{-1} $(1/x)$ donde $= I_m/I_o = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Este modo es válido para $0 \le t \le t_4$. El capacitor suministra la corriente de carga I_o y su voltaje está dado por

$$v_c = V_{c3} - \frac{I_o}{C} t \tag{11-51}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $v_c(t = t_4) = 0$. Por lo tanto $t_4 = V_{c3}C/I_o$.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \le t \le t_5$. Cuando el voltaje del capacitor tiende a ser negativo, el diodo D_m conduce. La corriente de la carga I_o fluye a través del diodo D_m. Este modo termina en el tiempo $t = t_5$ cuando el interruptor S_1 vuelve a activarse, y el ciclo se repite. Esto es $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

Las formas de onda para i_L y v_c aparecen en la figura 11-26b. El voltaje pico de conmutación es igual al voltaje de alimentación de cd, V_s. Dado que tanto en la activación como en la desactivación la corriente de conmutación es cero, las pérdidas de conmutación, que son el producto de v y de i, se hacen muy pequeñas. La corriente pico resonante I_m debe ser mayor que la corriente de carga I_o, lo que pone un límite al valor máximo de la resistencia de la carga, R. Sin embargo, colocando un diodo antiparalelo a través del interruptor, el voltaje de salida se puede hacer insensible a las variaciones de la carga.

Ejemplo 11-11

El convertidor resonante ZCS de la figura 11-26a entrega una potencia máxima $P_L = 400$ mW con $V_o = 4$ V. El voltaje de alimentación es $V_s = 12$ V. La frecuencia máxima de operación es $f_{\text{max}} = 50$ kHz. Determine los valores de L y de C. Suponga que los intervalos t_1 y t_3 son muy cortos, y $x = 1.5$.

Solución $V_s = 12$ V, $f = f_{\text{max}} = 50$ kHz y $T = 1/50\text{kHz} = 20$ µs. $P_L = V_o I_o$ es decir 400 mW $= 4I_o$ lo que nos da $I_o = 100$ mA. La frecuencia máxima ocurrirá cuando $t_5 = 0$. Dado que $t_1 = t_3 = t_5 = 0$, $t_2 + t_4 = T$. Sustituyendo $t_4 = 2V_sC/I_m$ y utilizando $x = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$ obtenemos

$$\pi\sqrt{LC} + \frac{2V_sC}{I_o} = T \qquad \text{o} \qquad \frac{\pi V_s}{xI_o} C + \frac{2V_s}{I_o} C = T$$

lo que nos da el valor de $C = 0.0407$ µF. Por lo tanto, $L = (V_s/xI_o)^2C = 260.52$ µH.

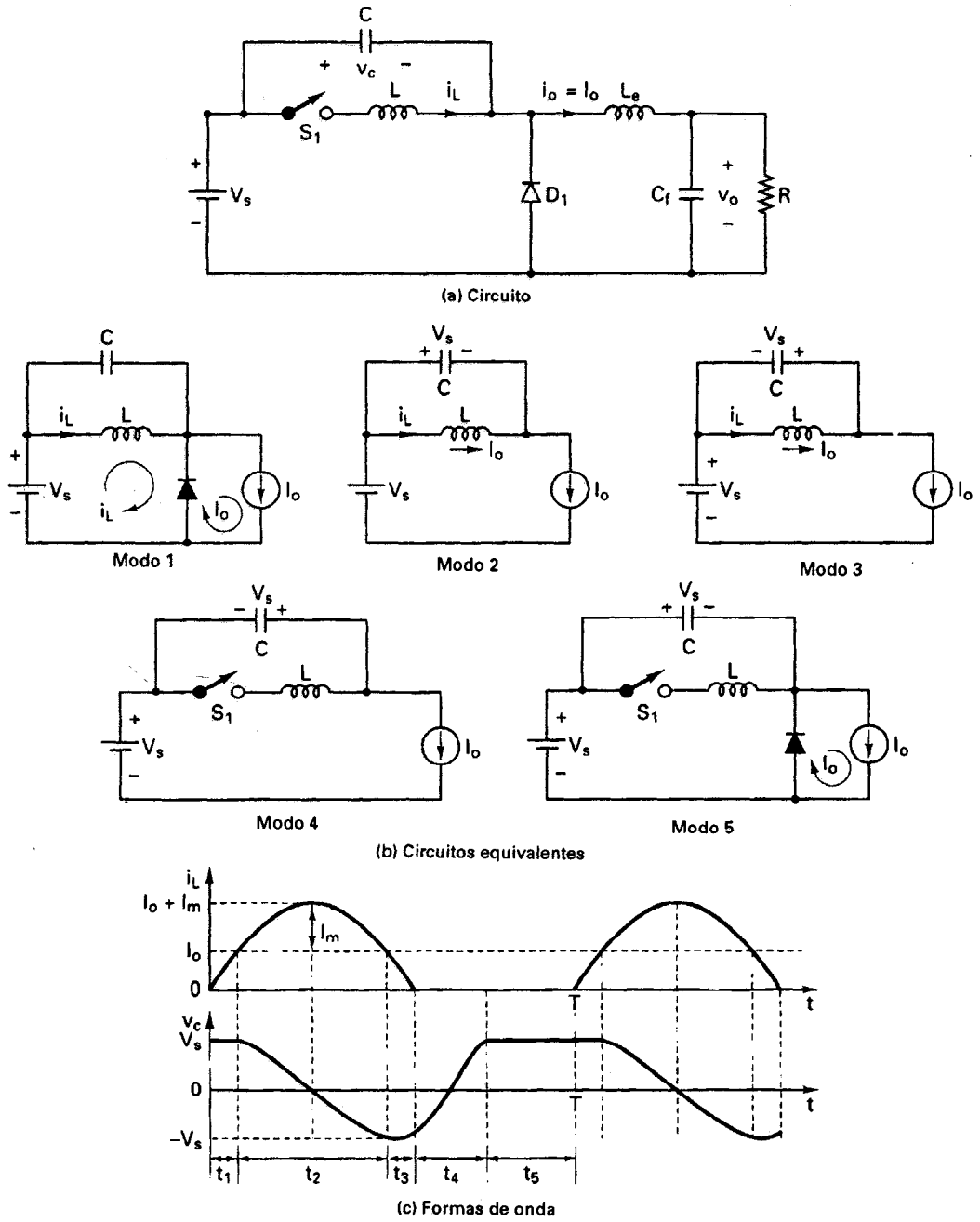


Figura 11-27 Convertidor resonante ZCS del tipo M.

11-6.2 Convertidor resonante ZCS de tipo M

En la figura 11-27a aparece un convertidor resonante ZCS de tipo M. La operación del circuito puede dividirse en cinco modos, cuyos circuitos equivalentes aparecen en la figura 11-27b. Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos. Las ecuaciones de los modos son similares a las del convertidor de tipo L, a excepción de las siguientes.

Modo 2. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_s \cos \omega_0 t \tag{11-52}$$

El voltaje pico del capacitor es $V_{c(pk)} = V_s$. Al final de este modo en $t = t_2$, $v_c(t = t_2) = V_{c2} = -V_s$.

Modo 3. El voltaje del capacitor está dado por

$$v_c = -V_s \cos \omega_0 t \tag{11-53}$$

Al final de este modo en $t = t_3$, $v_c(t = t_3) = V_{c3}$. Deberá observarse que V_{c3} tendrá un valor negativo.

Modo 4. Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $v_c(t = t_4) = V_s$. Entonces $t_4 = (V_s - V_{c3})C/I_o$. En la figura 11-27c se muestran las formas de onda para i_L y v_c.

11-7 CONVERTIDORES RESONANTES DE CONMUTACION A VOLTAJE CERO

Los interruptores de un convertidor resonante de conmutación a voltaje cero (ZVS) se "activan" y "desactivan" en el voltaje cero. El circuito resonante correspondiente se muestra en la figura 11-28a. Para lograr la conmutación a voltaje cero, el capacitor C se conecta en paralelo con el interruptor S_1. La capacitancia interna de conmutación C_j se añade a la del capacitor C, y sólo afecta la frecuencia resonante, contribuyendo por lo tanto a que no exista excitación de potencia en el interruptor. Si el interruptor está organizado con un transistor Q_1 y un diodo D_1 antiparalelo, tal y como se muestra en la figura 11-28b, el voltaje a través de C permanece fijo mediante D_1, y el interruptor se opera en una configuración de media onda. Si el diodo D_1 se conecta en serie con Q_1, tal y como aparece en la figura 11-28c, el voltaje a través de C podrá oscilar con libertad, y el interruptor operará entonces en configuración de onda completa. En la figura 11-19a aparece un convertidor resonante ZVS. Un convertidor resonante ZVS es el dual de un convertidor resonante ZCS que aparece en la figura 11-27a. Las ecuaciones correspondientes al convertidor resonante ZCS de tipo M pueden aplicarse, siempre que I_m sea reemplazado por V_c y viceversa, L por C y viceversa, así como V_s por I_o y viceversa. La operación del circuito puede dividirse en cinco modos, los circuitos equivalentes aparecen en la figura 11-29b. Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \le t \le t_1$. Tanto el interruptor S_1 como el diodo D_m están inactivos. El capacitor C se carga a la velocidad constante de la corriente de carga I_o.

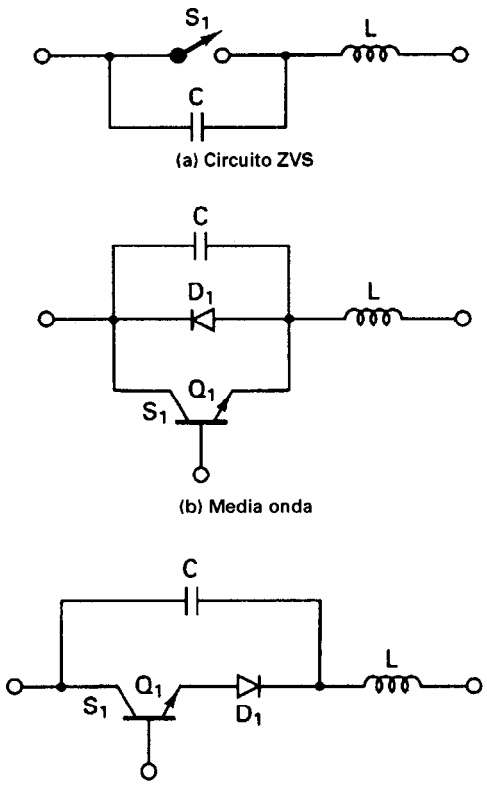


Figura 11-28 Configuraciones de interruptor para convertidor resonante ZVS.

El voltaje del capacitor v_c, que se eleva, está dado por

$$v_c = \frac{I_o}{C} t \tag{11-54}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando $v_c(t = t_1) = V_s$. Esto es, $t_1 = V_s C/I_o$.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_2$. El interruptor S_1 sigue inactivo, pero el diodo D_m se activa. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_m \text{ sen } \omega_0 t + V_s \tag{11-55}$$

donde $V_m = I_o\sqrt{L/C}$. El voltaje pico de conmutación, que ocurre en $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$, es

$$V_{T(\text{pk})} = V_{C(\text{pk})} = I_o \sqrt{\frac{L}{C}} + V_s \tag{11-56}$$

La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = I_o \cos \omega_0 t \tag{11-57}$$

Este modo termina en $t = t_2$ cuando $v_c(t = t_2) = V_s$, e $i_L(t = t_2) = -I_o$. Por lo tanto, $t_2 = \pi\sqrt{LC}$.

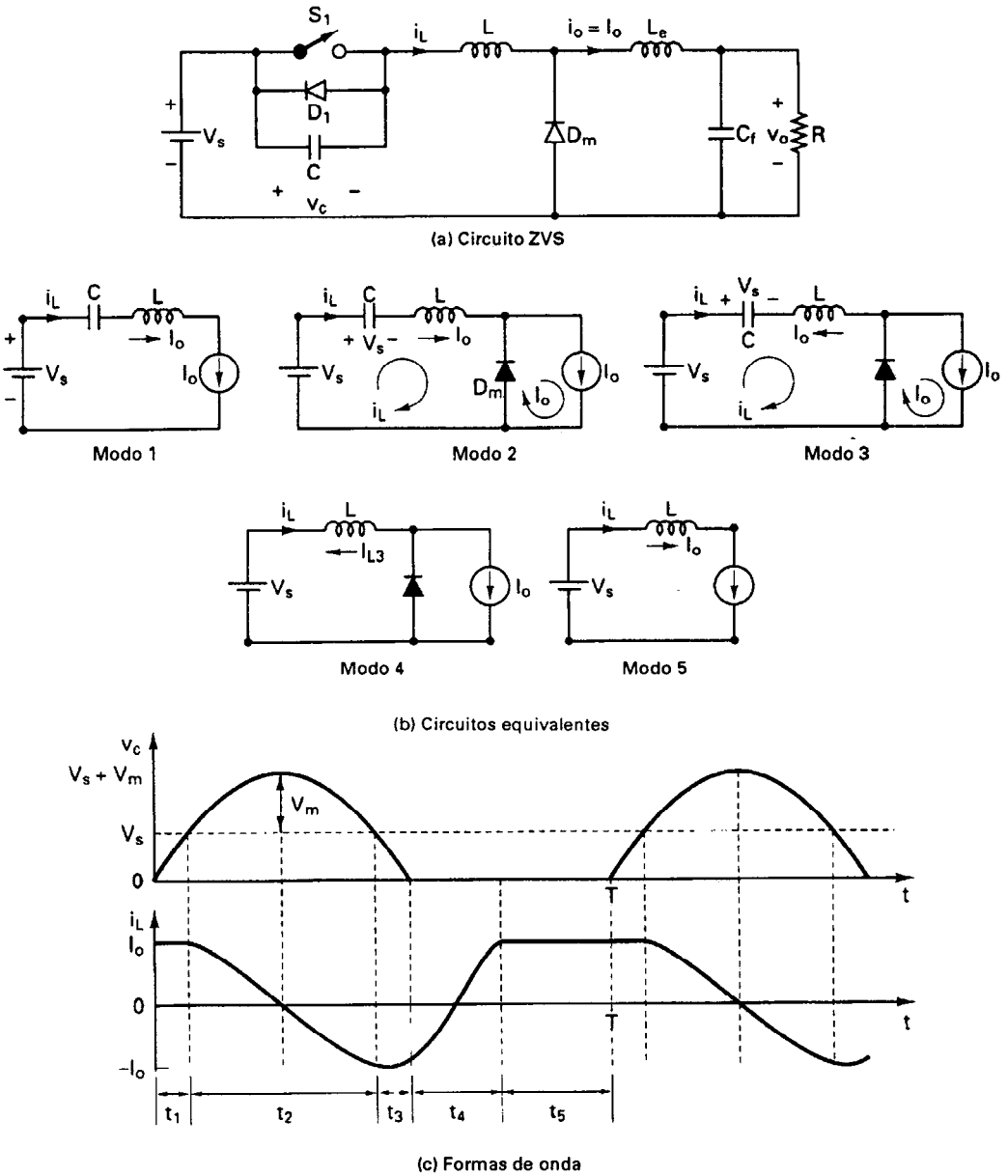


Figura 11-29 Convertidor resonante ZVS.

Modo 3. Este modo es válido para $0 \le t \le t_3$. El voltaje del capacitor, que se abate desde V_s hasta cero, está dado por

$$v_c = V_s - V_m \text{ sen } \omega_0 t \tag{11-58}$$

La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = -I_o \cos \omega_0 t \tag{11-59}$$

Este modo termina en $t = t_3$ cuando $v_c(t = t_3) = 0$ e $i_L(t = t_3) = I_{L3}$. Por lo tanto

$$t_3 = \sqrt{LC} \text{ sen}^{-1} x$$

donde $x = V_s/V_m = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Este modo es válido para $0 \le t \le t_4$. El interruptor S_1 está activo, y el diodo D_m continúa también activo. La corriente del inductor, que se eleva en forma lineal desde I_{L3} hasta I_o, está dada por

$$i_L = I_{L3} + \frac{V_s}{L} t \tag{11-60}$$

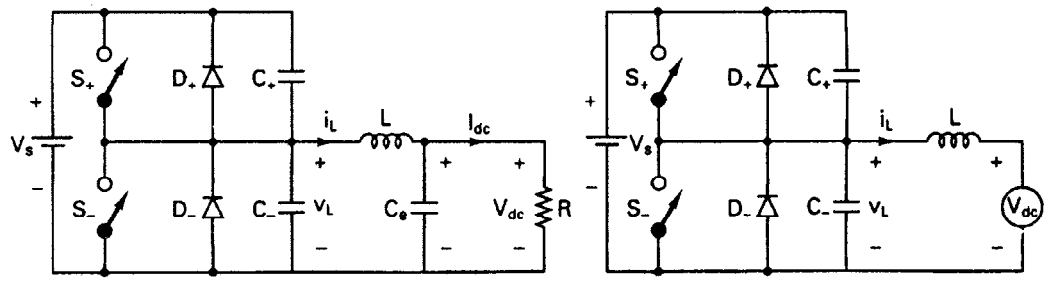
Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $i_L(t = t_4) = 0$. Por lo tanto $t_4 = (I_0 - I_{L3})(L/V_s)$. Observe que I_{L3} es un valor negativo.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \le t \le t_5$. El interruptor S_1 está activo, pero D_m está inactivo. La corriente de la carga I_o fluye a través del interruptor. Este modo termina en el tiempo $t = t_5$, cuando otra vez el interruptor S_1 se desconecta y el ciclo se repite. Esto es, $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

En la figura 11-29c se muestran las formas de onda para i_L y v_c. La ecuación (11-56) muestra que el voltaje pico del interruptor $V_{T(pk)}$ depende de la corriente de la carga I_o. Por lo tanto, en la corriente de la carga ocurrirá una amplia variación, en función de una amplia variación del voltaje de conmutación. Por esta razón, los convertidores ZVS se utilizan en aplicaciones de carga constante. El interruptor debe activarse únicamente en voltaje cero. De lo contrario, la energía almacenada en C será disipada en el interruptor. A fin de evitar esta situación, el diodo antiparalelo D_1 debe conducir antes de activar el interruptor.

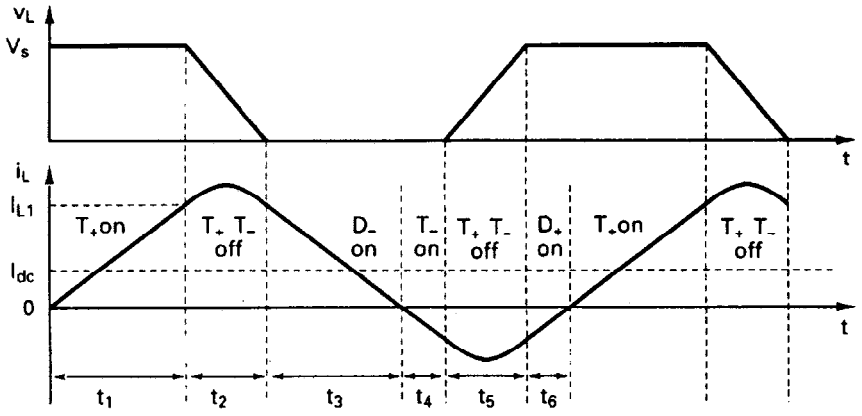
11-8 CONVERTIDORES RESONANTES DE CONMUTACION A VOLTAJE CERO EN DOS CUADRANTES

El concepto ZVS puede ser extendido al pulsador de clase A de dos cuadrantes, como se muestra en la figura 11-30a, donde los capacitores $C_+ = C_- = C/2$. El inductor L tiene un valor tal que forma un circuito resonante. La frecuencia de resonancia es $f_o = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, y es mucho mayor que la frecuencia de conmutación f_s. Si suponemos que la capacitancia del filtro C_e es grande, la carga es reemplazada por un voltaje V_{cd}, tal y como se muestra en la figura 11-30b. La operación del circuito puede subdividirse en seis modos. Los circuitos equivalentes correspondientes a los distintos modos se muestran en la figura 11-30c.

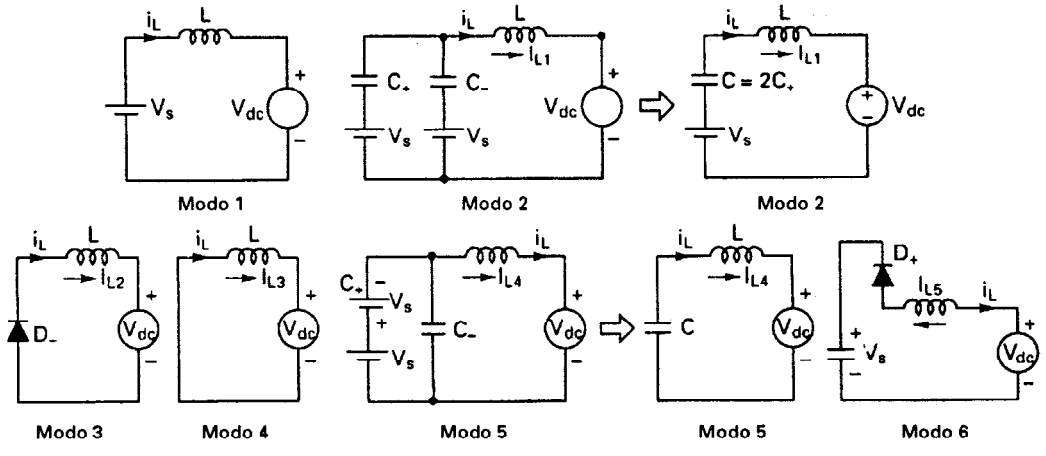


(a) Convertidores ZVS de dos cuadrantes

(b) Circuito simplificado



(c) Formas de onda



(d) Circuitos equivalentes

Figura 11-30 Convertidor resonante ZVS de dos cuadrantes.

Modo 1. El interruptor S_+ está activo. Si suponemos una corriente inicial I_{L0}, la corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \tag{11-61}$$

Este modo termina cuando el voltaje del capacitor C_+ es cero y S_+ se desactiva. El voltaje en C_- es V_s.

Modo 2. Tanto S_+ como S_- están inactivos. Este modo empieza cuando C_+ tiene un voltaje cero y C_- un voltaje V_s. El equivalente a este modo se puede simplificar a un circuito resonante C y L con una corriente inicial de inductor I_{L1}. i_L se puede representar en forma aproximada mediante

$$i_L = (V_s - V_{dc}) \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega_0 t + I_{L1} \tag{11-62}$$

El voltaje v_o puede aproximarse para abatirse en forma lineal desde V_s hasta cero. Esto es,

$$v_o = V_s - \frac{V_s C}{I_{L1}} t \tag{11-63}$$

Este modo termina cuando v_o se convierte en cero y el diodo D_- se activa.

Modo 3. El diodo D_- se activa. i_L se abate linealmente desde $I_{L2}(= I_{L1})$ hasta 0.

Modo 4. El interruptor S_- se activa cuando tanto i_L como v_o se convierten en cero. i_L continúa abatiéndose en la dirección negativa hasta I_{L4}, hasta que el voltaje del interruptor llega a cero; entonces S_- se desactiva.

Modo 5. Tanto el interruptor S_+ como S_- están inactivos. Este modo empieza cuando C_- tiene voltaje cero y C_+ un voltaje V_s, y es similar al modo 2. El voltaje v_o se puede aproximar a fin de que se eleve linealmente desde cero hasta V_s. Este modo termina cuando v_o tiende a convertirse en mayor que V_s y el diodo D_+ se activa.

Modo 6. El diodo D_+ está activo. i_L se abate en forma lineal desde I_{L5} hasta cero. Este modo termina cuando $i_L = 0$. S_+ se activa, y se repite el ciclo.

En la figura 11-30c se muestran las formas de onda para i_L y v_o. Para una conmutación con voltaje cero, i_L debe fluir en ambas direcciones, de forma tal que un diodo conduzca antes de que su interruptor se active. Seleccionando una frecuencia de resonancia f_o mucho mayor que la frecuencia de conmutación, puede hacerse que el voltaje de salida sea casi una onda cuadrada. El voltaje de salida puede regularse mediante control de frecuencia. El voltaje de conmutación está fijo sólo V_s. Sin embargo, los interruptores deben conducir a i_L, que contiene grandes cantidades de componentes ondulatorias y un pico más alto que la corriente de carga I_o. Para obtener la forma de onda deseada para i_L se puede operar el convertidor en modo de regulación de corriente.

El circuito de la figura 11-30a puede extenderse a un inversor monofásico de medio puente, tal y como se muestra en la figura 11-31. Una versión trifásica aparece en la figura 11-32a, donde la inductancia de la carga L constituye el circuito resonante. Un brazo del circuito trifásico en el cual se utiliza un inductor resonante por separado [10] aparece en la figura 11-32b.

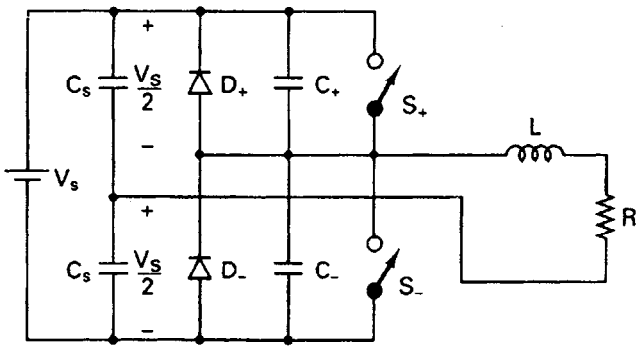
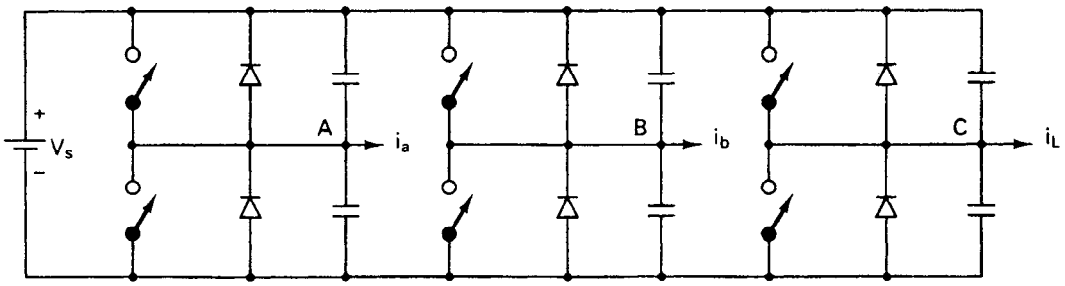
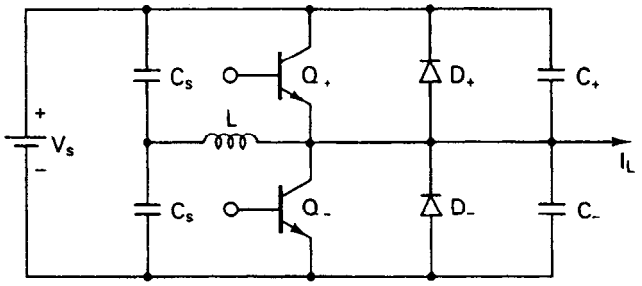


Figura 11-31 Inversor resonante ZVS monofásico.



a) Inversor ZVS trifásico



(b) Un brazo

Figura 11-32 Inversor resonante trifásico ZVS.

11-9 INVERSORES RESONANTES DE ENLACE CD

En el caso de los inversores resonantes de enlace cd, se conecta un circuito resonante entre el voltaje de entrada en cd y el inversor PWM, de tal forma que el voltaje de entrada al inversor oscile entre cero y un valor ligeramente mayor que dos veces el voltaje de entrada en cd. El enlace resonante, que es similar al del inversor clase E de la figura 11-19a, se muestra en la figura 11-33a, donde I_o es la corriente utilizada por el inversor. Si suponemos un circuito sin pérdidas

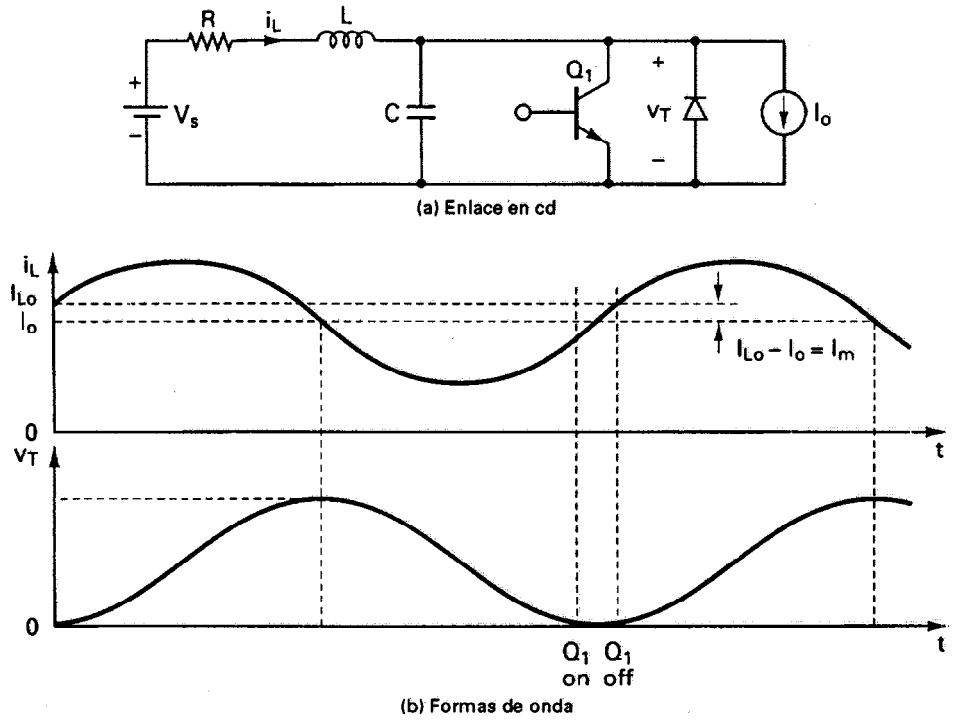


Figura 11-33 Enlace resonante en cd.

y $R = 0$, el voltaje de enlace es

$$v_c = V_s(1 - \cos \omega_0 t) \tag{11-64}$$

y la corriente del inductor i_L es

$$i_L = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_0 t + I_o \tag{11-65}$$

Bajo condiciones de operación sin pérdidas, la oscilación continuará y no habrá necesidad de activar el interruptor S_1. Pero en la práctica existirá una pérdida de potencia en R, i_L será una senoidal amortiguada, y S_1 se activará a fin de mantener la corriente al nivel inicial. El valor de R es pequeño y el circuito está subamortiguado. Bajo esta condición, i_L y v_c se puede demostrar [13] como

$$i_L \approx I_o + e^{-\alpha t}\left[\frac{V_s}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t + (I_{Lo} - I_o) \cos \omega t\right] \tag{11-66}$$

y el voltaje del capacitor v_c es

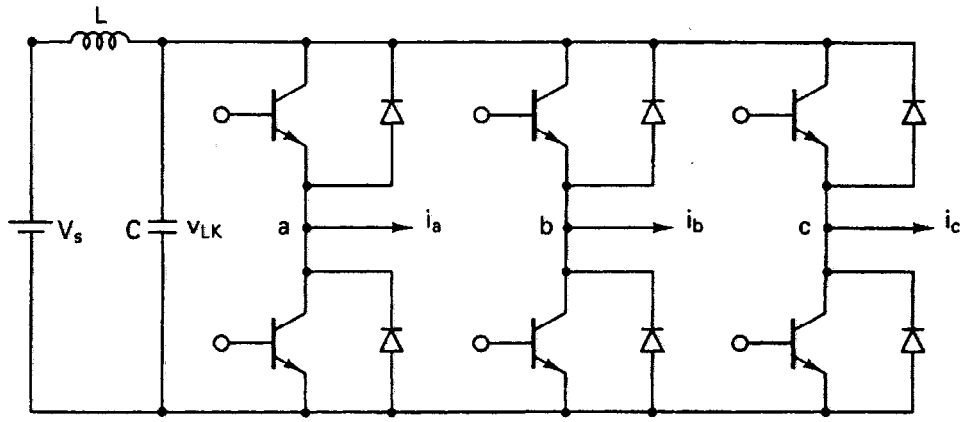
$$v_c \approx V_s + e^{-\alpha t}[\omega L(I_{Lo} - I_o) \operatorname{sen} \omega t - V_s \cos \omega t] \tag{11-67}$$

Las formas de onda para v_c e i_L aparecen en la figura 11-33c. El interruptor S_1 se activa cuando el voltaje del capacitor se abate hasta cero y se desactiva cuando la corriente i_L llega al

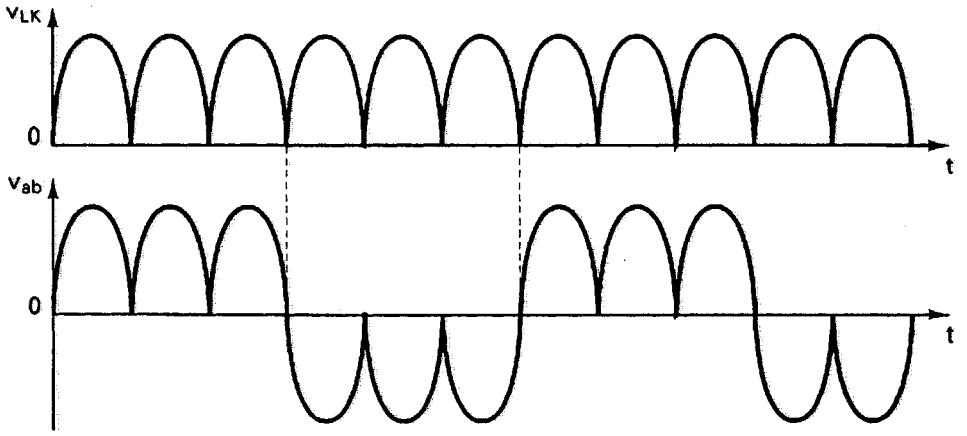
nivel de la corriente inicial I_{Lo}. Se puede observar que el voltaje del capacitor depende sólo de la diferencia I_m (= $I_{Lo} - I_o$) más que de la corriente de carga, I_o. Por lo tanto, el circuito de control deberá vigilar la diferencia ($i_L - I_o$) cuando conduzca el interruptor y desactivarlo cuando este alcance el valor deseado de I_m.

En la figura 11-33a se muestra un inversor trifásico de enlace en cd resonante [14]. Los seis dispositivos inversores se excitan, a fin de establecer oscilaciones periódicas en el circuito *LC* de enlace en cd. Los dispositivos se activan y desactivan en voltajes de enlace cero, consiguiendo trabajar sin pérdidas en todos los dispositivos. Las formas de onda para el voltaje de enlace y el voltaje línea a línea del inversor se muestran en la figura 11-34b.

El ciclo resonante de enlace en cd se inicia normalmente con un valor fijo de la corriente inicial del capacitor. Esto hace que el voltaje a través del enlace de cd resonante exceda a $2V_s$, todos los dispositivos inversores se sujetan a este esfuerzo de alto voltaje. Un fijador activo [14] tal como el que se muestra en la figura 11-35a puede limitar el voltaje de enlace que se muestra en la

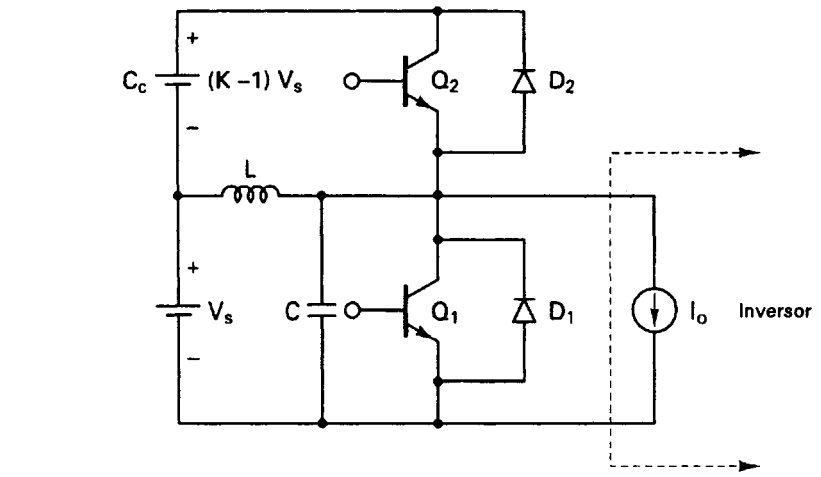


(a) Inversor de enlace en cd

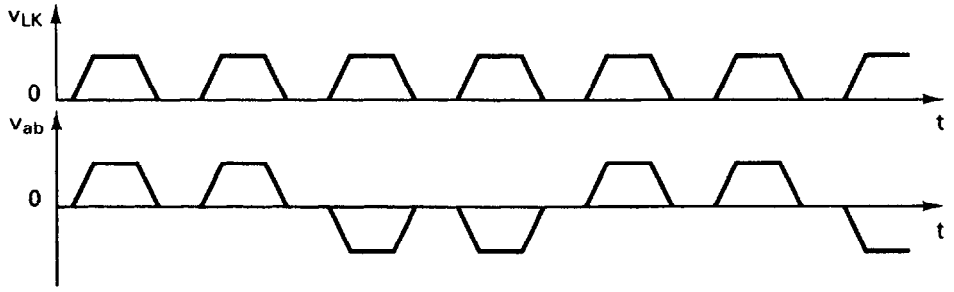


(b) Formas de onda

Figura 11-34 Inversor trifásico de enlace en cd resonante.



(a) Circuito de fijación activa



(b) Formas de onda

Figura 11-35 Inversor de enlace en cd resonante con fijación activa.

figura 11-35b. El factor de fijación k está relacionado con el período del circuito tanque T_k y la frecuencia de resonancia $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ mediante la fórmula

$$\frac{f_o}{f_k} = T_k\omega_0 = 2\left[\cos^{-1}(1 - k) + \frac{\sqrt{k(2 - k)}}{k - 1}\right] \tag{11-68}$$

Esto es, para un valor pico de k, se puede determinar P_k para un circuito resonante dado. Para el caso de $k = 1.5$, el período del circuito tanque T_k deberá ser $T_k = 7.65\sqrt{LC}$.

RESUMEN

Los inversores resonantes se utilizan en aplicaciones de alta frecuencia que requieren de un voltaje fijo de salida. La frecuencia de resonancia máxima queda limitada por los tiempos de desactivación de los tiristores o transistores. Los inversores resonantes permiten una regulación limitada

del voltaje de salida. Los inversores resonantes en paralelo se alimentan a partir de una fuente constante de cd y entregan un voltaje de salida senoidal. Los inversores y rectificadores de clase E son sencillos y se utilizan principalmente para aplicaciones de baja potencia y de alta frecuencia. Los convertidores de conmutación a voltaje cero (ZVS) y a corriente cero (ZCS) se vuelven cada vez más populares, porque se activan y desactivan en corriente/voltaje cero, eliminando por lo tanto las pérdidas de conmutación. En el caso de los inversores de enlace en cd resonantes, un circuito resonante se conecta entre el inversor y la alimentación en cd. Los pulsos de voltaje resonantes se producen en la entrada del inversor, y los dispositivos del inversor se "activan" o "desactivan" en voltaje cero.

REFERENCIAS

1. F. C. Schwarz, "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.* IEC123, No. 2, 1976, pp. 133–141.
2. J. Vitnis, A. Schweizer y J. L. Steiner, "Reverse conducting thyristors for high power series resonant circuits". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1985, pp. 715–722.
3. D. M. Divan, "Design considerations for very high frequency resonant mode dc/dc converters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 640-647.
4. A. K. S. Bhat y S. B. Dewan, "A generalized approach for the steady state analysis of resonant inverters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 664–671.
5. P. D. Ziogas, V. T. Ranganathan y V. R. Stefanovic, "A four-quadrant current regulated converter with a high frequency link". *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. IA18, No. 5, 1982, pp. 499–505.
6. R. L. Steigerwald, "A compromise of half-bridge resonance converter topologies". *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. PE3, No. 2, 1988, pp. 174-182.
7. N. O. Sokal y A. D. Sokal, "Class E: a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers". *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* Vol. 10, No. 3, 1975, pp. 168–176.
8. J. Ebert y M. K. Kazimierczuk, "Class-E high-efficiency tuned power oscillator". *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* Vol. 16, No. 2, 1981, pp. 62–66.
9. R. E. Zuliski, "A high-efficiency self-regulated class-E power inverter/converter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. IE33, No. 3, 1986, pp. 340–342.
10. M. K. Kazimierczuk y J. Jozwik, "Class E zero voltage switching and zero-current switching rectifiers". *IEEE Transactions on Circuits and Systems,* Vol. CS37, No. 3, 1990, pp. 436–444.
11. K. Liu, R. Oruganti y F. C. Y. Lee, "Quasi-resonant converters: topologies and characteristics". *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. PE2, No. 1, 1987, pp. 62–71.
12. J. A. Ferreira, P. C. Theron y J. D. van Wyk, *Conference Proceedings of the IEEEIAS Annual Meeting,* 1991, pp. 1462–1468.
13. D. M. Devan, "The resonant DC link converter: a new concept in static power conversion". *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. IA25, No. 2, 1989, pp. 317–325.
14. D. M. Devan y G. Skibinski, "Zero switching loss inverters for high power applications". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA25, No. 4, 1989, pp. 634–643.

PREGUNTAS DE REPASO

11-1 ¿Cuál es el principio de los inversores resonantes en serie?

11-2 ¿Cuál es la zona muerta de un inversor resonante?

11-3 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los inversores resonantes con interruptores bidireccionales?

11-4 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los inversores resonantes con interruptores unidireccionales?

11-5 ¿Cuál es la condición necesaria para la oscilación resonante en serie?

11-6 ¿Cuál es el objeto de los inductores acoplados en los inversores resonantes de medio puente?

11-7 ¿Cuáles son las ventajas de los tiristores de conducción inversa en los inversores resonantes?

11-8 ¿Cuál es el control de traslape en los inversores resonantes?

11-9 ¿Cuál es el control de no traslape de los inversores?

11-10 ¿Cuáles son los efectos de la carga en serie de un inversor resonante en serie?

11-11 ¿Cuáles son los efectos de la carga en paralelo de un inversor resonante en serie?

11-12 ¿Cuáles son los efectos de la carga en serie y en paralelo de un inversor resonante en serie?

11-13 ¿Cuáles son los métodos de control de voltaje de los inversores resonantes en serie?

11-14 ¿Cuáles son las ventajas de los inversores resonantes en paralelo?

11-15 ¿Qué es un inversor resonante clase E?

11-16 ¿Cuáles son las ventajas y las limitaciones de los inversores resonantes de clase E?

11-17 ¿Qué es un rectificador resonante de clase E?

11-18 ¿Cuáles son las ventajas y las limitaciones de los rectificadores resonantes de clase E?

11-19 ¿Cuál es el principio de los convertidores resonantes de conmutación en corriente cero (ZCS)?

11-20 ¿Cuál es el principio de los convertidores de conmutación en voltaje cero (ZVS)?

11-21 ¿Cuáles son las ventajas y las limitaciones de los convertidores ZCS?

11-22 ¿Cuáles son las ventajas y las limitaciones de los convertidores ZVS?

PROBLEMAS

11-1 El inversor resonante en serie básico de la figura 11-1a tiene $L_1 = L_2 = L = 25$ μH, $C = 2$ μF y $R = 5\ \Omega$. El voltaje de entrada en cd, es $V_s = 220$ V y la frecuencia de salida, $f_o = 6.5$ kHz. El tiempo de desactivación de los tiristores es $T_q = 15$ μs. Determine **(a)** el tiempo de desactivación disponible (o del circuito) t_{off}, **(b)** la frecuencia máxima permisible f_{max}, **(c)** el voltaje pico a pico del capacitor V_{pp}, y **(d)** la corriente pico de la carga I_p. **(e)** Esboce la corriente instantánea de la carga $i_0(t)$; el voltaje del capacitor $v_c(t)$; y la corriente de la alimentación en cd $I_s(t)$. Calcule **(f)** la corriente rms de la carga I_o; **(g)** la potencia de salida P_o, **(h)** la corriente promedio de alimentación I_s, e **(i)** las corrientes promedio, de pico y rms de los tiristores.

11-2 El inversor resonante en medio puente de la figura 11-3 utiliza control sin traslape. La frecuencia del inversor es $f_0 = 8.5$ kHz. Si $C_1 = C_2 = C = 2$ μF, $L_1 = L_2 = L = 40$ μH, $R = 2\ \Omega$ y $V_s = 220$ V. Determine **(a)** la corriente pico de la alimentación, **(b)** la corriente promedio del tiristor I_A, y **(c)** la corriente rms del tiristor I_R.

11-3 El inversor resonante de la figura 11-7a tiene $C = 2$ μF, $L = 30$ μH, $R = 0$ y $V_s = 220$ V. El tiempo de desactivación del tiristor, es $t_q = 12$ μs. La frecuencia de salida, $f_o = 15$ kHz. Determine **(a)** la corriente pico de la alimentación I_{ps}, **(b)** la corriente promedio del tiristor I_A, **(c)** la corriente rms del tiristor I_R, **(d)** el voltaje pico a pico del capacitor V_c, **(e)** la frecuencia de salida máxima permisible f_{max}, y **(f)** la corriente promedio de la alimentación I_s

11-4 El inversor resonante de medio puente de la figura 11-8a se opera en la frecuencia $f_0 = 3.5$ kHz en modo sin traslape. Si $C_1 = C_2 = C = 2$ μF, $L_1 = L_2 = L = 20$ μH, $R = 1.5$ Ω y $V_s = 220$ V, determine **(a)** la corriente pico de la alimentación I_{ps}, **(b)** la corriente promedio del tiristor I_A, **(c)** la corriente rms del tiristor I_R, **(d)** la corriente rms de la carga I_o y **(e)** la corriente promedio de la alimentación I_s.

11-5 Repita el problema 11-4 con control de traslape, de tal forma que los disparos de T_1 y de T_2 estén adelantados en 50% a la frecuencia de resonancia.

11-6 El inversor resonante de puente completo de la figura 11-9a se opera a una frecuencia de $f_0 = 3.5$ kHz. Si $C = 2$ μF, $L = 20$ *m*H, $R = 1.5$ Ω y $V_s = 220$ V, determine **(a)** la corriente pico de la alimentación I_s, **(b)** la corriente promedio del tiristor I_A, **(c)** la corriente rms del tiristor I_R, **(d)** la corriente rms de la carga I_o, y **(e)** la corriente promedio de la alimentación I_s.

11-7 Un inversor resonante en serie con carga en serie entrega una potencia de carga de $P_L = 2$ kW en resonancia. La resistencia de la carga es $L = 10$ Ω. La frecuencia de resonancia es $f_0 = 25$ kHz. Determine **(a)** el voltaje en cd de entrada V_s, **(b)** el factor de calidad Q_s si se requiere reducir la potencia de la carga a 500 W mediante control de frecuencia, de tal forma que $u = 0.8$, **(c)** el inductor L, y **(d)** el capacitor C.

11-8 Un inversor resonante en serie con una carga en paralelo entrega una potencia a la carga de $P_L = 2$ kW con un voltaje pico senoidal de $V_p = 330$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 10$ Ω. La frecuencia de resonancia es $f_0 = 25$ kHz. Determine **(a)** el voltaje en cd de entrada V_s, **(b)** la relación de frecuencias u si se requiere reducir la potencia de la carga a 500 W mediante el control de frecuencia, **(c)** el inductor L y **(d)** el capacitor C.

11-9 Un inversor resonante en paralelo entrega una potencia a la carga de $P_L = 2$ kW con un voltaje pico senoidal de $V_p = 170$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 10$ Ω. La frecuencia de resonancia es $f_0 = 20$ kHz. Determine **(a)** la corriente de entrada en cd I_s, **(b)** el factor de calidad Q_p si se requiere reducir la potencia de la carga a 500 W mediante control de frecuencia, de tal forma que $u = 1.25$, **(c)** el inductor L y **(d)** el capacitor C.

11-10 El inversor de clase E de la figura 11-9a opera en resonancia con $V_s = 18$ V y $R = 10$ W. La frecuencia de conmutación es $f_s = 50$ kHz. **(a)** Determine los valores óptimos de L, C, C_e y L_e. **(b)** Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y el voltaje de conmutación v_T para $k = 0.304$. Suponga que $Q = 7$.

11-11 El rectificador en clase E de la figura 11-22a alimenta una potencia a la carga de $P_L = 1$ kW a un voltaje $V_o = 5$ V. El voltaje pico de alimentación es $V_m = 12$ V. La frecuencia de operación es $f = 350$ kHz. La componente ondulatoria pico a pico del voltaje de salida es $\Delta V_o = 20$ mV. **(a)** Determine los valores de L, C y C_f, y **(b)** las corrientes rms y en cd de LC y de C. **(c)** Utilice PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y la corriente del inductor i_L.

11-12 El convertidor resonante ZCS que se muestra en la figura 11-26a entrega una potencia máxima $P_L = 1$ kW con un voltaje $V_o = 5$ V. El voltaje de la alimentación es $V_s = 15$ V. La frecuencia máxima de operación es $f_{max} = 40$ kHz. Determine los valores de L y de C. Suponga que los intervalos t_1 y t_3 son muy pequeños, y que $x = I_m/I_o = 1.5$.

11-13 El convertidor resonante ZVS que se muestra en la figura 11-29a suministra potencia a la carga con un valor $P_L = 1$ kW a $V_o = 5$ V. El voltaje de alimentación es $V_s = 15$ V. La frecuencia de operación es $f = 40$ kHz. Los valores de L y de C son $L = 150$ μH y $C = 0.05$ μF. **(a)** Determine el voltaje pico de conmutación V_p y la corriente I_p, y **(b)** la duración de los tiempos de cada uno de los modos.

11-14 Para la fijación activa de la figura 11-35, grafique la relación f_o/f_k para $1 < k \leq 2$.

12

Interruptores estáticos

12-1 INTRODUCCION

Los tiristores que pueden activarse y desactivarse en cuestión de unos cuantos microsegundos, se operan como interruptores de accionamiento rápido, a fin de reemplazar los interruptores de circuito mecánicos y electromecánicos. Para las aplicaciones en cd de baja potencia, los transistores de potencia también pueden utilizarse como interruptores. Los interruptores estáticos tienen muchas ventajas (por ejemplo, velocidades muy altas de conmutación, ninguna parte móvil, y ningún rebote de contactos al cierre).

Además de sus aplicaciones como interruptores estáticos, los circuitos de tiristor (o de transistor) pueden diseñarse para suministrar detecciones de retraso de tiempo, de enganche, de sobrecorriente o de voltaje. Las señales de compuerta o de control necesarias para los tiristores (o transistores) pueden ser generadas por transductores, para detectar la posición mecánica eléctrica, de proximidad, etcétera.

Los interruptores estáticos pueden clasificarse en dos tipos: (1) interruptores de ca, y (2) interruptores de cd. Los interruptores de ca pueden dividirse, a su vez, en (a) monofásicos y (b) trifásicos. Como interruptores de ca, los tiristores son conmutados por línea o en forma natural, y la velocidad de conmutación queda limitada por la frecuencia de la alimentación de ca y el tiempo de desactivación de los tiristores. Los interruptores de cd son de conmutación forzada y la velocidad de conmutación dependerá de la circuitería auxiliar y del tiempo de desactivación de los tiristores.

12-2 INTERRUPTORES DE CA MONOFASICOS

El diagrama de circuito de un interruptor monofásico de onda completa se muestra en la figura 12-1a, donde dos tiristores se conectan en paralelo inverso. El tiristor T_1 se dispara en $\omega t = 0$ y el tiristor T_2 en $\omega t = \pi$. El voltaje de salida es el mismo que el de entrada. Los tiristores actúan como

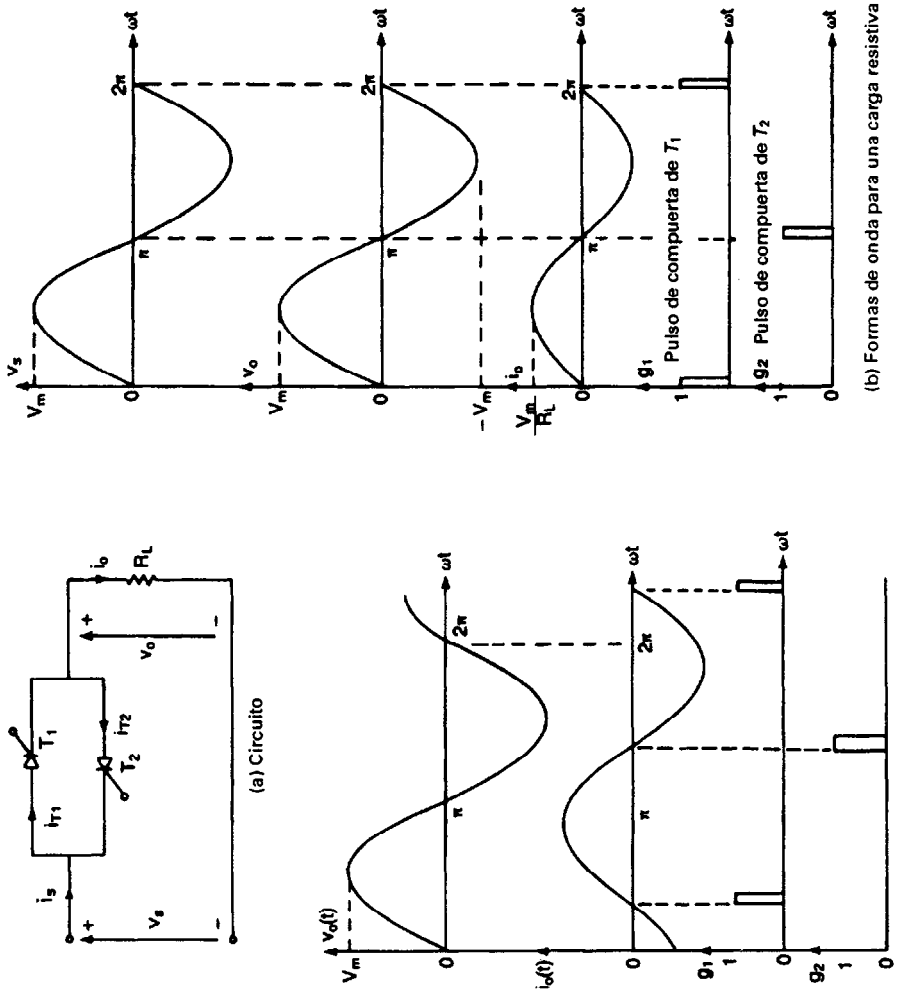


Figura 12-1 Interruptor monofásico de ca de tiristor.

interruptores y se conmutan por línea. En la figura 12-1b se muestran las formas de onda del voltaje de entrada, del voltaje de salida y de la corriente de salida.

En el caso de una carga inductiva, el tiristor T_1 deberá ser disparado cuando la corriente cruce el valor cero, después del medio ciclo positivo del voltaje de entrada, y el tiristor T_2 deberá dispararse cuando la corriente cruce el valor cero después del medio ciclo negativo del voltaje de entrada. Los pulsos de disparo para T_1 y T_2 aparecen en la figura 12-1c. En vez de dos tiristores puede utilizarse un TRIAC, tal y como se muestra en la figura 12-2.

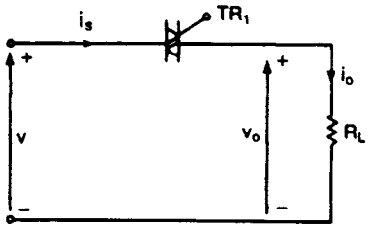


Figura 12-2 Interruptor de ca monofásico con TRIAC.

Si la corriente instantánea de línea es $I_s(t) = I_m$ sen ωt, la corriente rms de línea es

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \tag{12-1}$$

Dado que cada uno de los tiristores conduce corriente sólo durante medio ciclo, la corriente promedio a través de cada tiristor es

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \tag{12-2}$$

y la corriente rms en cada tiristor es

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{I_m}{2} \tag{12-3}$$

Se puede modificar el circuito de la figura 12-1a como se muestra en la figura 12-3a, donde los dos tiristores tienen un cátodo común y las señales de compuerta tienen una terminal común. El tiristor T_1 y el diodo D_1 conducen durante el medio ciclo positivo, mientras que el tiristor T_2 y el diodo D_2 conducen durante el medio ciclo negativo.

Un rectificador tipo puente de diodos y un tiristor T_1, tal como los que se muestran en la figura 12-4a, pueden llevar a cabo la misma función de la figura 12-1a. La corriente a través de la carga es corriente alterna y la que pasa a través del tiristor T_1 es corriente directa. El tiristor T_1 puede reemplazarse por un transistor. La unidad formada por el transistor (o un tiristor o GTO) y el rectificador puente se conoce como *interruptor bidireccional.*

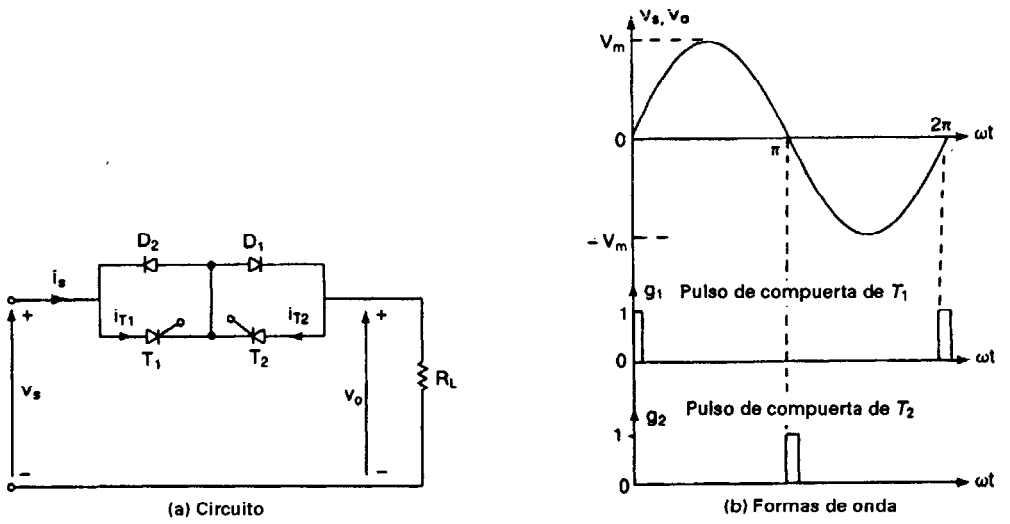


Figura 12-3 Interruptor de ca monofásico con puente de diodos y tiristor.

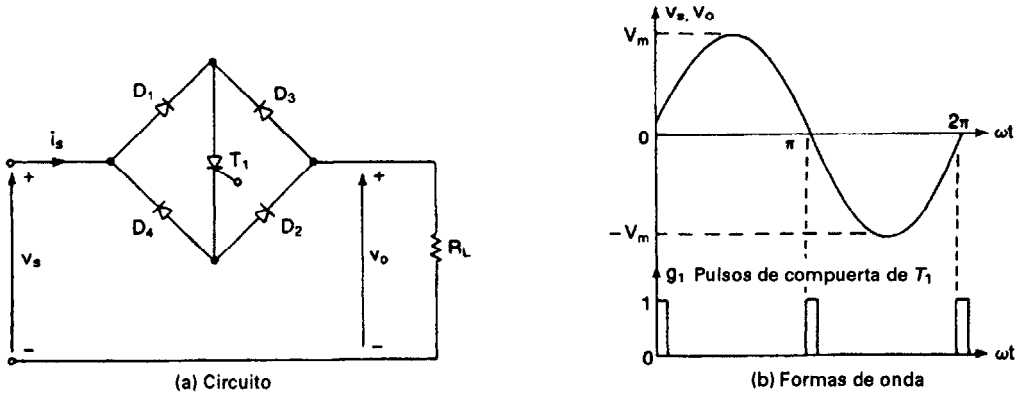
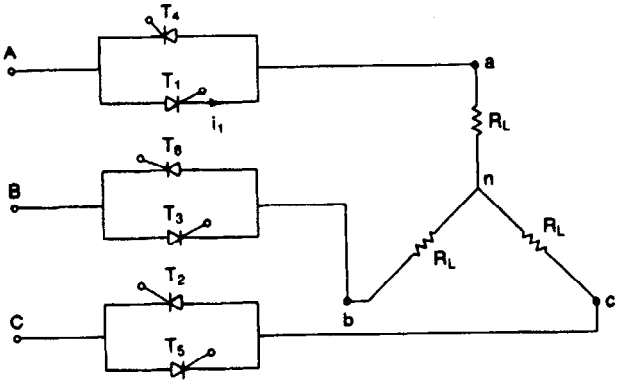


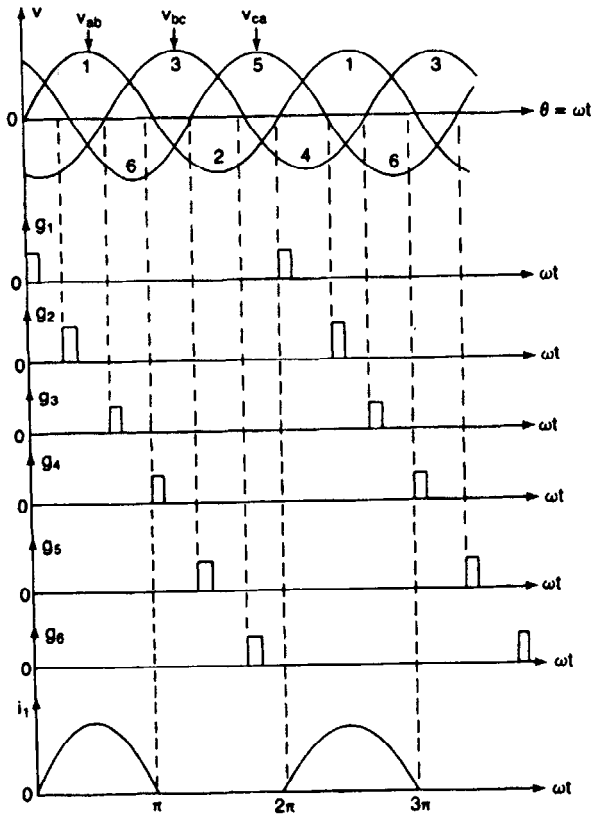
Figura 12-4 Interruptor de ca monofásico con rectificador puente y tiristor.

2-3 INTERRUPTORES DE CA TRIFASICOS

La idea de la conmutación de ca monofásica se puede extender a las aplicaciones trifásicas. Es posible conectar tres interruptores monofásicos como los de la figura 12-1a, para formar un interruptor trifásico, como aparece en la figura 12-5a. En la figura 12-5b se muestran las señales de compuerta de los tiristores y la corriente a través de T_1. La carga puede conectarse en estrella o en delta.



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 12-5 Interruptor de ca trifásico con tiristores.

A fin de reducir el número y el costo de los tiristores, también se puede utilizar un diodo y un tiristor, para formar un interruptor trifásico, tal y como se puede ver en la figura 12-6. En el caso de dos tiristores conectados espalda con espalda, existe la posibilidad de detener el flujo de corriente en cada medio ciclo. Pero en el caso de un diodo y un tiristor, el flujo de corriente sólo se

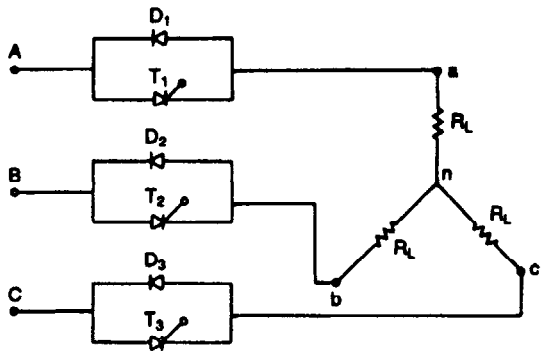


Figura 12-6 Interruptor de ca trifásico con diodo y tiristor.

puede detener en cada ciclo del voltaje de entrada y el tiempo de reacción se retrasa (por ejemplo, 16.67 ms para una alimentación de 60 Hz).

12-4 INTERRUPTORES INVERSORES TRIFASICOS

Es posible invertir la potencia trifásica alimentada a una carga añadiendo dos interruptores monofásicos adicionales al interruptor trifásico de la figura 12-5a. Esto aparece en la figura 12-7. En operación normal, los tiristores T_7 a T_{10} se desactivan por pulsos inhibidores de compuerta (o supresores) y los tiristores T_1 a T_6 se activan. La línea A alimenta la terminal a, la línea B alimenta la terminal b y la línea C alimenta la terminal c. En operación de inversión de fase, los tiristores T_2,

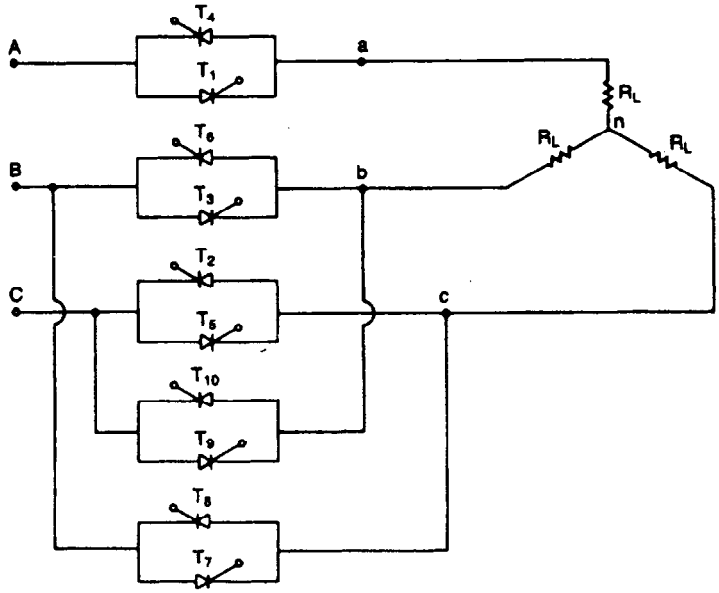


Figura 12-7 Interruptor de ca trifásico inversor de tiristores.

T_3, T_5 y T_6 se desactivan mediante pulsos inhibidores de compuerta, y los tiristores T_7 hasta T_{10} quedan funcionando. La línea *B* alimenta la terminal *c* y la línea *C* la terminal *b*, resultando en la inversión de fases del voltaje aplicado a la carga. Para obtener la inversión de fases, todo los dispositivos deberán ser tiristores. No se puede utilizar una combinación de tiristores y diodos, como la de la figura 12-6; de hacerlo, ocurrirían cortos circuitos de fase a fase.

12-5 INTERRUPTORES DE CA PARA TRANSFERENCIA DE BUS

Los interruptores estáticos pueden utilizarse para la transferencia de bus, de una fuente de alimentación a otra. En un sistema real de suministro, a veces se requiere conmutar la carga de una fuente normal a una alterna, en caso de (1) no disponibilidad de la fuente normal, y (2) estado de bajo voltaje o de sobrevoltaje en la fuente de alimentación normal. La figura 12-8 muestra un interruptor monofásico de transferencia de bus. Cuando funcionan los tiristores T_1 y T_2, la carga está conectada a la fuente de alimentación normal; y para transferirla a una fuente alterna, los tiristores T_1' y T_2' se ponen en funcionamiento, en tanto que T_1 y T_2 se desactivan mediante señales inhibidoras de compuerta. En la figura 12-9 se muestra la extensión de la transferencia de bus monofásica a la transferencia trifásica.

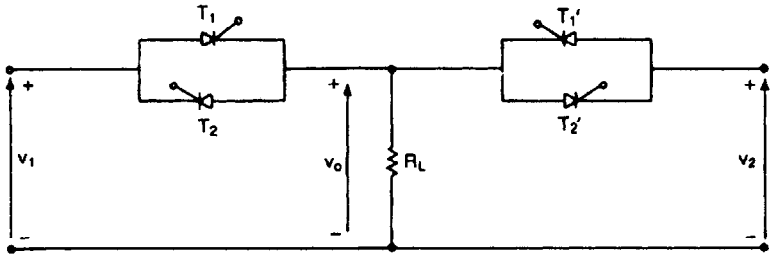


Figura 12-8 Transferencia de bus monofásica.

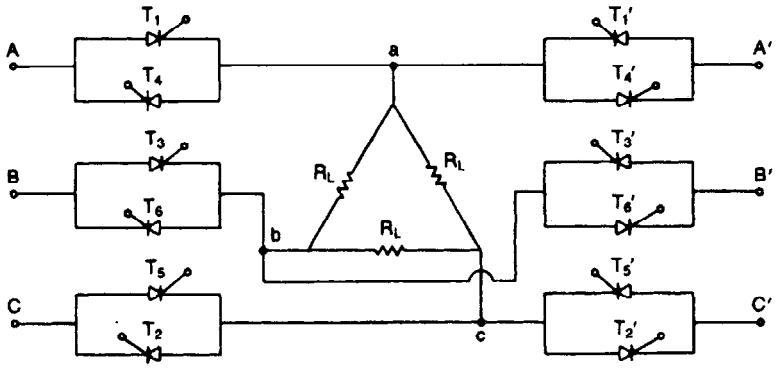


Figura 12-9 Transferencia de bus trifásica.

En el caso de los interruptores de cd, se puede utilizar transistores de potencia o tiristores de conmutación rápida o bien GTO. Una vez activado un tiristor, debe desactivarse mediante la conmutación forzada; las técnicas correspondientes a esta se analizaron en el capítulo 7. En la figura 12-10 aparece un interruptor monopolar con transistor, y carga resistiva; en el caso de la carga inductiva, deberá conectarse un diodo (como se muestra mediante líneas punteadas) a través de la carga, a fin de proteger al transistor de voltajes transitorios durante la desconexión. Los interruptores monopolares también pueden aplicarse a la transferencia de bus de una fuente a otra.

Si se utilizan tiristores de conmutación forzada, el circuito de conmutación forma parte integral del interruptor; en la figura 12-11 se muestra un interruptor de cd para aplicaciones de alta potencia. Si se dispara el tiristor T_3, el capacitor C se cargará a través de la alimentación de V_s, L y T_3. En las ecuaciones (7-2) y (7-3), la corriente de carga i y el voltaje del capacitor v_c se expresan como

$$i(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega t \tag{12-4}$$

y

$$v_c(t) = V_s(1 - \cos \omega t) \tag{12-5}$$

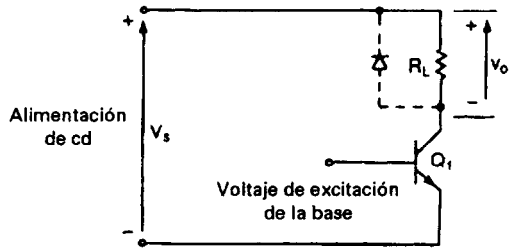


Figura 12-10 Interruptor de cd de un solo polo con transistor.

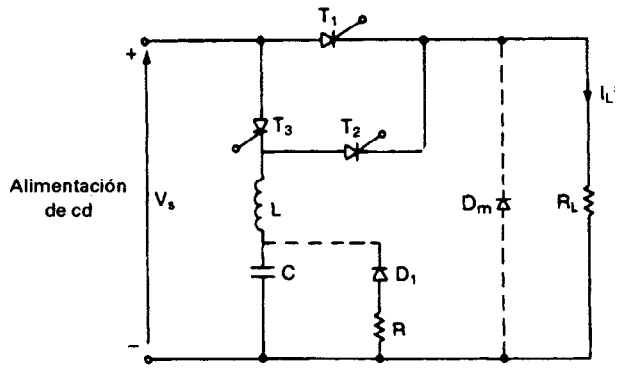


Figura 12-11 Interruptor de cd de un solo polo con tiristor.

donde $\omega = 1/\sqrt{LC}$. Después del tiempo $t = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, la corriente de la carga se convierte en cero y el capacitor estará cargado hasta $2V_s$. Si el tiristor T_1 conduce y suministra potencia a la carga, el tiristor T_2 se disparará para desconectar a T_1. T_3 está autoconmutado. El disparo de T_2 causa un pulso resonante de corriente a través del capacitor C, del inductor L y del tiristor T_2. Conforme la corriente resonante se eleva, la corriente a través del tiristor T_1 se reduce. Cuando la corriente resonante se eleva hasta la corriente de carga, I_L, la corriente del tiristor T_1 se abate hasta cero y el tiristor T_1 queda desactivado. El capacitor descarga su carga remanente a través de la resistencia de la carga, R_L. T_2 es autoconmutado. Cuando se trata de una carga inductiva, es necesario un diodo de marcha libre, D_m, a través de la carga. En cada acción de conmutación, el capacitor debe descargarse totalmente; debe evitarse un voltaje negativo en el capacitor, conectando una resistencia y un diodo, tal y como muestran las líneas punteadas de la figura 12-11. No es muy sencillo desactivar circuitos de cd, para su desactivación los interruptores estáticos de este tipo requieren de circuitos adicionales.

Los interruptores de cd se pueden utilizar para controlar el flujo de potencia en aplicaciones de muy alto voltaje y de alta corriente (por ejemplo, en un reactor de fusión) [1] también éstos pueden utilizarse como interruptores de corriente de acción rápida [2]. En vez de transistores, pueden utilizarse tiristores de desactivación por compuerta (GTO). Un GTO se activa mediante la aplicación de un pulso breve positivo a su compuerta, en forma similar a los tiristores normales; sin embargo, un GTO puede desactivarse mediante un pulso breve negativo a su compuerta, sin necesidad de ninguna circuitería de conmutación. En la figura 12-12 se muestra un interruptor GTO de un solo polo.

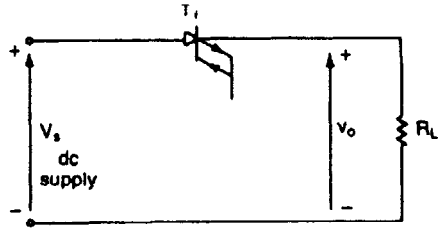
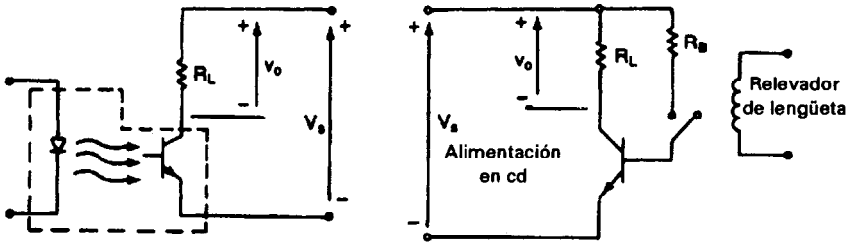


Figura 12-12 Interruptor de cd de un solo polo con GTO.

12-7 RELEVADORES DE ESTADO SOLIDO

Los interruptores estáticos se pueden aplicar como relevadores de estado sólido (SSR), utilizados para controlar la potencia de ca y de cd. Los SSR encuentran muchas aplicaciones en controles industriales (por ejemplo, en el control de carga de motores, transformadores, calefacción por resistencia, etc.) para reemplazar los relevadores electromecánicos. En el caso de las aplicaciones de ca, se puede utilizar tiristores o TRIAC; y para las aplicaciones de cd se utilizan transistores. Normalmente, entre el circuito de control y el de la carga los SSR están eléctricamente aislados mediante un relevador tipo red o de lengüeta, un transformador o un acoplamiento óptico.

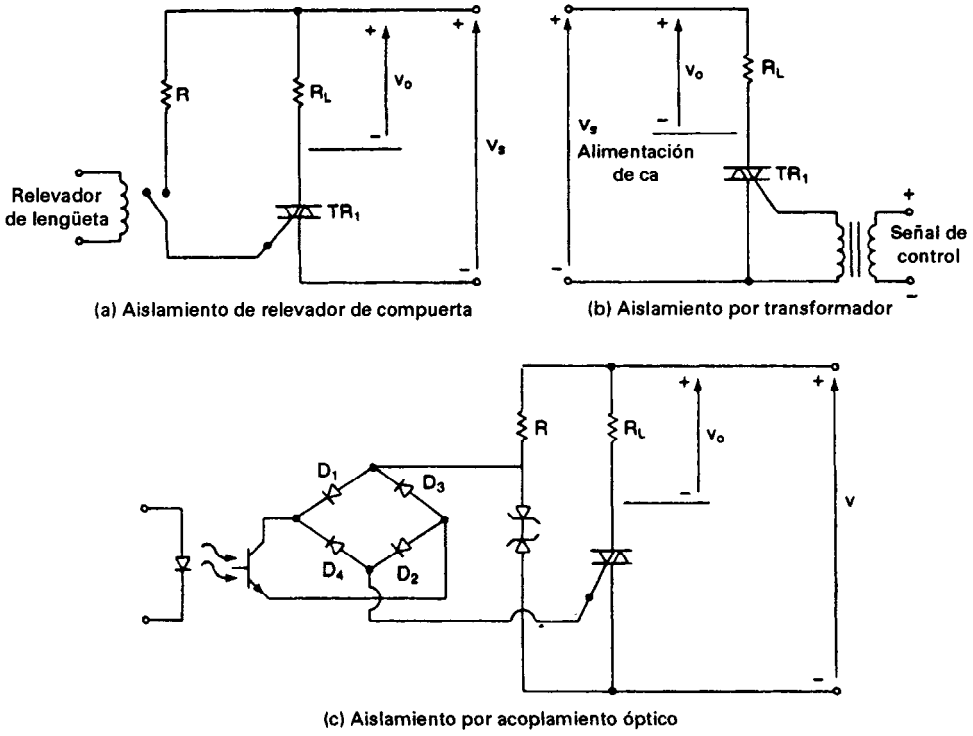
La figura 12-13 muestra dos circuitos básicos para SSR de cd, uno con aislamiento con relevador de lengüeta y el otro con un acoplamiento óptico. Aunque el circuito monofásico de la figura 12-1a puede operarse como un SSR, el circuito de la figura 12-2 se utiliza por lo común con un TRIAC para una potencia en ca, dado que para el dispositivo sólo se requiere de un circuito de



(a) Acoplamiento óptico (b) Aislamiento con relevador de lengüeta

Figura 12-13 Relevadores de estado sólido de cd.

compuerta. La figura 12-14 muestra un SSR con relevador de lengüeta, aislamiento de transformador y acoplamiento óptico. Si los requisitos de la aplicación exigen tiristores, debido a los altos niveles de potencia, también el circuito de la figura 12-1a puede utilizarse para operar como SSR, aunque la complejidad del circuito de compuerta aumentaría.



(a) Aislamiento de relevador de compuerta (b) Aislamiento por transformador

(c) Aislamiento por acoplamiento óptico

Figura 12-14 Relevadores de estado sólido de ca.

12-8 DISEÑO DE INTERRUPTORES ESTATICOS

Los interruptores de estado sólido están disponibles en forma comercial con especificaciones limitadas de voltaje y de corriente, que van desde 1 A hasta 50 A y hasta 440 V. Si es necesario diseñar un SSR a fin de cumplir requisitos específicos, el diseño resulta sencillo y requiere de la determinación de las especificaciones de voltaje y corriente de los dispositivos semiconductores de potencia. Los procedimientos de diseño pueden ilustrarse mediante ejemplos.

Ejemplo 12-1

Un interruptor monofásico de ca con una configuración como la de la figura 12-1a se utiliza entre una alimentación de 120-V 60-Hz y una carga inductiva. La potencia de la carga es 5 kW a un factor de potencia de 0.88 atrasado. Determine (a) las especificaciones de voltaje y de corriente de los tiristores, y (b) los ángulos de disparo de los mismos.

Solución $P_o = 5000$ W, PF = 0.88, y $V_s = 120$ V.

(a) La corriente pico de la carga $I_m = \sqrt{2} \times 5000/(120 \times 0.88) = 66.96$ A. De la ecuación (12-2), la corriente promedio $I_A = 66.96/\pi = 21.31$ A, y de la ecuación (12-3), la corriente rms $I_R = 66.96/2 = 33.48$ A. El voltaje pico inverso PIV $= \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

(b) cos $\theta = 0.88$, es decir, $\theta = 28.36°$. Por lo tanto, el ángulo de disparo de T_1 es $\alpha_1 = 28.36°$, y para el tiristor T_2, $\alpha_2 = 180° + 28.36° = 208.36°$.

Ejemplo 12-2

Un interruptor de ca trifásico con una configuración como la de la figura 12-5a se utiliza entre una alimentación trifásica de 440-V 60-Hz y una carga trifásica conectada en estrella. La potencia de la carga es de 20 kW con un factor de potencia de 0.707 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente de los tiristores.

Solución $P_o = 20{,}000$ W, PF = 0.707, y $V_L = 440$ V y $V_s = 440/\sqrt{3} = 254.03$ V. La corriente de la línea se calcula a partir de la potencia como

$$I_s = \frac{20{,}000}{\sqrt{3} \times 400 \times 0.707} = 37.119 \text{ A}$$

La corriente pico de un tiristor $I_m = \sqrt{2} \times 37.119 = 52.494$ A. La corriente promedio de un tiristor $I_A = 52.494/\pi = 16.71$ A. La corriente rms de un tiristor $I_R = 52.494/2 = 26.247$ A. El voltaje pico inverso de un tiristor PIV $= \sqrt{2} \times 440 = 622.3$ V.

RESUMEN

Los interruptores de estado sólido de ca y cd tienen varias ventajas sobre los interruptores y relevadores electromecánicos convencionales. Con el desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia y los circuitos integrados, los interruptores estáticos han encontrado una amplia gama de aplicaciones en el control industrial. Los interruptores estáticos pueden utilizarse como interfaces por sistemas de control digital o de computadora.

REFERENCIAS

1. W. F. Praeg. "Detailed design of a 13-kA, 13-kV DC solid state turn-off switch". *IEEE Industry Applications Conference Record*, 1985, pp. 1221-1226.
2. P. F. Dawson, L. E. Lansing, y S. B. Dewan, "A fast dc current breaker". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA21, No. 5, 1985, pp. 1176-1181.

PREGUNTAS DE REPASO

12-1 ¿Qué es un interruptor estático?
12-2 ¿Cuáles son las diferencias entre los interruptores de ca y de cd?
12-3 ¿Cuáles son las ventajas de los interruptores estáticos sobre los interruptores mecánicos o electromecánicos?
12-4 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los interruptores de ca de tiristores en paralelo inverso?
12-5 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los interruptores de ca con TRIAC?
12-6 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los interruptores de ca con diodo y tiristor?
12-7 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los interruptores de ca de rectificador puente y tiristor?
12-8 ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de la carga en los requisitos de compuerta de los interruptores de ca?
12-9 ¿Cuál es el principio de operación de los SSR?
12-10 ¿Cuáles son los métodos de aislamiento del circuito de control en relación con el circuito de carga de los SSR?
12-11 ¿Cuáles son los factores involucrados en el diseño de los interruptores de cd?
12-12 ¿Cuáles son los factores involucrados en el diseño de los interruptores de ca?
12-13 ¿Cuál es el tipo de conmutación requerida para los interruptores de cd?
12-14 ¿Cuál es el tipo de conmutación requerida para los interruptores de ca?

PROBLEMAS

12-1 Un interruptor monofásico de ca con una configuración como la de la figura 12-1a se utiliza entre una alimentación de 12-V 60-Hz y una carga inductiva. La potencia de la carga es 15 kW con un factor de potencia de 0.90 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente de los tiristores.
12-2 Determine los ángulos de disparo de los tiristores T_1 y T_2 del problema 12-1.
12-3 Un interruptor monofásico de ca con una configuración como la de la figura 12-3a se utiliza entre una alimentación de 12-V 60-Hz y una carga inductiva. La potencia de la carga es 15 kW con un factor de potencia de 0.90 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente de diodos y tiristores.
12-4 Un interruptor monofásico de ca con una configuración como la de la figura 12-4a se utiliza entre una alimentación de 120-V 60-Hz y una carga inductiva. La potencia de la carga es 15 kW con un factor de potencia de 0.90 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente del tiristor y de los diodos del rectificador puente.
12-5 Determine los ángulos de disparo del tiristor T_1 del problema 12-4.
12-6 Un interruptor trifásico de ca con una configuración como la de la figura 12-5a se utiliza entre una alimentación trifásica de 440-V 60-Hz y una carga trifásica conectada en estrella. La potencia de la carga es 20 kW a un factor de potencia de 0.86 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente de los tiristores.

12-7 Determine los ángulos de disparo de los tiristores del problema 12-6.

12-8 Repita el problema 12-6 para una carga conectada en delta.

12-9 Un interruptor trifásico de ca con una configuración como la de la figura 12-6 tiene una alimentación trifásica de 440-V 60-Hz y una carga conectada en estrella. La potencia de la carga es 20 kW con un factor de potencia de 0.86 atrasado. Determine las especificaciones de voltaje y de corriente de diodos y tiristores.

12-10 El interruptor de cd con tiristor de la figura 12-11 tiene una resistencia de la carga $R_L = 5\ \Omega$, un voltaje de alimentación en cd $V_s = 220$ V, una inductancia $L = 40\ \mu$H y una capacitancia $C = 40\ \mu$F. Determine **(a)** la corriente pico a través del tiristor T_3 y **(b)** el tiempo requerido para reducir la corriente del tiristor T_1 del valor de régimen permanente hasta cero

12-11 Para el problema 12-10 determine el tiempo requerido para que el capacitor se descargue desde $2V_s$ hasta cero después del disparo del tiristor T_2.

12-12 El interruptor con tiristor de cd de la figura 12-11 tiene una resistencia de carga $R_L = 0.5\ \Omega$, un voltaje de alimentación $V_s = 220$ V, una inductancia $L = 40\ \mu$H, y una capacitancia $C = 80\ \mu$F. Si el interruptor se opera a una frecuencia de 60 Hz, determine **(a)** las corrientes pico, rms y promedio de los tiristores T_1, T_2 y T_3; y **(b)** la especificación rms de corriente del capacitor C.

12-13 Para el problema 12-12 determine el tiempo necesario para que el capacitor se descargue desde $2V_s$ hasta cero después del disparo del tiristor t_2.

13

Fuentes de poder

13-1 INTRODUCCION

Las fuentes de poder, que se utilizan en forma extensa en aplicaciones industriales, a menudo requieren cumplir todas o la mayor parte de las especificaciones siguientes:

1. Aislamiento entre fuente y carga
2. Una alta densidad de potencia a fin de reducir el tamaño y el peso
3. Dirección controlada del flujo de la potencia
4. Alta eficiencia de conversión
5. Formas de onda de entrada y de salida con baja distorsión armónica total
6. Factor de potencia controlado si la alimentación a la fuente es un voltaje de ca

Los convertidores de una etapa ca–cd, ca–ca, cd–cd o cd–ca analizados en los capítulos 5, 6, 9 y 10, respectivamente, no cumplen la mayor parte de estas especificaciones, por lo que normalmente requieren de conversiones en varios pasos. Existen varias topologías de conversión, que dependen de la complejidad permisible y de los requisitos del diseño. En este capítulo sólo se analizan las configuraciones básicas. Dependiendo del tipo de los voltajes de salida, las fuentes de poder se pueden categorizar en dos tipos:

1. Fuentes de poder de cd
2. Fuentes de poder de ca

Los convertidores de ca–cd del capítulo 5 pueden proveer el aislamiento entre entrada y salida a través de un transformador de entrada, sin embargo el contenido de armónicas es alto. Los reguladores en modo de conmutación de la sección 9-7 no pueden dar el aislamiento necesario y la potencia de salida es baja. La práctica común es utilizar conversiones en dos pasos, cd–ca y ca–cd. En caso de entrada en ca, se trata de conversiones en tres pasos, ca–cd, cd–ca y ca–cd. El aislamiento se consigue mediante un transformador entre los pasos. La conversión cd–ca se puede llevar a cabo mediante un inversor PWM o resonante. Con base en el tipo de las técnicas de conversión y de la dirección del control de potencia, las fuentes de poder de cd se pueden subdividir en tres tipos:

1. Fuentes de poder en modo de conmutación
2. Fuentes de poder resonantes
3. Fuentes de poder bidireccionales

13-2.1 Fuentes de poder de cd en modo de conmutación

Para la etapa del inversor (o del convertidor cd–ca) de la operación PWM o en modo de conmutación, existen cuatro configuraciones comunes: *flyback, push-pull* o en contrafase, medio puente y puente completo. La salida del inversor, que varía mediante una técnica PWM, es convertida a un voltaje de cd mediante un rectificador de diodos. Dado que el inversor puede operar a muy alta frecuencia, las componentes ondulatorias del voltaje de salida en cd pueden filtrarse fácilmente mediante filtros pequeños.

La topología del circuito para el convertidor *flyback* se muestra en la figura 13-1a. Cuando el transistor Q_1 se activa, el voltaje de alimentación aparece a través del primario del transformador y se induce un voltaje correspondiente en el secundario. Cuando Q_1 está inactivo, se induce un voltaje de polaridad opuesta en el primario por el secundario, debido a la acción de transformación. El voltaje mínimo del circuito abierto del transistor es $V_{oc} = 2\ V_s$. Si I_s es la corriente promedio de entrada con componente ondulatoria despreciable y el ciclo de trabajo es $k = 50\%$, la corriente pico del transistor es $I_p = I_s/k = 2I_s$. La corriente de entrada es pulsatoria y discontinua. Sin la presencia del diodo D_2, fluiría una corriente de cd a través del transformador. Cuando Q_1 está inactivo, el diodo D_2 y el capacitor C_1 restablecen el núcleo del transformador. C_1 se descarga a través de R_1, cuando D_2 está inactivo y en cada ciclo se pierde energía. Este circuito es muy sencillo y está restringido a aplicaciones por debajo de 500 W. Se trata de un convertidor directo que requiere de un lazo de retroalimentación de control de voltaje.

El núcleo del transformador también se puede restablecer instalando un embobinado de restablecimiento tal y como se muestra en la figura 13-1b, donde la energía almacenada en el núcleo del transformador es devuelta a la alimentación aumentando así la eficiencia. El voltaje en circuito abierto del transistor de la figura 13-1b es

$$V_{oc} = V_s \left(1 + \frac{N_p}{N_r}\right) \tag{13-1}$$

donde N_p y N_r son el número de vueltas en los bobinados primario y de restablecimiento, respectivamente. La relación de vueltas de restablecimiento está relacionada con el ciclo de trabajo según la fórmula

Para un ciclo de trabajo $k = 0.8$, $N_p/N_r = 0.8/(1 - 0.8) = 4$ y el voltaje en circuito abierto se convierte en $V_{oc} = V_s(1 + 4) = 5V_s$. El voltaje en circuito abierto del transistor es mucho más alto que el voltaje de alimentación.

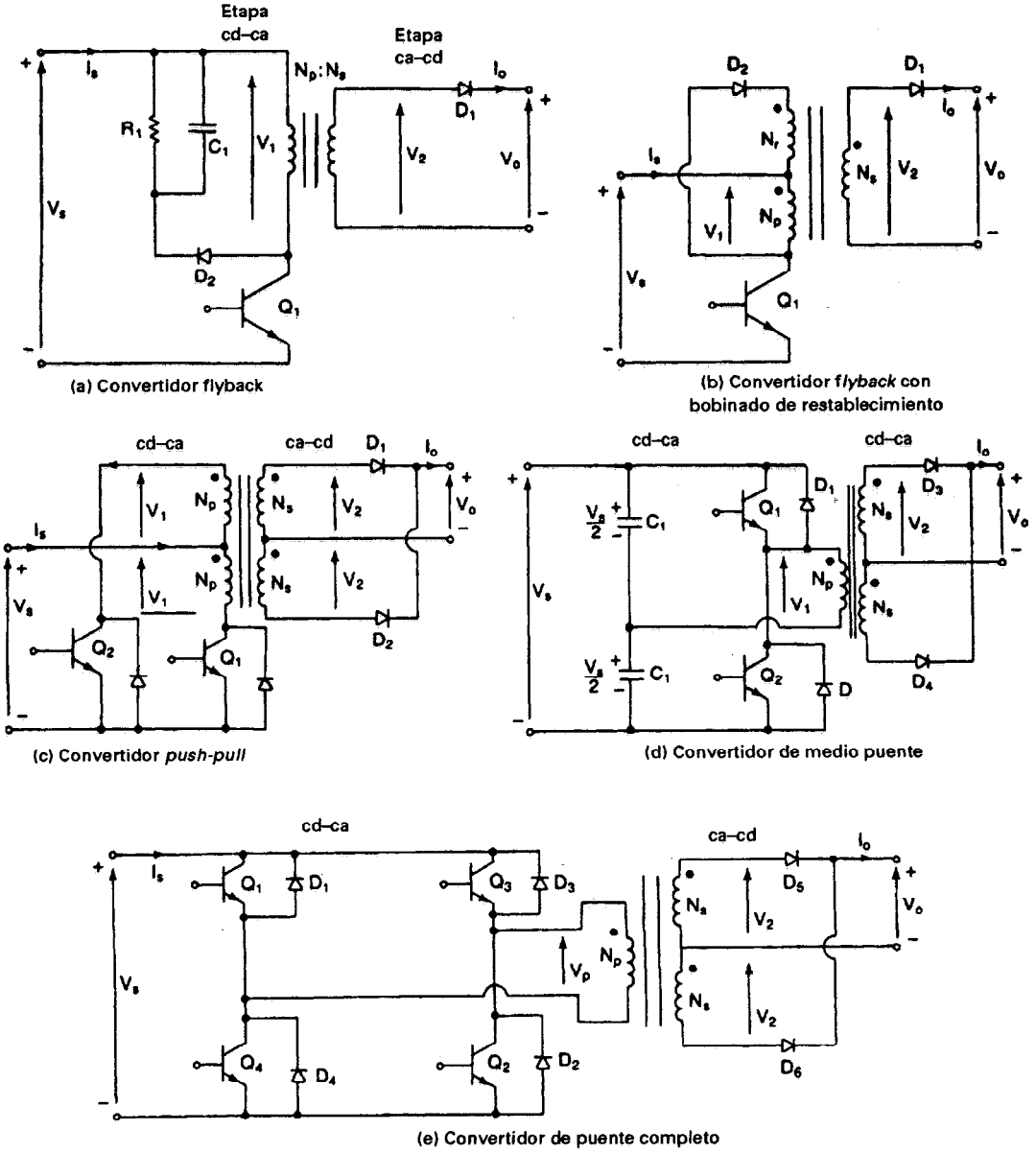


Figura 13-1 Configuraciones para las fuentes de poder de cd en modo conmutado.

La configuración *push-pull* o a contrafase aparece en la figura 13-1c. Cuando Q_1 se activa, V_s aparece a través de una mitad del primario. Cuando Q_2 se activa, V_s es aplicado a través de la otra mitad del transformador. El voltaje del bobinado primario oscila desde $-V_s$ hasta V_s. La corriente promedio a través del transformador debería en forma ideal ser cero. El voltaje promedio de salida es

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = aV_s \tag{13-3}$$

Los transistores Q_1 y Q_2 operan con un ciclo de trabajo del 50%. El voltaje en circuito abierto, es $V_{oc} = 2V_s$, la corriente promedio de un transistor, $I_A = I_s/2$ y la corriente pico del transistor, $I_p = I_s$. Dado que el voltaje en circuito abierto del transistor es dos veces el voltaje de suministro, esta configuración es adecuada para aplicaciones en bajo voltaje.

El circuito de medio puente aparece en la figura 13-1b. Cuando Q_1 está activo, $V_s/2$ aparece a través del primario del transformador. Cuando Q_2 está activo, aparece un voltaje inverso de valor $V_s/2$ a través del primario del transformador. El voltaje primario oscila desde $-V_s/2$ hasta $V_s/2$. El voltaje en circuito abierto del transistor es $V_{oc} = V_s$ y la corriente pico del transistor es $I_p = 2I_s$. La corriente promedio del transistor es $I_A = I_s$. En aplicaciones de alto voltaje, el circuito de medio puente es preferible al circuito en *push-pull*. Sin embargo, para aplicaciones en bajo voltaje, el circuito *push-pull* es preferible debido a las bajas corrientes de transistor. El voltaje promedio de salida es

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = 0.5aV_s \tag{13-4}$$

La disposición en puente completo aparece en la figura 13-1e. Cuando Q_1 y Q_2 están activos, V_s aparece a través del primario. Cuando Q_3 y Q_4 están activos, el voltaje primario se invierte a $-V_s$. El voltaje promedio de salida es

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = aV_s \tag{13-5}$$

El voltaje en circuito abierto del transistor es $V_{oc} = V_s$ y la corriente pico del transistor es $I_p = I_s$. La corriente promedio del transistor es sólo $I_A = I_s/2$. De todas las configuraciones, este circuito opera con los menores esfuerzos de voltaje y de corriente en los transistores, y es muy popular para aplicaciones de alta potencia por arriba de 750 W.

Ejemplo 13-1

El voltaje promedio (o de cd) de salida del circuito *push-pull* de la figura 13-1c es $V_o = 24$ V con una carga resistiva de $R = 0.8\ \Omega$. Las caídas de voltaje en estado activo de los transistores y diodos $V_t = 1.2$ V y $V_d = 0.7$ V, respectivamente. La relación de vueltas del transformador es $a = N_s/N_p = 0.25$. Determine (a) la corriente promedio de entrada I_s, (b) la eficiencia η, (c) la corriente promedio del transistor I_A, (d) la corriente pico del transistor I_p, (e) la corriente rms del transistor I_R y (f) el voltaje en circuito abierto del transistor V_{oc}. Desprecie las pérdidas del transformador, suponiendo que son despreciables la corriente de la componente ondulatoria de la carga y de la alimentación de entrada.

Solución $a = N_s/N_p = 0.25$ e $I_o = V_o/R = 24/0.8 = 30$ A.

(a) La potencia de salida $P_o = V_oI_o = 24 \times 30 = 720$ W. El voltaje secundario $V_2 = V_o + V_d = 24 + 0.7 = 24.7$ V. El voltaje primario $V_1 = V_2/a = 24.7/0.25 = 98.8$ V. El voltaje de entrada $V_s = V_1 + V_t = 98.8 + 1.2 = 100$ y la potencia de entrada es

$$P_i = V_sI_s = 1.2I_A + 1.2I_A + V_dI_o + P_o$$

Sustituyendo $I_A = I_s/2$ nos da

$$I_s(100 - 1.2) = 0.5 \times 30 + 720$$

$$I_s = \frac{735}{98.8} = 7.44 \text{ A}$$

(b) $P_I = V_s I_s = 100 \times 7.44 = 744$ W. La eficiencia $\eta = 720/744 = 96.7\%$.
(c) $I_A = I_s/2 = 7.44/2 = 3.72$ A.
(d) $I_p = I_s = 7.44$ A.
(e) $I_R = \sqrt{k}\, I_p = \sqrt{0.5} \times 7.44 = 5.26$ A.
(f) $V_{oc} = 2V_s = 2 \times 100 = 200$ V.

13-2.2 Fuentes de poder de cd resonantes

Si la variación del voltaje de salida de cd no es grande, se pueden utilizar inversores de pulso resonante. La frecuencia del inversor, que podría ser la misma que la frecuencia de resonancia, es muy alta, y el voltaje de salida del inversor es casi senoidal. Debido a la oscilación resonante, el núcleo del transformador siempre estará restablecido y no habrá problemas de saturación en cd. Las configuraciones de medio puente y puente completo de inversores resonantes aparecen en la figura 13-2. Debido a la alta frecuencia del inversor, los tamaños del transformador y del filtro de salida resultan reducidos.

Ejemplo 13-2

El voltaje promedio de salida del circuito de medio puente de la figura 13-2a es $V_o = 24$ V con una carga resistiva $R = 0.8\ \Omega$. El inversor opera a la frecuencia de resonancia. Los parámetros del circuito son $C_1 = C_2 = 1\ \mu$F, $L = 20\ \mu$H y $R = 0$. El voltaje de entrada en cd es $V_s = 100$ V. Las caídas de voltaje en estado activo de los transistores y diodos son despreciables. La relación de vueltas del transformador es $a = N_s/N_p = 0.25$. Determine (a) la corriente promedio de entrada I_s, (b) la corriente promedio del transistor I_A, (c) la corriente pico del transistor I_p, (d) la corriente rms del transistor I_R y (e) el voltaje en circuito abierto del transistor V_{oc}. Desprecie las pérdidas en el transformador y el efecto de la carga sobre la frecuencia resonante.

Solución $C_e = C_1 + C_2 = 2C$. La frecuencia resonante $\omega_r = 10^6/\sqrt{2 \times 20} = 158{,}113.8$ rad/s es decir $f_r = 25{,}164.6$ Hz, $a = N_s/N_p = 0.25$ e $I_o = V_o/R = 24/0.8 = 30$ A.

(a) La potencia de salida $P_o = V_o I_o = 24 \times 30 = 720$ W. De la ecuación (3-62), el voltaje rms del secundario $V_2 = \pi V_o/(2\sqrt{2}) = 1.1107 V_o = 26.66$ V. La corriente promedio de entrada $I_s = 720/100 = 7.2$ A.

(b) La corriente promedio del transistor $I_A = I_s = 7.2$ A.

(c) Para un pulso senoidal de corriente a través del transistor $I_A = I_p/\pi$ la corriente pico del transistor $I_p = 7.2\pi = 22.62$ A.

(d) Con un pulso senoidal de corriente con conducción a 180°, la corriente rms del transistor $I_R = I_p/2 = 11.31$ A.

(e) $V_{oc} = V_s = 100$ V.

13-2.3 Fuentes de poder bidireccionales

En algunas aplicaciones, como la carga y descarga de baterías, resulta deseable tener capacidad bidireccional de flujo de potencia. En la figura 13-3 se muestra una fuente de poder bidireccional. La dirección de flujo de potencia dependerá de los valores V_o, V_s y de la relación de las

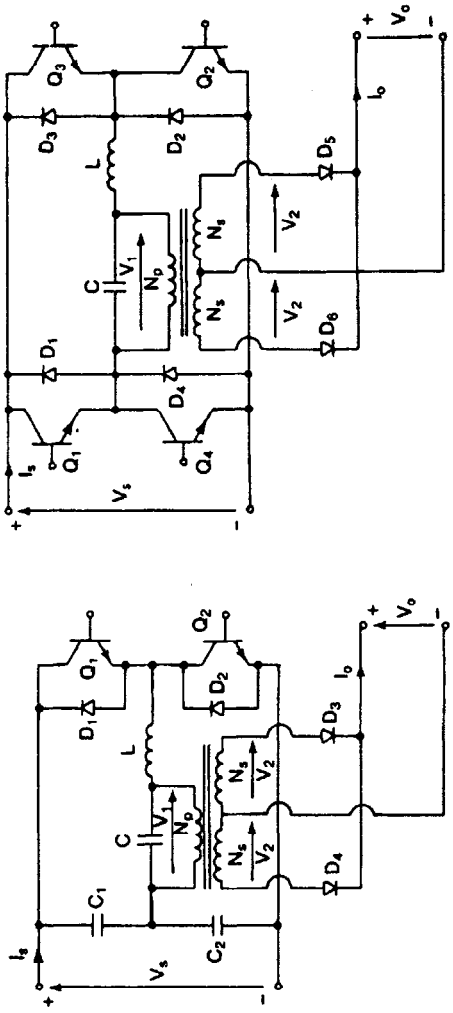


Figura 13-2 Configuraciones para fuentes de poder de cd resonantes.

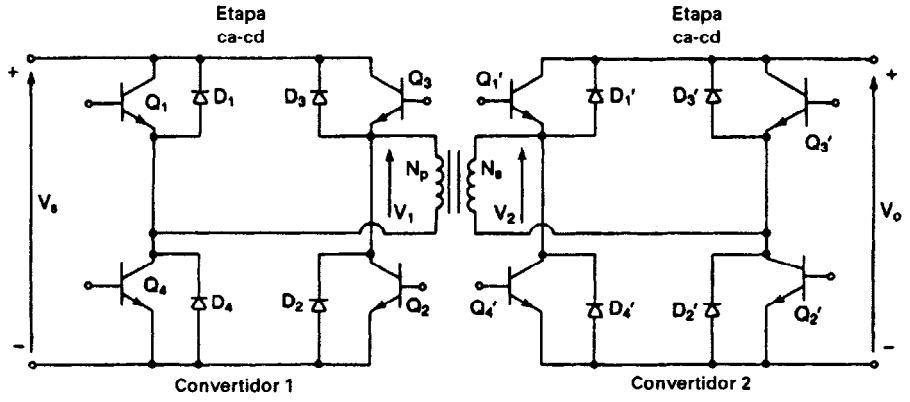


Figura 13-3 Fuentes de poder de cd bidireccionales.

vueltas ($a = N_s/N_p$). Para un flujo de potencia de la fuente a la carga, el inversor opera en modo de inversión si

$$V_o < aV_s \tag{13-6}$$

Para un flujo de potencia de la carga a la entrada, el inversor opera como rectificador si

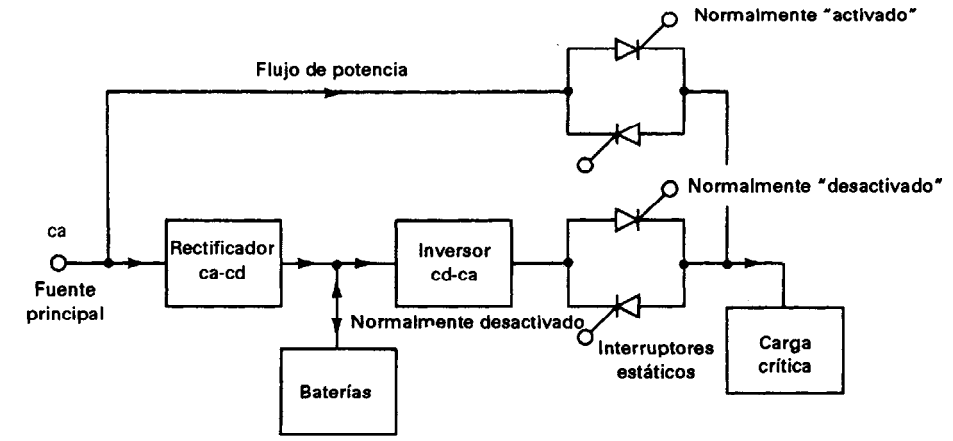
$$V_o > aV_s \tag{13-7}$$

Los convertidores bidireccionales permiten que la corriente inductiva fluya en cualquier dirección por lo que el flujo de corriente se hace continuo.

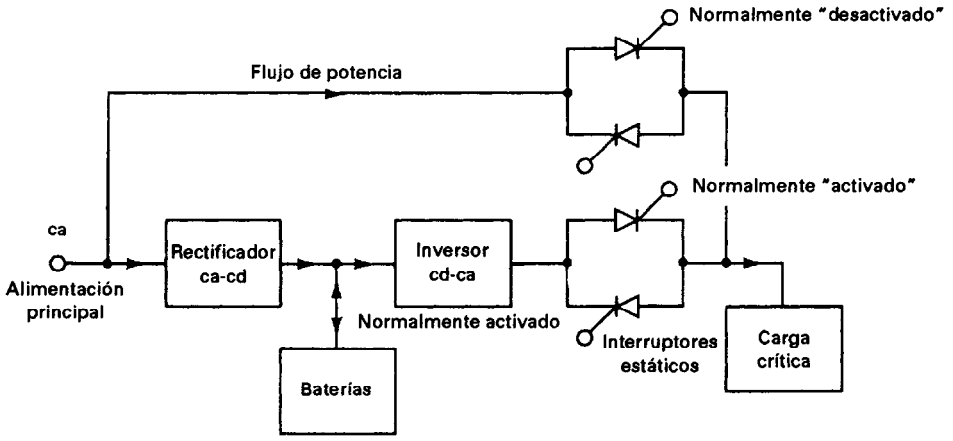
13-3 FUENTES DE PODER DE CA

Las fuentes de poder de ca se utilizan por lo común como fuentes alternas para cargas críticas y en aplicaciones en las que las alimentaciones normales de ca no están disponibles. Las fuentes de poder alternas también se conocen como sistemas de fuentes de poder ininterrumpibles (UPS). Las dos configuraciones utilizadas comúnmente en UPS se muestran en la figura 13-4. La carga de la configuración de la figura 13-4a está normalmente alimentada desde la fuente principal de ca y el rectificador mantiene la carga completa en la batería. Si la alimentación falla, la carga se conmuta a la salida del inversor, que a continuación se hace cargo del suministro principal. Esta configuración requiere cortar el circuito en forma momentánea, y la transferencia mediante un interruptor de estado sólido por lo general toma de 4 a 5 μs. La conmutación mediante un contactor mecánico podría tomar de 30 a 50 μs. El inversor opera únicamente durante el tiempo en que existe la falla de la alimentación.

El inversor de la configuración de la figura 13-4b opera en forma continua y su salida está conectada con la carga. No es necesario desconectar la alimentación en caso de una falla de la fuente. El rectificador alimenta al inversor y mantiene la carga en la batería de respaldo. El inversor puede utilizarse para condicionar la alimentación a la carga, a fin de proteger la carga de los transitorios en la alimentación principal, y de mantener la frecuencia de la carga en el valor deseado. En caso de una falla del inversor, la carga se transfiere a la alimentación principal.



(a) Carga normalmente conectada a la fuente principal de ca



(b) Carga normalmente conectada al inversor

Figura 13-4 Configuraciones de UPS.

La batería de respaldo por lo general es del tipo de níquel–cadmio o plomo–ácido. Una batería de níquel–cadmio es preferible a la de plomo–ácido, dado que el electrolito de una batería de níquel–cadmio no es corrosivo y no emite gases explosivos. Tiene una vida más larga debido a su capacidad de soportar el sobrecalentamiento o la descarga. Sin embargo, su costo es por lo menos tres veces el de una batería de plomo–ácido. Un arreglo alterno de un sistema UPS aparece en la figura 13-5; está formado de una batería, un inversor y un interruptor estático. En caso de una falla en la energía, la batería alimenta al inversor. Cuando la alimentación principal está activa, el inversor opera como rectificador y carga la batería. En este arreglo, el inversor tiene que operar a la frecuencia fundamental de salida. En consecuencia, no se utiliza la capacidad de alta frecuencia del inversor para reducir el tamaño del transformador. En forma similar a las fuentes de poder en cd, las fuentes de poder en ca se pueden categorizar en tres tipos:

1. Fuentes de poder de ca en modo interrumpido
2. Fuentes de poder de ca resonantes
3. Fuentes de poder de ca bidireccionales

13-3.1 Fuentes de poder de ca en modo interrumpido

El tamaño del transformador de la figura 13-5 puede reducirse mediante la adición de un enlace de alta frecuencia de cd tal y como se muestra en la figura 13-6. Existen dos inversores. El inversor del lado de la entrada opera con un control PWM a muy alta frecuencia, a fin de reducir el ta-

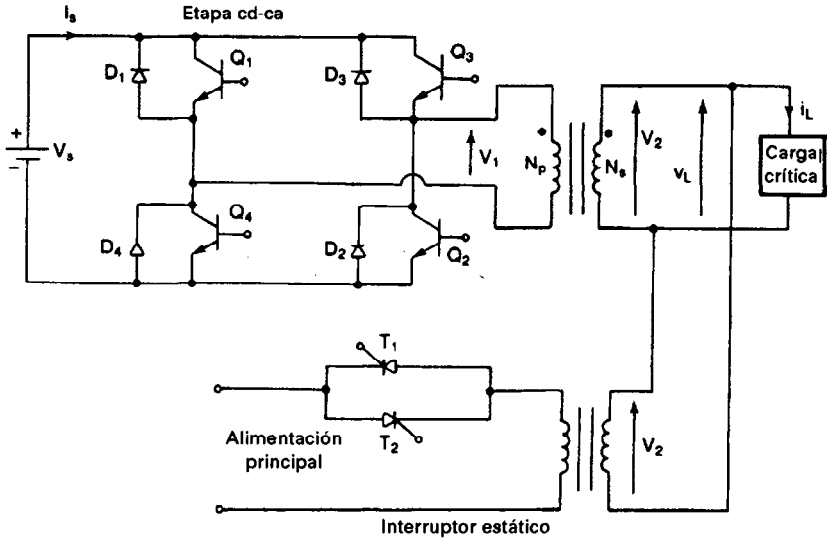


Figura 13-5 Disposición de sistemas UPS.

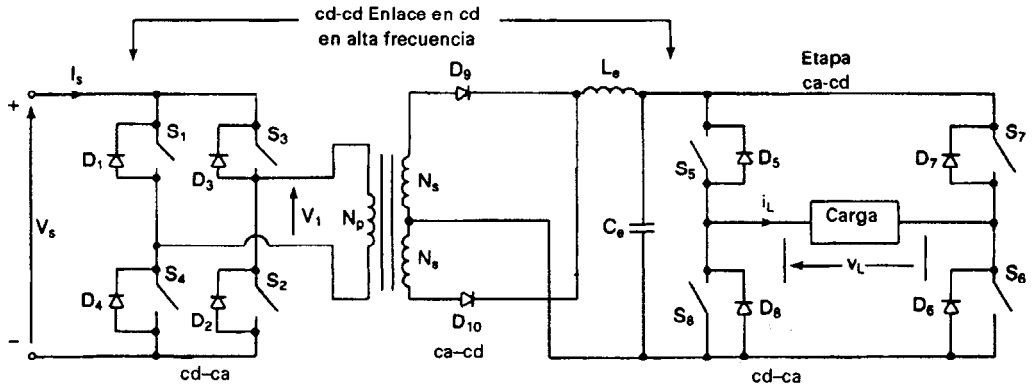


Figura 13-6 Fuentes de poder de ca en modo ininterrumpido.

maño del transformador y del filtro de cd en la entrada del inversor del lado de la salida. El inversor del lado de la salida opera a la frecuencia de salida.

13-3.2 Fuentes de poder de ca resonantes

El inversor de la etapa de entrada de la figura 13-6 puede ser reemplazado por un inversor resonante tal y como aparece en la figura 13-7. El inversor del lado de la salida opera con un control PWM a la frecuencia de salida.

13-3.3 Fuentes de poder de ca bidireccionales

Se pueden combinar el rectificador con diodo y el inversor de salida mediante un ciclo convertidor con interruptores bidireccionales como se muestra en la figura 13-8. El ciclo convertidor convierte la ca de alta frecuencia a ca de baja frecuencia. El flujo de potencia se puede controlar en cualquier dirección.

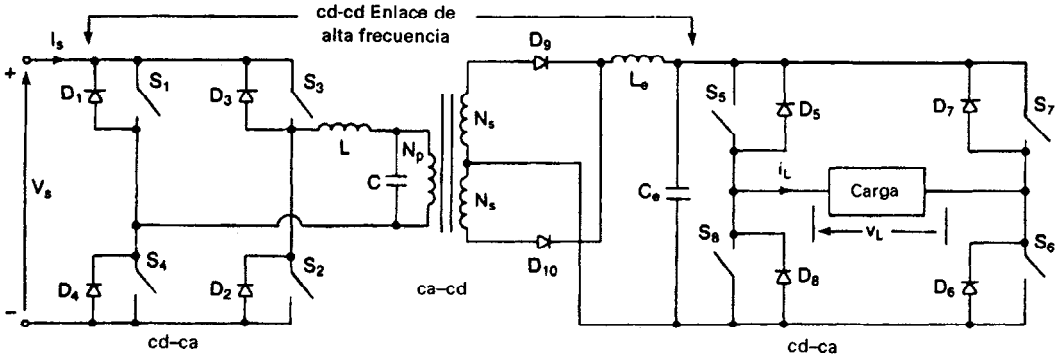


Figura 13-7 Fuentes de poder de ca resonante.

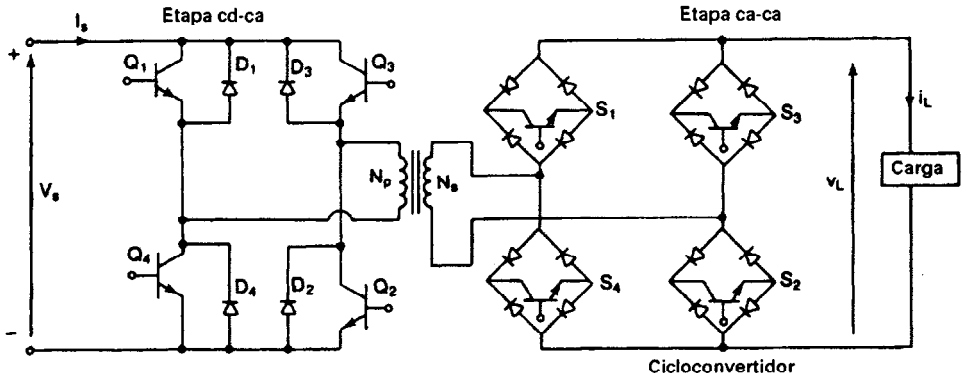


Figura 13-8 Fuentes de poder de ca bidireccionales.

Ejemplo 13-3

La resistencia de la carga de la fuente de poder de ca de la figura 13-6 es $R = 2.5\ \Omega$. El voltaje de cd de salida es $V_s = 100$ V. El inversor de entrada opera en una frecuencia de 20 kHz con un pulso por cada medio ciclo. Las caídas de voltaje activas de los interruptores de transistor así como los diodos son despreciables. La relación de vueltas del transformador es $a = N_s/N_p = 0.5$. El inversor de salida opera con un PWM uniforme de 4 pulsos por medio ciclo. El ancho de cada pulso es $\delta = 18°$. Determine la corriente rms de la carga. El voltaje de la componente ondulatoria de la salida del rectificador es despreciable. Desprecie las pérdidas en el transformador así como el efecto de la carga en la frecuencia de la resonancia.

Solución El voltaje rms de salida del inversor de entrada es $V_1 = V_s = 100$ V. El voltaje rms del secundario del transformador $V_2 = aV_1 = 0.5 \times 100 = 50$ V. El voltaje en cd del rectificador, $V_o = V_2 = 50$ V. Con el ancho de pulso $\delta = 18°$, la ecuación (10-26) proporciona el voltaje rms de la carga $V_L = V_o\sqrt{(p\delta/\pi)} = 50\sqrt{4 \times 10/180} = 31.6$ V. La corriente rms de la carga $I_L = V_L/R = 31.6/2.5 = 12.64$ A.

13-4 CONVERSIONES MULTIETAPAS

Si la entrada es una fuente de ca, se requerirá de un rectificador de etapa de entrada tal y como se muestra en la figura 13-9, existen cuatro conversiones: ca–cd–ca–cd–ca. El rectificador y el par inversor pueden ser reemplazados por un convertidor con interruptores de ca bidireccionales tal y como se muestra en la figura 13-10. Las funciones de conmutación de este convertidor se pueden sintetizar para combinar las funciones del rectificador y del inversor. Este circuito, que convierte directamente ca–ca, se llama ciclo convertidor de conmutación forzada [3]. Las conversiones ca–cd–ca–cd–ca de la figura 13-9 pueden llevarse a cabo por dos ciclos convertidores de conmutación forzada tal y como se muestra en la figura 13-10.

13-5 CONDICIONAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA

Los rectificadores de diodos son los circuitos que se utilizan con más frecuencia para las aplicaciones en que la entrada es la alimentación de ca (por ejemplo, en computadoras, telecomunicaciones, iluminación fluorescente y aire acondicionado). El factor de potencia de los rectificadores con diodo con una carga resistiva puede ser tan alto como 0.9 y es menor con una carga reactiva.

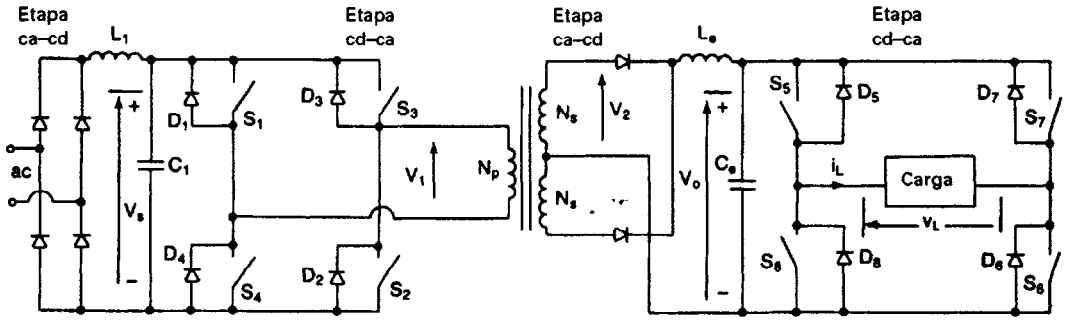


Figura 13-9 Conversiones en multietapas.

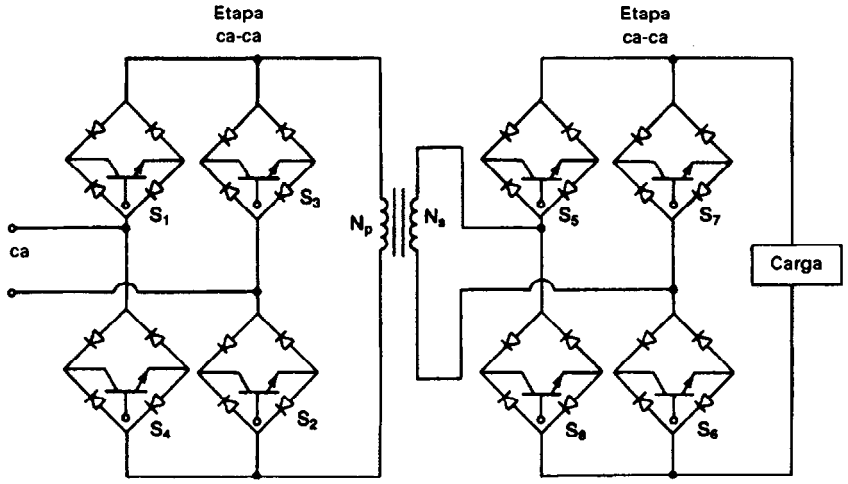


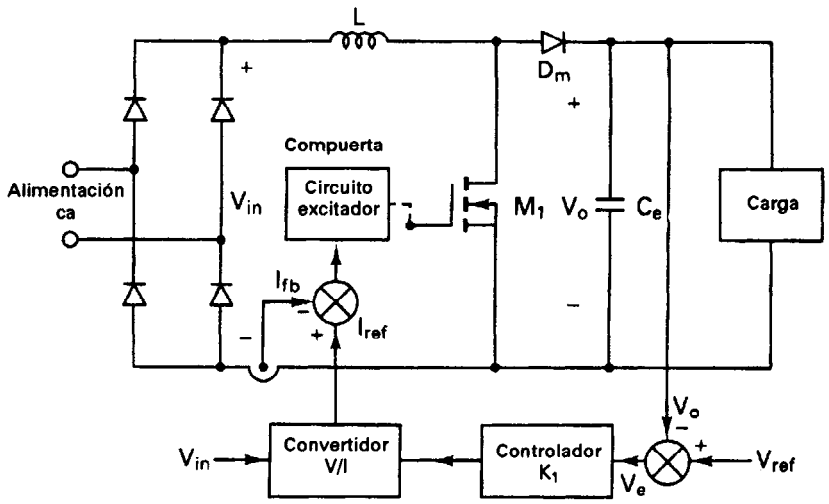
Figura 13-10 Cicloconvertidores con interruptores bilaterales.

Con la ayuda de técnicas modernas de control, la corriente de entrada de los rectificadores puede hacerse senoidal y en fase con el voltaje de entrada, teniendo por lo tanto un factor de potencia de entrada de aproximadamente la unidad. Un circuito de factor de potencia unitario que combina un rectificador de puente completo y un pulsador elevador se muestra en la figura 13-11a. La corriente de entrada del pulsador está controlada para seguir la forma de onda totalmente rectificada del voltaje senoidal de entrada mediante el control PWM [7,8]. Las señales de control PWM pueden ser generadas utilizando la técnica de histéresis bang-bang (BBH), similar a la modulación delta de la figura 10-27. Esta técnica, que se muestra en la figura 13-11b, tiene la ventaja de proporcionar un control instantáneo de la corriente, resultando en una rápida respuesta. Sin embargo, la frecuencia de conmutación no es constante y varía sobre un amplio rango durante cada medio ciclo del voltaje de entrada en ca. La frecuencia también es sensible a los valores de los componentes del circuito.

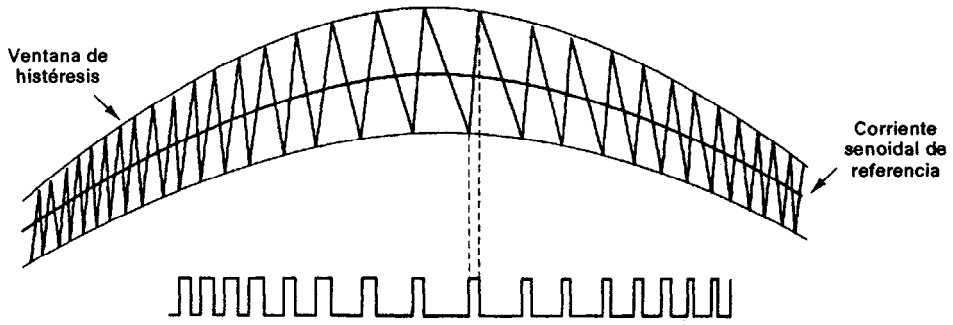
La frecuencia de conmutación se puede mantener constante mediante la corriente de referencia I_{ref} y la corriente de retroalimentación I_{fb} promediada sobre un período de conmutación. Esto se muestra en la figura 13-11c. I_{ref} se compara con I_{fb}. Si $I_{ref} > I_{fb}$, el ciclo de trabajo es mayor del 50%. Cuando $I_{ref} = I_{fb}$, el ciclo de trabajo es el 50%. Cuando $I_{ref} < I_{fb}$, el ciclo de trabajo es menor del 50%. El error es obligado a conservarse entre el máximo y el mínimo de la forma de onda triangular por lo que la corriente del inductor sigue a la onda senoidal de referencia, que se sobrepone con una forma de onda triangular. La corriente de referencia I_{ref} está generada a partir del voltaje de error V_e (= $V_{ref} - V_o$) y el voltaje de entrada V_{in} al pulsador elevador.

13-6 CONSIDERACIONES MAGNETICAS

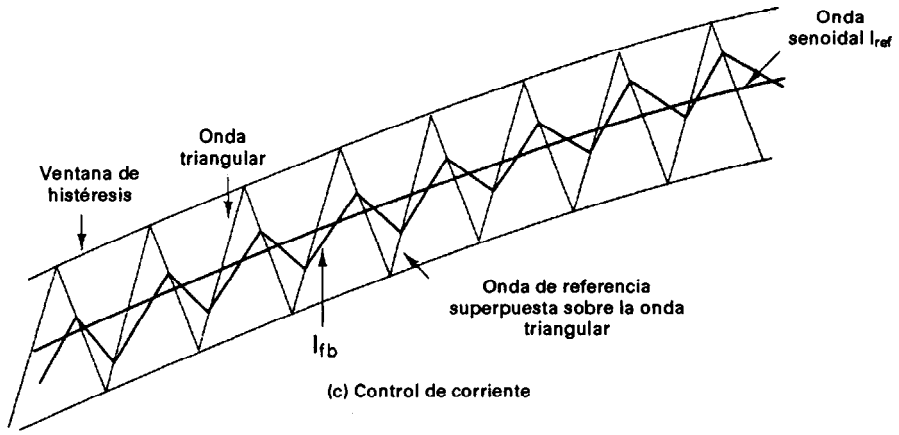
Si existe cualquier desequilibrio en cd, se puede saturar el núcleo del transformador, dando como resultado una corriente magnetizante alta. El núcleo ideal deberá exhibir una muy alta permeabilidad relativa en la región de operación normal y bajo condiciones de desequilibrio en cd, no deberá



(a) Disposición de circuito



(b) Señales de compuerta de control de corriente de histéresis bang-bang



(c) Control de corriente

Figura 13-11 Acondicionamiento del factor de potencia de rectificadores con diodos.

pasar a una fuerte saturación. Este problema de la saturación puede minimizarse teniendo dos regiones en el núcleo, una de baja permeabilidad y otra de alta. Se puede insertar un entre-hierro como se muestra en el toroide en la figura 13-12, donde la parte interna tiene una alta permeabilidad y la parte externa una relativamente baja. Bajo la operación normal, el flujo circula a través de la parte interna. En caso de saturación, el flujo debe de circular a través de la región externa, misma que tiene una permeabilidad más baja debido al entre-hierro, y el núcleo no entra en alta saturación. Se pueden combinar dos toroides uno con alta y otro con baja permeabilidad tal y como se muestra en la figura 13-12b.

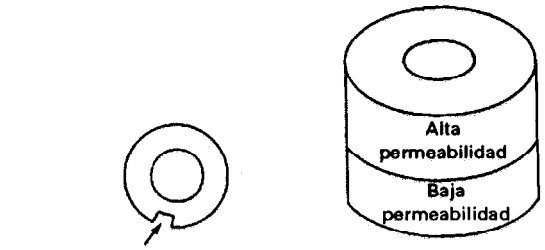


Figura 13-12 Núcleos con dos regiones de permeabilidad.

RESUMEN

Las fuentes de poder industriales son de dos tipos: fuentes de cd y fuentes de ca. En una conversión de una sola etapa, el transformador aislador tiene que operar a la frecuencia de salida. A fin de reducir el tamaño del transformador y cumplir con las especificaciones industriales, por lo general se requieren conversiones de multietapa. Existen varias topologías de fuentes de poder, dependiendo de los requisitos de potencia de salida y de la complejidad aceptable. Los convertidores, conmutadores o interruptores bidireccionales, que permiten el control del flujo de la energía en cualquier dirección, requieren de las síntesis de las funciones de conmutación a fin de obtener las formas de onda de salida deseadas.

REFERENCIAS

1. R. E. Hnatek, *Design of Solid-State Power Supplies*. Nueva York, Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.
2. S. Manias y P. D. Ziogas, "A novel sine wave in ac–dc converter with high frequency transformer isolation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. IE32, No. 4, 1985, pp. 430–438.
3. K. A. Haddad, T. Krishnan, y V. Rajagopaloan, "Dc to dc converters with high frequency ac link". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA22, No. 2, 1986, pp. 244–254.
4. P. D. Ziogas, S. I. Khan, y M. H. Rashid, "Analysis and design of cycloconverter structures with improved transfer characteristics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.* IE33, No. 3, 1986, pp. 271-280.
5. E. D. Weichman, P. D. Ziogas, y V. R. Stefanovic, "A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies". *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. IA21, No. 5, 1985, pp. 1226–1233.

6. *I.* J. Pitel, "Phase–modulated resonant power conversion techniques for high frequency link inverters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1985, pp. 1163-1172.
7. *M.* Kazerani, P. D. Ziogas, y *G. Joos, "A* novel active current waveshaping technique for solid-state input power factor conditioners". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE38, No. 1, 1991, pp. 72–78.
8. I. Takahashi, "Power factor improvements of a diode rectifier circuit by dither signals". *Conference Proceedings of the IEEE–IAS Annual Meeting*, Seattle, Wash., octubre 1990, pp. 1279–1294.

PREGUNTAS DE REPASO

13-1 ¿Cuáles son las especificaciones normales de las fuentes de poder?

13-2 ¿Cuáles son los tipos de fuentes de poder en general?

13-3 Nombre tres tipos de fuentes de poder de cd.

13-4 Nombre tres tipos de fuentes de poder de ca.

13-5 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de la conversión en una sola etapa?

13-6 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de las fuentes de poder en modo conmutado?

13-7 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de las fuentes de poder resonantes?

13-8 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de las fuentes de poder bidireccionales?

13-9 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los convertidores flyback?

13-10 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los convertidores push-pull?

13-11 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los convertidores de medio puente?

13-12 ¿Cuáles son las distintas configuraciones de las fuentes de poder en cd resonante?

13-13 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de las fuentes de poder de enlace en alta frecuencia?

13-14 ¿Cuál es la disposición general de los sistemas UPS?

13-15 ¿Cuáles son los problemas del núcleo del transformador?

13-16 ¿Cuál es el principio del condicionamiento del factor de potencia en los rectificadores con diodo?

PROBLEMAS

13-1 El voltaje de salida en cd del circuito push-pull de la figura 13-1c es V_o = 24 V con una carga resistiva R = 0.4 Ω. Las caídas de voltaje en activo de los transistores y diodos son V_t = 1.2 V y V_d = 0.7 V, respectivamente. La relación de vueltas del transformador, $a = N_s/N_p$ = 0.5. Determine **(a)** La corriente promedio de entrada I_s, **(b)** la eficiencia η, **(c)** la corriente promedio del transistor I_A, **(d)** la corriente pico del transistor I_p, **(e)** la corriente rms del transistor I_R, y **(f)** el voltaje en circuito abierto del transistor V_{oc}. Desprecie las pérdidas en el transformador, y las componentes ondulatorias de la carga y de la alimentación de entrada.

13-2 Repita el problema 13-1 para el circuito de la figura 13-1b, con k = 0.5.

13-3 Repita el problema 13-1 para el circuito de la figura 13-1b.

13-4 Repita el problema 13-4 para el circuito de la figura 13-1e.

13-5 El voltaje de salida en cd del circuito de medio puente de la figura 13-2a es V_o = 24 V con una resistencia de carga R = 0.8 Ω. El inversor opera a la frecuencia resonante. Los parámetros del circuito son $C_1 = C_2 = C$ = 2 μF, L = 5 μH y R = 0. El voltaje en cd de entrada, V_s = 50 V. Las caídas de voltaje en activo de los transistores y

diodos son despreciables. La relación de vueltas del transformador $a = N_s/N_p = 0.5$. Determine (a) la corriente promedio de entrada I_s, (b) la corriente promedio del transistor I_A, (c) la corriente pico del transistor I_p, (d) la corriente rms del transistor I_R y (e) el voltaje en circuito abierto del transistor V_{oc}. Desprecie las pérdidas en el transformador y el efecto de la carga sobre la frecuencia resonante.

13-6 Repita el problema 13-5 para el circuito de puente completo de la figura 13-2b.

13-7 La resistencia de la carga la potencia de ca suministrada en la figura 13-5 es $R = 1.5\ \Omega$. El voltaje en cd de entrada es $V_s = 24$ V. El inversor de entrada opera a una frecuencia de 400 Hz con un PWM uniforme de ocho pulsos por medio ciclo siendo el ancho de cada pulso $\delta = 20°$. Las caídas de voltaje en estado activo de los transistores y de los diodos son despreciables. La relación de vueltas del transformador, $a = N_s/N_p = 4$. Determine la corriente rms de la carga. Desprecie las pérdidas en el transformador y el efecto de la carga sobre la frecuencia resonante.

13-8 La resistencia de la carga de las alimentaciones de ca de la figura 13-6 es $R = 1.5\ \Omega$. El voltaje de entrada en cd $V_s = 24$ V. El inversor de entrada opera a una frecuencia de 20 kHz con un PWM uniforme de 4 pulsos por medio ciclo y con un ancho de cada pulso $\delta_i = 40°$. Las caídas de voltaje activas de los interruptores transistores y los diodos son despreciables. La relación de vueltas del transformador, $a = N_s/N_p = 0.5$. El inversor de salida opera con un PWM uniforme de ocho pulsos por medio ciclo siendo el ancho de cada pulso $\delta_0 = 20°$. Determine la corriente rms de la carga. El voltaje de la componente ondulatoria a la salida del rectificador es despreciable. Desprecie las pérdidas en el transformador y el efecto de la carga sobre la frecuencia resonante.

14

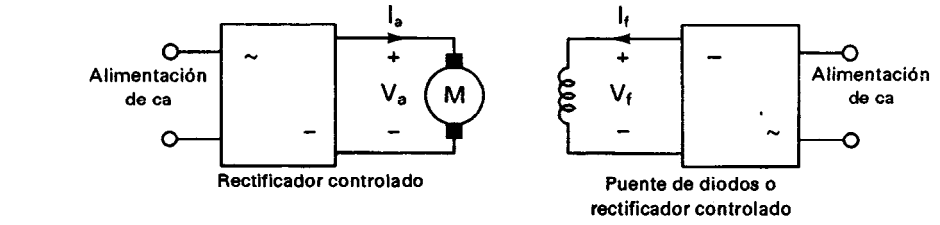
Propulsores de cd

14-1 INTRODUCCION

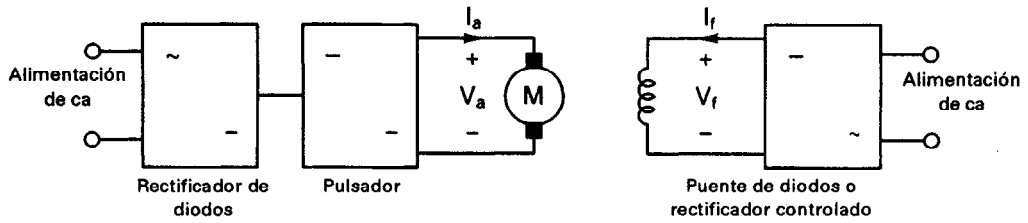
Los motores de corriente directa (cd) tienen características variables, su uso es extenso en los propulsores de velocidad variable. Los motores de cd pueden proporcionar un alto par motor de arranque y también permiten obtener control de la velocidad en un amplio rango. Los métodos de control de la velocidad, por lo general son más simples y menos costosos que los de los propulsores de ca. Los motores de cd juegan un papel significativo en las propulsiones industriales modernas. Tanto los motores de cd excitados en serie como los de excitación independiente se utilizan normalmente en propulsores de velocidad variable, aunque tradicionalmente los motores en serie se han utilizado para aplicaciones de tracción. Debido a los conmutadores, los motores de cd no son adecuados para las aplicaciones de muy alta velocidad y requieren más mantenimiento que los motores de ca. Con los recientes adelantos en la conversión de energía, las técnicas de control y las microcomputadoras, las propulsiones motoras de ca se vuelven cada vez más competitivas en relación con las propulsiones motoras de cd. Aunque la tendencia futura mira hacia las propulsiones de ca, las propulsiones de cd se utilizan actualmente en muchas industrias. Tal vez pasen unas cuantas décadas antes de que las propulsiones de cd sean totalmente reemplazadas por las propulsiones de ca.

Los rectificadores controlados proporcionan un voltaje de salida de cd variable a partir de un voltaje fijo de ca, en tanto que los pulsadores pueden entregar un voltaje de cd variable a partir de un voltaje de cd fijo. Debido a su capacidad para suministrar un voltaje de cd continuamente variable, los rectificadores controlados y los pulsadores de cd causaron una revolución en el equipo moderno de control industrial y en las propulsiones de velocidad variable, con niveles de potencia que van desde fracciones de caballos de fuerza hasta varios megavatios. Por lo general, los rectificadores controlados se utilizan para controlar la velocidad de los motores de cd tal y como se muestra en la figura 14-1a. Una forma alterna sería un rectificador de diodos seguido por un pulsador, como el que se muestra en la figura 14-1b. Los propulsores de cd se pueden clasificar, en general, en tres tipos:

1. Propulsores monofásicos
2. Propulsores trifásicos
3. Propulsores pulsados



(a) Propulsión alimentada por rectificador controlado



(b) Propulsión alimentada por pulsador

Figura 14-1 Propulsores alimentados por rectificadores controlados y pulsadores.

14-2 CARACTERISTICAS BASICAS DE LOS MOTORES DE CD

El circuito equivalente de un motor de cd de excitación independiente o separada se muestra en la figura 14-2. Cuando un motor de excitación independiente es excitado mediante una corriente del campo i_f y en el circuito de la armadura fluye una corriente de la armadura i_a, el motor desarrolla una fuerza contraelectromotriz y un par motor a una velocidad determinada, para equilibrar el par motor de la carga. La corriente del campo i_f de un motor de excitación separada es independiente de la corriente de la armadura i_a, por lo que cualquier modificación en la corriente de la armadura no tiene efecto sobre la corriente del campo. La corriente del campo, por lo general, es mucho menor que la corriente de la armadura.

Las ecuaciones que describen las características de un motor de excitación independiente pueden determinarse a partir de la figura 14-2. La corriente instantánea del campo i_f se describe como

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

La corriente instantánea de la armadura se puede determinar a partir de

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g$$

La fuerza contraelectromotriz del motor, que también se conoce como *voltaje de velocidad*, se expresa como

$$e_g = K_v \omega i_f$$

El par desarrollado por el motor es

$$T_d = K_t i_f i_a$$

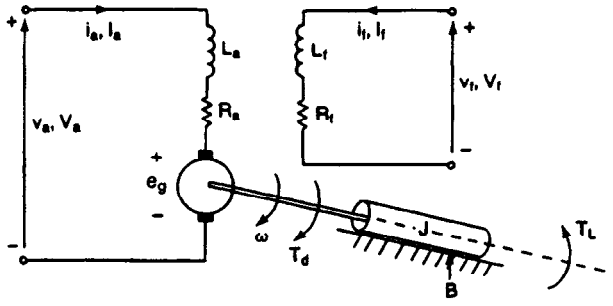


Figura 14-2 Circuito equivalente para motores de cd con excitación independiente.

El par motor desarrollado deberá ser igual al par motor de la carga:

$$T_d = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L$$

donde ω = velocidad del motor, rad/s
B = constante de la fricción viscosa, N·m/rad/s
K_v = constante de voltaje, V/A-rad/s
K_t = K_v = constante del par motor
L_a = inductancia del circuito de armadura, H
L_f = inductancia del circuito del campo, H
R_a = resistencia del circuito de la armadura, Ω
R_f = resistencia del circuito del campo, Ω
T_L = par motor de la carga, N·m

Bajo condiciones de régimen permanente, las derivadas de tiempo de estas ecuaciones son cero y las cantidades promedio son

$$V_f = R_f I_f \tag{14-1}$$

$$E_g = K_v \omega I_f \tag{14-2}$$

$$V_a = R_a I_a + E_g$$

$$= R_a I_a + K_v \omega I_f \tag{14-3}$$

$$T_d = K_t I_f I_a \tag{14-4}$$

$$= B\omega + T_L \tag{14-5}$$

La potencia desarrollada es

$$P_d = T_d \omega \tag{14-6}$$

La relación entre la corriente del campo I_f y la fuerza contraelectromotriz E_g no es lineal debido a la saturación magnética. La relación, que se muestra en la figura 14-3, se conoce como *característica de magnetización* del motor. A partir de la ecuación 14-3, la velocidad del motor de

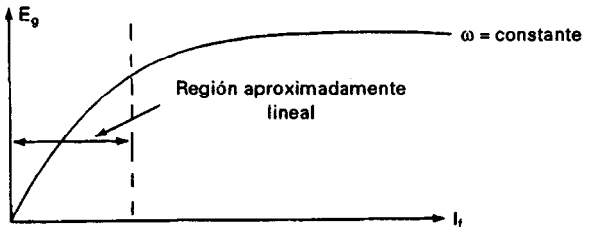


Figura 14-3 Característica de magnetización.

excitación separada se puede determinar a partir de

$$\omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K_v I_f} = \frac{V_a - R_a I_a}{K_v V_f / R_f} \tag{14-7}$$

Podemos observar de la ecuación (14-7) que la velocidad del motor puede variar mediante (1) el control del voltaje de la armadura, V_a, que se conoce como *control de voltaje*; (2) el control de la corriente del campo, I_f, conocido como *control del campo*; o (3) la demanda del par motor, que corresponde a una corriente de armadura, I_a, para una corriente fija del campo, I_f. La velocidad, que corresponde al voltaje especificado de la armadura, a la corriente especificada del campo y a la corriente especificada de la armadura, es conocida como *velocidad base*.

En la práctica, para una velocidad menor que la velocidad base, la corriente de la armadura y la corriente del campo se mantienen constantes, a fin de hacer frente a la demanda del par motor, y a fin de controlar la velocidad se varía el voltaje de la armadura, V_a. Para velocidades mayores que la velocidad base, el voltaje de la armadura se mantiene en el voltaje especificado, y a fin de controlar la velocidad se varía la corriente del campo. Sin embargo, la potencia desarrollada por el motor (= par motor × velocidad) se conserva constante. La figura 14-4 muestra las características del par motor, la potencia, la corriente de la armadura y la corriente del campo en función de la velocidad.

El campo de un motor de cd se puede conectar en serie con el circuito de la armadura, tal y como se muestra en la figura 14-5; este tipo de motor se conoce como un *motor serie*. El circuito del campo se diseña de tal forma que pueda conducir la corriente de la armadura. Las cantidades promedio en régimen permanente son

$$E_g = K_v \omega I_a \tag{14-8}$$

$$V_a = (R_a + R_f) I_a + E_g \tag{14-9}$$

$$= (R_a + R_f) I_a + K_v \omega I_f \tag{14-10}$$

$$T_d = K_t I_a I_f \tag{14-11}$$

$$= B\omega + T_L$$

A partir de la ecuación (14-10) se puede determinar la velocidad de un motor en serie:

$$\omega = \frac{V_a - (R_a + R_f) I_a}{K_v I_a} \tag{14-12}$$

La velocidad puede variarse controlando (1) el voltaje de la armadura, V_a, o (2) la corriente de la armadura, que es una medida de la demanda del par motor. La ecuación (14-11) indica que un

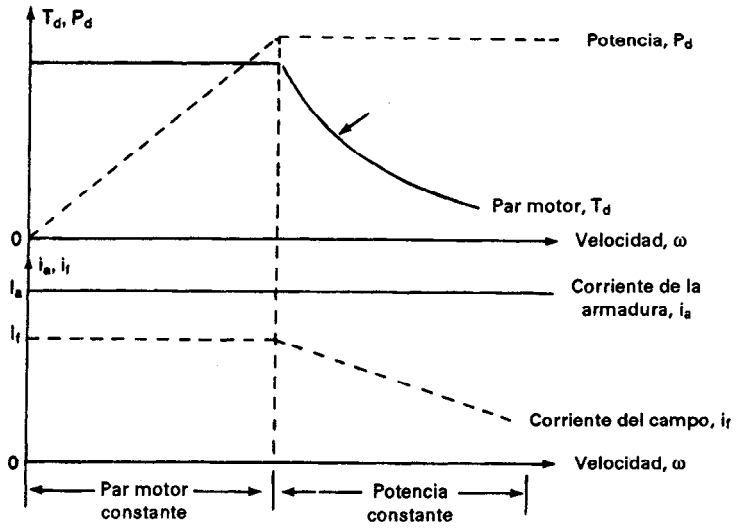


Figura 14-4 Característica de los motores con excitación independiente.

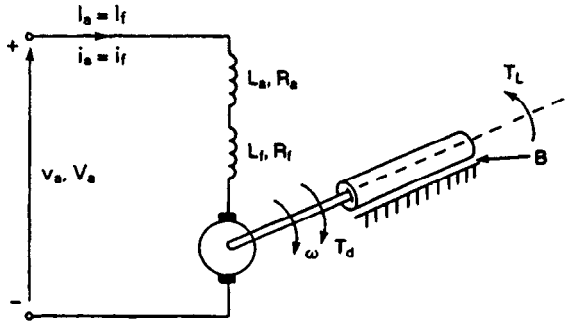


Figura 14-5 Circuito equivalente de los motores serie.

motor serie puede proporcionar un par motor alto, especialmente en el arranque; por esta razón, los motores serie son comúnmente utilizados en aplicaciones de tracción.

Para una velocidad hasta la velocidad base, el voltaje de la armadura se varía manteniendo constante el par motor. Una vez aplicado el voltaje de especificación de la armadura, la relación velocidad-par motor sigue la característica natural del motor, y la potencia (= par motor × velocidad) se conserva constante. Conforme la demanda de par motor se reduce, aumenta la velocidad. A una carga muy baja, la velocidad puede resultar muy alta por lo que no es aconsejable operar sin carga un motor serie de cd. La figura 14-6 muestra las características de los motores serie.

Ejemplo 14-1

Un motor de cd de excitación independiente de 15 hp 220-V 2000-rpm controla una carga que requiere de un par motor T_L = 45 N·m a una velocidad de 1200 rpm. La resistencia del circuito

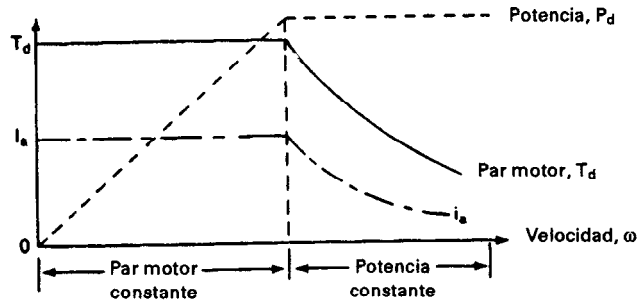


Figura 14-6 Características de los motores serie de cd.

del campo es $R_f = 147\ \Omega$, la resistencia del circuito de la armadura es $R_a = 0.25\ \Omega$, y la constante de voltaje del motor es $K_v = 0.7032$ V/A-rad/s. El voltaje del campo $V_f = 220$ V. La fricción viscosa, así como las pérdidas en vacío son despreciables. Se puede suponer que la corriente de la armadura es continua y libre de componentes ondulatorias. Determine (a) la fuerza contraelectromotriz E_g, (b) el voltaje requerido de la armadura V_a, y (c) la corriente especificada de la armadura del motor.

Solución $R_f = 147\ \Omega$, $R_a = 0.25\ \Omega$, $K_v = K_t = 0.7032$ V/A-rad/s, $V_f = 220$ V, $T_d = T_L = 45$ N·m, $\omega = 1200\ \pi/30 = 125.66$ rad/s, e $I_f = 220/147 = 1.497$ A.

(a) De la ecuación (14-4), $I_a = 45/(0.7032 \times 1.497) = 42.75$ A. De la ecuación (14-2), $E_g = 0.7032 \times 125.66 \times 1.497 = 132.28$ V.

(b) De la ecuación (14-3), $V_a = 0.25 \times 42.75 + 132.28 = 142.97$ V.

(c) Dado que 1 hp es igual a 746 W, $I_{\text{especificado}} = 15 \times 746/220 = 50.87$ A.

14-3 MODOS DE OPERACION

En las aplicaciones de velocidad variable, un motor de cd puede operarse en uno o más modos: como motor, como freno regenerativo, como freno dinámico, como freno invirtiendo rotación y en cuatro cuadrantes.

Como motor. Las disposiciones para el modo de operación como motor se muestran en la figura 14-7a. La fuerza contraelectromotriz E_g es menor que el voltaje de alimentación V_a. Tanto la corriente de la armadura como la del campo son positivas. El motor desarrolla un par motor para cumplir con la demanda de la carga.

Frenado regenerativo. La disposición para el frenado regenerativo se muestra en la figura 14-7b. El motor actúa como un generador y desarrolla un voltaje inducido E_g. E_g debe ser mayor que el voltaje de alimentación V_a. La corriente de la armadura es negativa, pero la corriente del campo es positiva. La energía cinética del motor es devuelta a la alimentación. Un motor serie es por lo general conectado en forma de generador autoexcitado. Para la autoexcitación, es necesario que la corriente del campo ayude al flujo residual. Esto se obtiene normalmente mediante la inversión de las terminales de la armadura o las terminales del campo.

Frenado dinámico. Las disposiciones mostradas en la figura 14-7c son similares a las del frenado regenerativo, excepto porque el voltaje de alimentación V_a es reemplazado por una resistencia de frenado R_b. La energía cinética del motor se disipa en R_b.

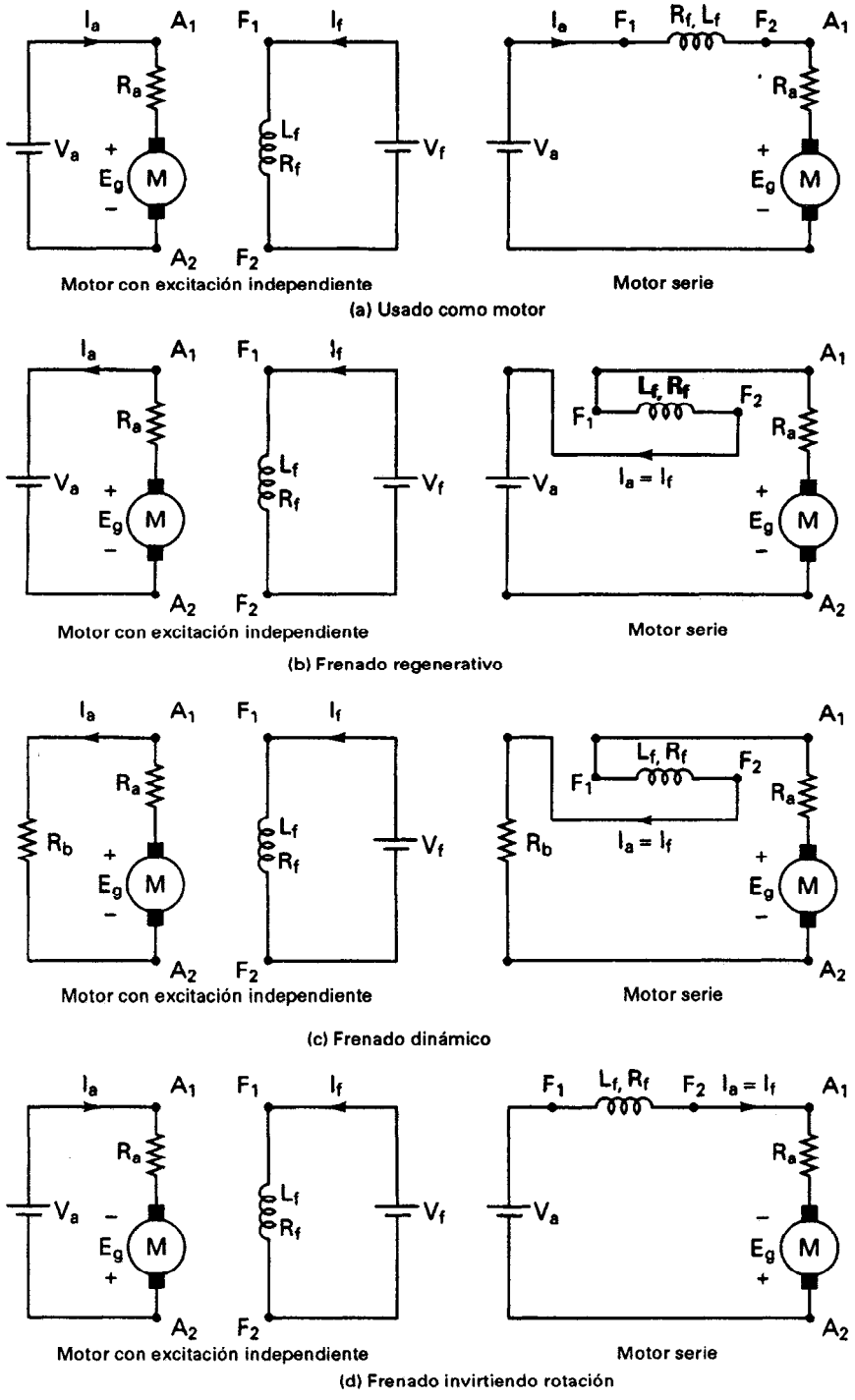


Figura 14-7 Modos de operación.

Frenado invirtiendo rotación. Las conexiones para el frenado invirtiendo rotación se muestran en la figura 14-7d. Las terminales de la armadura se invierten durante la operación. El voltaje de la alimentación V_a y el voltaje inductivo E_g actúan en la misma dirección. La corriente de la armadura se invierte, y produce por lo tanto un par motor de frenado. La corriente del campo es positiva. En el caso de un motor serie, deberán invertirse las terminales de la armadura o las del campo, pero no ambas.

Cuatro cuadrantes. En la figura 14-8 se muestran las polaridades del voltaje de alimentación V_a, de la fuerza contraelectromotriz E_g y de la corriente de la armadura I_a para un motor de excitación independiente. Como motor hacia adelante (cuadrante I), V_a, E_g e I_a son todos positivos. También son positivos en este cuadrante el par motor y la velocidad.

Durante el frenado directo o hacia adelante (cuadrante II) el motor opera en dirección directa y la fuerza contraelectromotriz inducida E_g permanecerá positiva. Para que el par motor sea negativo y se invierta la dirección del flujo de energía, la corriente de la armadura deberá ser negativa. El voltaje de alimentación V_a debe conservarse inferior a E_g.

Como motor en reversa (cuadrante III), V_a, E_g e I_a son todos negativos. En este cuadrante también el par motor y la velocidad son negativos. Para conservar negativo el par motor y el flujo de energía de la fuente al motor, la fuerza contraelectromotriz E_g debe satisfacer la condición $|V_a| > |E_g|$. Se puede invertir la polaridad de E_g si se modifica la dirección de la corriente del campo o se invierten las terminales de la armadura.

Durante el frenado en reversa (cuadrante IV), el motor gira en dirección inversa. V_a y E_g permanecen negativos. Para que el par motor sea positivo y la energía fluya del motor a la fuente, la corriente de la armadura debe ser positiva. La fuerza contraelectromotriz inducida E_g debe satisfacer la condición $|V_a| < |E_g|$.

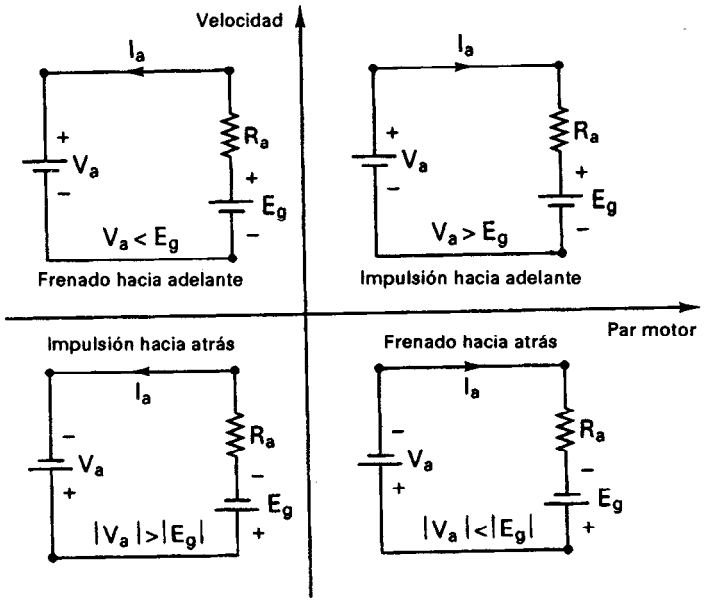


Figura 14-8 Condiciones para los cuatro cuadrantes.

Si el circuito de la armadura de cd se conecta a la salida del rectificador monofásico controlado, se puede variar el voltaje de la armadura variando el ángulo de retraso del convertidor, α_a. Los convertidores ca-cd de conmutación forzada también pueden ser utilizarse para mejorar el factor de potencia y reducir las armónicas. El arreglo del circuito básico para un motor de excitación independiente alimentado por un convertidor monofásico aparece en la figura 14-9. En un ángulo pequeño de retraso, la corriente de la armadura puede resultar discontinua, y esto incrementaría las pérdidas en el motor. Por lo común, se conecta un inductor suavizador, L_m, en serie con el circuito de la armadura, a fin de reducir la corriente de la componente ondulatoria a una magnitud aceptable. También al circuito del campo se le aplica un convertidor, a fin de controlar la corriente del campo, variando el ángulo de retraso, α_f. Para la operación del motor en un modo específico, a menudo resulta necesario usar contactores para la inversión del circuito de la armadura, tal y como se muestra en la figura 14-10a, o del circuito del campo, como se muestra en la figura 14-10b. A fin de evitar transitorios inductivos de voltaje, la inversión del campo de la armadura se lleva a cabo a una corriente de la armadura cero. El ángulo de retraso (o de disparo) por lo general se ajusta a fin de conseguir una corriente cero; además es común introducir un tiempo muerto de 2 a 10 ms para asegurar que la corriente de la armadura se convierta en cero. Debido a la constante de tiempo del bobinado del campo relativamente grande, la inversión del campo toma un tiempo mayor. Se puede utilizar un convertidor de medio puente o de puente completo a fin de variar el voltaje del campo. Pero es preferible un convertidor completo. Debido a la capacidad de inversión de voltaje, un convertidor completo puede reducir la corriente del campo mucho más rápido que un semiconvertidor. Dependiendo del tipo de convertidor monofásico, los propulsores monofásicos pueden subdividirse en:

1. Propulsores de convertidor de media onda monofásicos
2. Propulsores de semiconvertidor monofásico
3. Propulsores de convertidor completo monofásico
4. Propulsores de convertidor dual monofásico

14-4.1 Propulsores de convertidor de media onda monofásico

Un convertidor de media onda monofásico alimenta un motor de cd tal y como se muestra en la figura 14-1a. La corriente de la armadura es normalmente discontinua a menos que en el circuito de la armadura se conecte un inductor muy grande. Tal y como se muestra en la figura 14-11b, en el

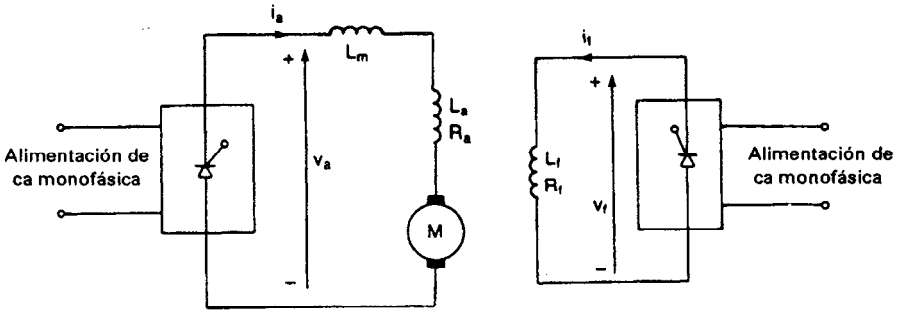


Figura 14-9 Disposición básica del circuito de un propulsor de cd monofásico.

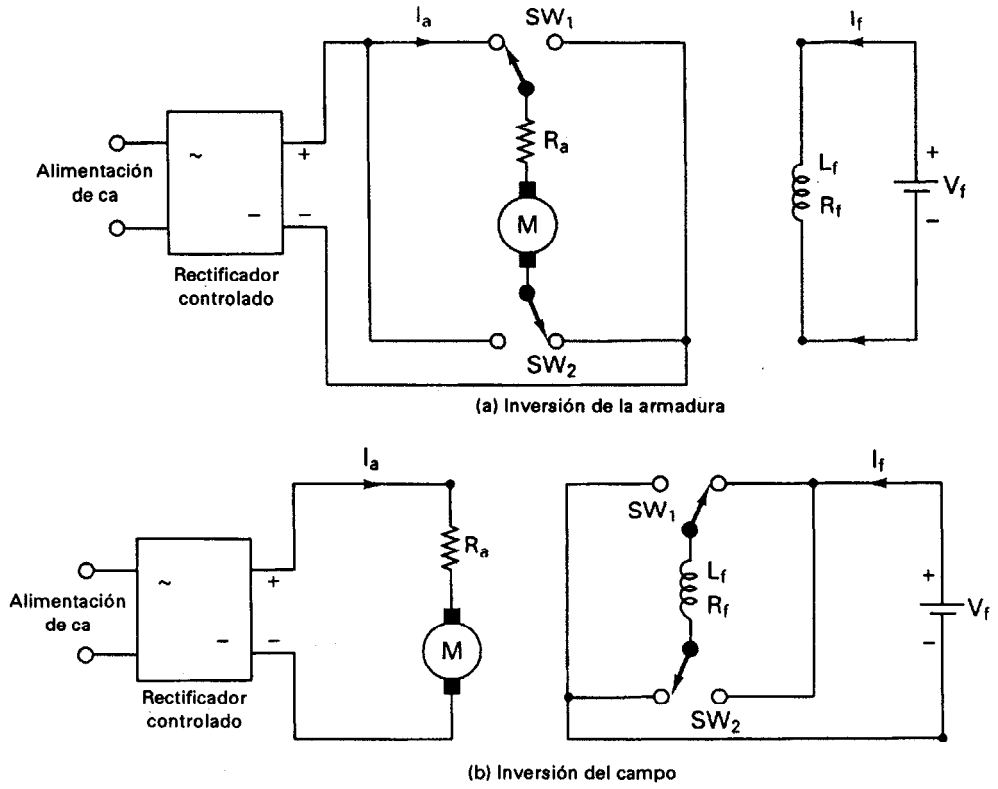


Figura 14-10 Inversiones del campo y de la armadura mediante contactores.

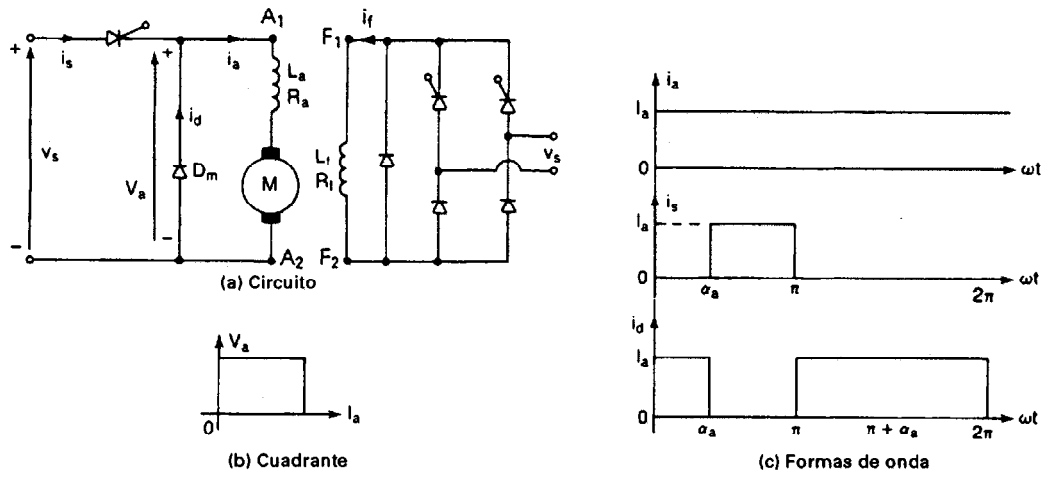


Figura 14-11 Propulsor con convertidor de media onda monofásico.

caso del motor de cd con carga y en una propulsión en un cuadrante, será siempre necesario colocar un diodo de marcha libre. Las aplicaciones de este propulsor quedan limitadas al nivel de potencia de $\frac{1}{2}$kW. La figura 14-11c muestra las formas de onda en el caso de una carga altamente inductiva. El convertidor del circuito del campo puede ser un semiconvertidor. Un convertidor de media onda en el circuito del campo incrementaría las pérdidas magnéticas del motor, debido al alto contenido de componentes ondulatorias de la corriente de excitación.

Con un convertidor de media onda monofásico en el circuito de la armadura, la ecuación (5-1) proporciona el voltaje promedio como

$$V_a = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos \alpha_a) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14-13}$$

donde V_m es el voltaje pico de la alimentación de ca. Con un semiconvertidor en el circuito del campo, la ecuación (5-5) da el voltaje promedio como

$$V_f = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_f) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-14}$$

14-4.2 Propulsores de semiconvertidor monofásico

Un semiconvertidor monofásico alimenta el circuito de armadura, tal y como se muestra en la figura 14-12a. Se trata de un propulsor de un cuadrante, como se muestra en la figura 14-12b, y está limitado a aplicaciones hasta de 15 kW. El convertidor del circuito del campo puede ser un semiconvertidor. Las formas de onda de la corriente para una carga altamente inductiva se muestran en la figura 14-12c.

Con un semiconvertidor monofásico en el circuito de la armadura, la ecuación (5-5) da el voltaje promedio como

$$V_a = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_a) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14-15}$$

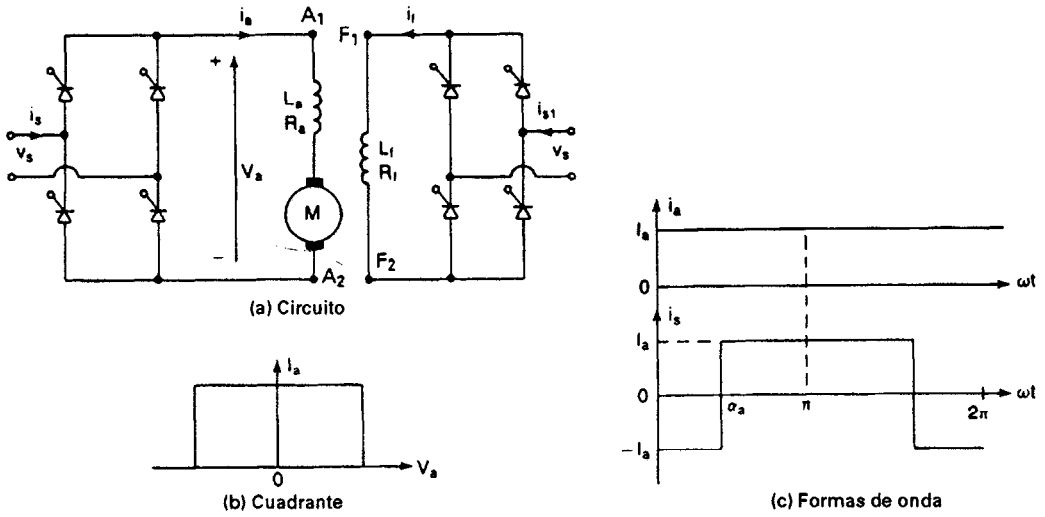


Figura 14-12 Propulsor semiconvertidor monofásico.

Con un semiconvertidor en el circuito del campo, la ecuación (5-5) da el voltaje promedio como

$$V_f = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos \alpha_f) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-16}$$

14-4.3 Propulsores de convertidor completo monofásico

El voltaje de la armadura se hace variar mediante un convertidor de onda completa monofásico, tal y como se muestra en la figura 14-13a. Se trata de una propulsión en dos cuadrantes, como se muestra en la figura 14-13b, y está limitado a aplicaciones hasta de 15 kW. El convertidor de la armadura da $+V_a$ o $-V_a$, y permite la operación en el primer y el cuarto cuadrantes. Durante la regeneración para la inversión de la dirección del flujo de potencia, la fuerza contraelectromotriz del motor se puede revertir si se invierte la excitación del campo. El convertidor del circuito del campo puede ser un convertidor semicompleto, completo o incluso dual. La inversión de la armadura o del campo permite la operación en los cuadrantes segundo y tercero. Las formas de onda de la corriente en el caso de una carga altamente inductiva se muestran en la figura 14-13c para la acción propulsora. En la figura 14-14 se muestra un propulsor de convertidor completo monofásico de 9.5-kW con 40-A, en el que la pila de potencia está en la parte trasera del tablero y las señales de control están organizadas mediante electrónica analógica.

Con un convertidor de onda completa monofásico en el circuito de la armadura, la ecuación (5-21) da el voltaje promedio como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi}\cos \alpha_a \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14-17}$$

Con un convertidor completo monofásico en el circuito del campo, la ecuación (5-21) da el voltaje como

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi}\cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-18}$$

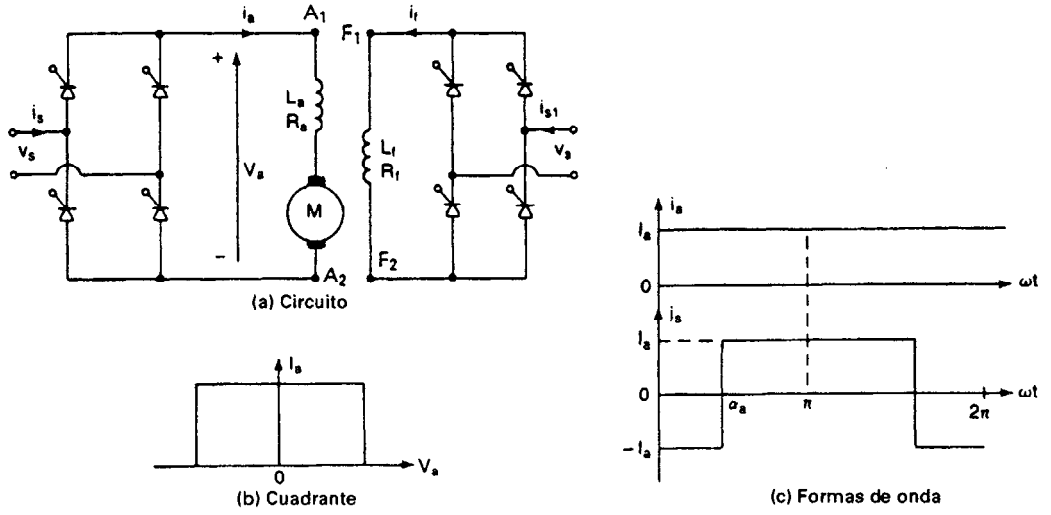


Figura 14-13 Propulsor con convertidor monofásico completo.

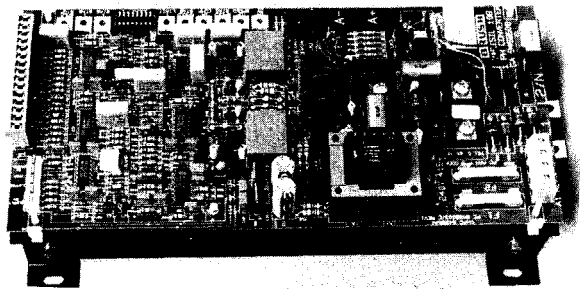


Figura 14-14 Propulsor de onda completa monofásico basado en un circuito analógico de 9.5 kW. (Reproducido con permiso de Brush Electrical Machines Ltd., England.)

14-4.4 Propulsores de convertidor dual monofásico

Dos convertidores de onda completa monofásicos están conectados como se muestra en la figura 14-15. O el convertidor 1 opera para alimentar un voltaje positivo de armadura, V_a, o el convertidor 2 opera para alimentar un voltaje negativo de armadura, $-V_a$. El convertidor 1 proporciona la operación en el primer y cuarto cuadrantes y el convertidor 2 en el segundo y el tercero. Se trata de una propulsión en cuatro cuadrantes que permite cuatro modos de operación: potencia motora hacia adelante, frenado hacia adelante (regeneración), potencia motora hacia atrás, y frenado invertido (regeneración). Está limitado a aplicaciones hasta de 15-kW. El convertidor del campo puede ser del tipo de onda completa, un semiconvertidor, o un convertidor dual.

Si el convertidor 1 opera con un ángulo de retraso de α_{a1}, la ecuación (5-31) da el voltaje de la armadura como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi \tag{14-19}$$

Si el convertidor 2 opera con un ángulo de retraso de α_{a2}, la ecuación (5-32) da el voltaje de la armadura como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi \tag{14-20}$$

donde $\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$. Con un convertidor completo en el circuito del campo, la ecuación (5-21) da el voltaje como

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-21}$$

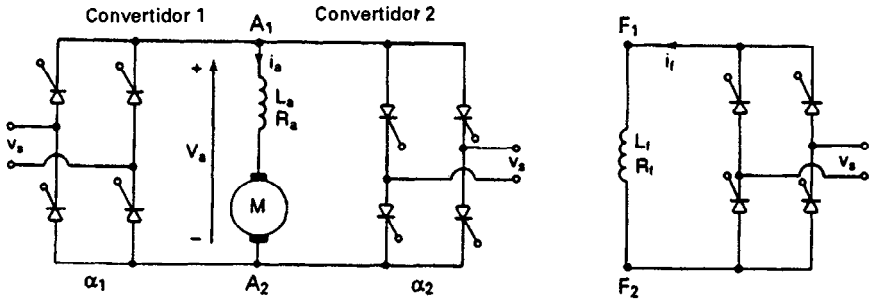


Figura 14-15 Propulsor con convertidor monofásico dual.

Ejemplo 14-2

La velocidad de un motor de excitación independiente está controlada por un semiconvertidor monofásico como el de la figura 14-8a. La corriente del campo, que también está controlada por un semiconvertidor, se ajusta al valor máximo posible. El voltaje de alimentación en ca para los convertidores de la armadura y del campo, es monofásico, de 208 V 60 Hz. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.25\ \Omega$. La resistencia del campo es $R_f = 147\ \Omega$ y la constante del voltaje del motor es $K_v = 0.7032$ V/A-rad/s. El par motor de la carga es $T_L = 45$ N·m a 1000 rpm. La fricción viscosa y las pérdidas de carga en vacío son despreciables. Las inductancias de los circuitos de la armadura y del campo son suficientes para hacer que las corrientes de la armadura y del campo sean continuas y libres de componentes ondulatorias. Determine (a) la corriente del campo I_f; (b) el ángulo de retraso del convertidor en el circuito de la armadura, α_a; y (c) el factor de potencia de entrada PF del convertidor del circuito de la armadura.

Solución $V_s = 208$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 208 = 294.16$ V, $R_a = 0.25\ \Omega$, $R_f = 147\ \Omega$, $T_d = T_L = 45$ N·m, $K_v = 0.7032$ V/A-rad/s, y $\omega = 1000\ \pi/30 = 104.72$ rad/s.

(a) De la ecuación (14-16), el voltaje (y la corriente) máximo del campo se obtiene a partir del ángulo de retraso $a_f = 0$ y

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \times 294.16}{\pi} = 187.27 \text{ V}$$

La corriente del campo es

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{187.27}{147} = 1.274 \text{ A}$$

(b) De la ecuación (14-4),

$$I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{45}{0.7032 \times 1.274} = 50.23 \text{ A}$$

De la ecuación (14-2),

$$E_g = K_v \omega I_f = 0.7032 \times 104.72 \times 1.274 = 93.82 \text{ V}$$

De la ecuación (14-3), el voltaje de la armadura es

$$V_a = 93.82 + I_a R_a = 93.82 + 50.23 \times 0.25 = 93.82 + 12.56 = 106.38 \text{ V}$$

De la ecuación (14-15), $V_a = 106.38 = (294.16/\pi) \times (1 + \cos \alpha_a)$ y esto proporciona el ángulo de retraso como $\alpha_a = 82.2°$.

(c) Si la corriente de la armadura es constante y libre de componentes ondulatorias, la potencia de salida es $P_o = V_a I_a = 106.38 \times 50.23 = 5343.5$ W. Si se desprecian las pérdidas en el convertidor de la armadura, la potencia de la alimentación es $P_a = P_o = 5343.5$ W. La corriente rms de entrada del convertidor de la armadura, tal y como se muestra en la figura 14-12, es

$$I_{sa} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_a}^{\pi} I_a^2 \, d\theta\right)^{1/2} = I_a \left(\frac{\pi - \alpha_a}{\pi}\right)^{1/2}$$

$$= 50.23 \left(\frac{180 - 82.2}{180}\right)^{1/2} = 37.03 \text{ A}$$

y la especificación en volt-amperes de entrada, VI = $V_s I_{sa} = 208 \times 37.03 = 7702.24$. Suponiendo que la aportación de las armónicas es despreciable, el factor de potencia de entrada es, aproximadamente,

$$\text{PF} = \frac{P_a}{\text{VI}} = \frac{5343.5}{7702.24} = 0.694 \text{ (atrasado)}$$

De la ecuación (5-14),

$$\text{PF} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos 82.2°)}{[\pi(\pi - 82.2°)]^{1/2}} = 0.694 \text{ (atrasado)}$$

Ejemplo 14-3

La velocidad de un motor de cd con excitación independiente está controlada por un convertidor de onda completa monofásico como el de la figura 14-13a. El circuito del campo también está controlado por un convertidor completo y la corriente del campo se ha ajustado al valor máximo posible. El voltaje de alimentación en ca a los convertidores de la armadura y del campo es monofásico de 440-V 60-Hz. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.25\ \Omega$, la resistencia del circuito del campo es $R_f = 175\ \Omega$ y la constante del voltaje del motor es $K_v = 1.4$ V/A-rad/s. La corriente de la armadura correspondiente a la demanda de la carga es $I_a = 45$ A. La fricción viscosa y las pérdidas por marcha en vacío son despreciables. Las inductancias de los circuitos de la armadura y del campo son suficientes para hacer que las corrientes de la armadura y del campo sean continuas y libres de componentes ondulatorias. Si el ángulo de retraso del convertidor de la armadura es $\alpha_a = 60°$ y la corriente de la armadura es $I_a = 45$ A, determine (a) el par motor desarrollado por el motor T_d, (b) la velocidad ω y (c) el factor de potencia de entrada PF del propulsor.

Solución $V_s = 440$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 440 = 622.25$ V, $R_a = 0.25\ \Omega$, $R_f = 175\ \Omega$, $\alpha_a = 60°$, y $K_v = 1.4$ V/A-rad/s.

(a) De la ecuación (14-18), el voltaje (y la corriente) máximo del campo se obtendría para un ángulo de retraso de $a_f = 0$ y

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \times 622.25}{\pi} = 396.14 \text{ V}$$

La corriente del campo es

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{396.14}{175} = 2.26 \text{ A}$$

De la ecuación (14-4), el par motor desarrollado es

$$T_d = T_L = K_v I_f I_a = 1.4 \times 2.26 \times 45 = 142.4 \text{ N·m}$$

De la ecuación (14-17), el voltaje de la armadura es

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos 60° = \frac{2 \times 622.25}{\pi} \cos 60° = 198.07 \text{ V}$$

La fuerza contraelectromotriz es

$$E_g = V_a - I_a R_a = 198.07 - 45 \times 0.25 = 186.82 \text{ V}$$

(b) De la ecuación (14-2), la velocidad es

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{186.82}{1.4 \times 2.26} = 59.05 \text{ rad/s o } 564 \text{ rpm}$$

(c) Suponiendo convertidores sin pérdidas, la potencia total de entrada de la alimentación es

$$P_i = V_a I_a + V_f I_f = 198.07 \times 45 + 396.14 \times 2.26 = 9808.4 \text{ W}$$

La corriente de entrada al convertidor de la armadura en el caso de una carga altamente inductiva aparece en la figura 14-9b y su valor rms es $I_{sa} = I_a = 45$ A. El valor rms de la corriente de entrada del convertidor del campo es $I_{sf} = I_f = 2.26$ A. La corriente efectiva rms de alimentación se puede determinar a partir de

$$I_s = (I_{sa}^2 + I_{sf}^2)^{1/2}$$
$$= (45^2 + 2.26^2)^{1/2} = 45.06 \text{ A}$$

y la especificación de entrada en volt-amperes, VI = $V_s I_s$ = 440 × 45.06 = 19,826.4. Despreciando las componentes ondulatorias, la potencia de entrada es aproximadamente

$$\text{PF} = \frac{P_i}{\text{VI}} = \frac{9808.4}{19{,}826.4} = 0.495 \quad \text{(atrasado)}$$

De la ecuación (5-27),

$$\text{PF} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) \cos \alpha_a = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) \cos 82.2° = 0.45 \text{ (atrasado)}$$

Ejemplo 14-4

Si la polaridad de la fuerza contraelectromotriz del motor del ejemplo 14-3 se invierte al cambiar la polaridad de la corriente del campo, determine (a) el ángulo de retraso del convertidor del circuito de armadura, α_a, necesario para mantener constante la corriente de la armadura en el mismo valor I_a = 45 A; y (b) la potencia retroalimentada a la alimentación debido al frenado regenerativo del motor.

Solución (a) De la parte (b) del ejemplo 14-3, la fuerza contraelectromotriz en el momento de la inversión de polaridad es E_g = 186.82 V y después de la inversión de polaridad es E_g = −186.82 V. De la ecuación (14-3),

$$V_a = E_a + I_a R_a = -186.82 + 45 \times 0.25 = -175.57 \text{ V}$$

De la ecuación (14-17),

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a = \frac{2 \times 622.25}{\pi} \cos \alpha_a = -175.57 \text{ V}$$

y esto proporciona el ángulo de retraso del convertidor de la armadura como α_a = 116.31°.

(b) La potencia retroalimentada a la alimentación, $P_a = V_a I_a$ = 175.57 × 45 = 7900.7 W.

Nota. La velocidad y la fuerza contraelectromotriz del motor se reducen con el tiempo. Si se mantiene constante la corriente de la armadura en I_a = 45 A durante la regeneración, también debe reducirse el ángulo de retraso del convertidor de la armadura. Esto requiere de un control en lazo cerrado para mantener constante la corriente de la armadura y ajustar en forma continua el ángulo de retraso.

14-5 PROPULSORES TRIFASICOS

El circuito de la armadura está conectado a la salida de un rectificador trifásico controlado o de un convertidor ca-cd trifásico de conmutación forzada. Los propulsores trifásicos se utilizan para aplicaciones de alta potencia hasta los niveles de potencia en megawatts. La frecuencia de la componente ondulatoria del voltaje de la armadura es más alta que en el caso de los propulsores monofásicos y requiere de menor inductancia para reducir la corriente de la componente ondulatoria de la armadura. La corriente de la armadura es en su mayor parte continua, y por lo tanto el rendimiento del motor se compara con el de los propulsores monofásicos. Al igual que los propulsores monofásicos, los propulsores trifásicos también se pueden subdividir en:

1. Propulsores de convertidor trifásico de media onda
2. Propulsores de semiconvertidor trifásico

3. Propulsores de convertidor completo trifásico
4. Propulsores de convertidor dual trifásico

14-5.1 Propulsores de convertidor trifásico de media onda

Un propulsor de motor de cd alimentado por un convertidor trifásico de media onda opera en un cuadrante y puede utilizarse en aplicaciones hasta el nivel de potencia de 40-kW. El convertidor del campo puede ser un semiconvertidor monofásico o trifásico. Este propulsor no se utiliza normalmente en las aplicaciones industriales, debido a que la alimentación de ca contiene componentes de cd.

Con un convertidor trifasico de media onda en el circuito de la armadura, la ecuación (5-51) da el voltaje como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}\cos\alpha_a \qquad \text{para } 0 \le \alpha_a \le \pi \tag{14-22}$$

donde V_m es el voltaje pico por fase de una alimentación de ca trifásica conectada en estrella. Con un semiconvertidor trifásico en el circuito del campo, la ecuación (5-54) da el voltaje como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14-23}$$

14-5.2 Propulsores de semiconvertidor trifásico

Un propulsor alimentado por un semiconvertidor trifásico es un propulsor de un cuadrante sin inversión del campo, y está limitado a aplicaciones hasta de 115 kW. El convertidor del campo también debe ser un semiconvertidor monofásico o trifásico.

Con un semiconvertidor trifásico en el circuito de la armadura, la ecuación (5-54) da el voltaje de la armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_a \le \pi \tag{14-24}$$

Con un semiconvertidor trifásico en el circuito del campo, la ecuación (5-54) da el voltaje como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14-25}$$

14-5.3 Propulsores de convertidor trifásico completo

Un propulsor de convertidor de onda completa trifásico es un propulsor en dos cuadrantes sin inversión del campo, y está limitado a aplicaciones hasta de 1500 kW. Durante la regeneración para invertir la dirección del flujo de la potencia, se revierte la fuerza contraelectromotriz del motor al invertir la excitación del campo. El convertidor en el circuito del campo deberá ser un convertidor completo mono o trifásico. En la figura 14-16 se muestra un propulsor de cd de convertidor completo trifásico basado en un microprocesador de 68 kW 170 A, en el que los paquetes de semiconvertidores de potencia están en la parte trasera del tablero.

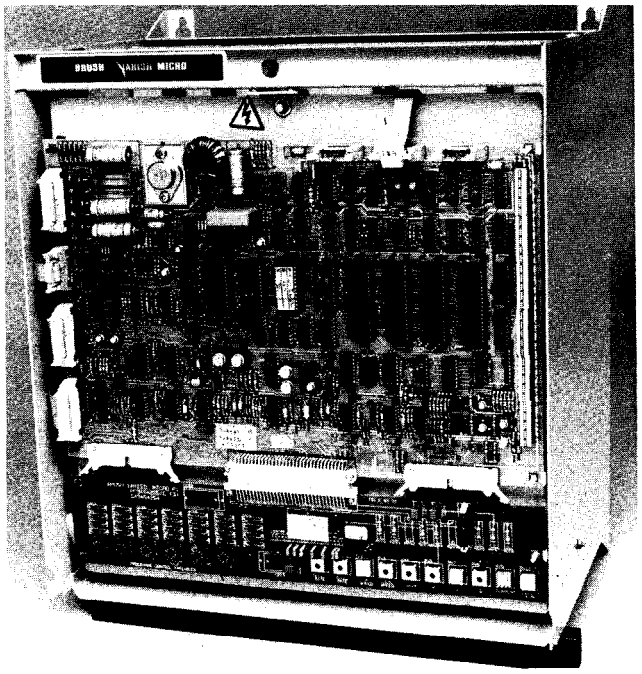


Figura 14-16 Convertidor completo trifásico basado en un microprocesador de 68 kW. (Reproducido con permiso de Brush Electrical Machines Ltd., England.)

Con un convertidor de onda completa trifásico en el circuito de armadura, la ecuación (5-57) da el voltaje como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_a \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14-26}$$

Con un convertidor completo trifásico en el circuito del campo, la ecuación (5-57) da el voltaje como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-27}$$

14-5.4 Propulsores de convertidor trifásico dual

Dos convertidores de onda completa trifásicos se conectan en una disposición similar a la de la figura 14-15a. O el convertidor 1 opera para alimentar un voltaje de la armadura positivo, V_a, o el convertidor 2 opera para alimentar un voltaje negativo de armadura, $-V_a$. Se trata de un propulsor de cuatro cuadrantes y está limitado a aplicaciones hasta de 1500 kW. En forma similar a los propulsores monofásicos, el convertidor del campo puede ser un convertidor de onda completa o un semiconvertidor.

En la figura 14-17 se muestra un convertidor ca-cd de 12 pulsos para un motor de 360 kW que sirve para propulsar un molino de cemento. En este convertidor la electrónica de control está montada en la puerta del gabinete y los tableros de excitación de pulsos están montados en la parte frontal de las filas de tiristores. Los ventiladores de enfriamiento están montados en la parte

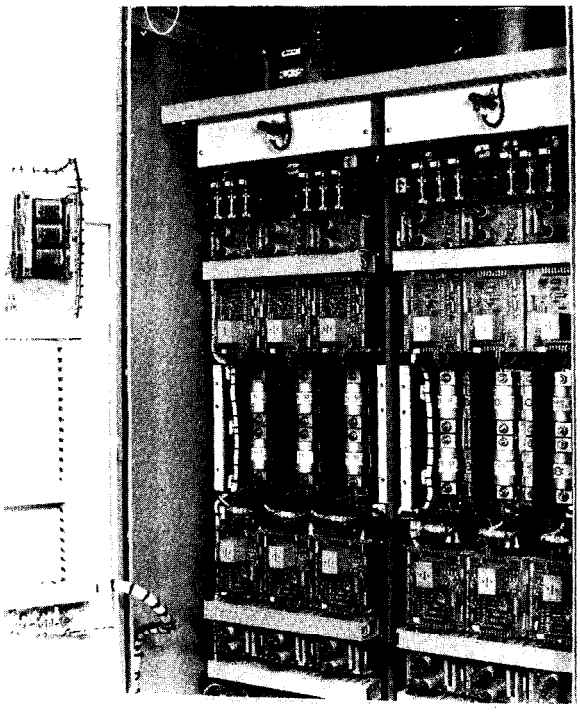


Figura 14-17 Convertidor ca-cd de 12 pulsos de 360 kW para propulsores de cd. (Reproducido con permiso de Brush Electrical Machines Ltd., England.)

superior de cada pila. Si el convertidor 1 opera con un ángulo de retraso de α_{a1}, la ecuación (5-57) da el voltaje promedio de la armadura del valor como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi \tag{14-28}$$

Si el convertidor 2 opera con un ángulo de retraso α_{a2}, la ecuación (5-57) da el voltaje promedio de la armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi \tag{14-29}$$

Con un convertidor completo trifásico en el circuito del campo, la ecuación (5-57) da el voltaje promedio como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14-30}$$

Ejemplo 14-5

La velocidad de un motor de cd de excitación independiente de 20-hp, 300-V, 1800 rpm está controlado por una excitación de convertidor completo trifásico. La corriente del campo también está controlada por un convertidor completo trifásico y está ajustada al valor máximo posible. La entrada de ca es una alimentación trifásica de 208-V 60-Hz conectada en estrella. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.25\ \Omega$, la resistencia del campo es $R_f = 245\ \Omega$ y la constante de voltaje del motor es $K_v = 1.2$ V/A-rad/s. Las corrientes de la armadura y del campo se pueden suponer continuas y libres de componente ondulatoria. La fricción viscosa es despreciable. Determine (a)

el ángulo de retraso del convertidor de armadura, α_a, si el motor suministra la potencia especificada a la velocidad especificada; (b) la velocidad sin carga si los ángulos de retraso son los mismos que en la parte (a) y la corriente de la armadura sin carga es 10% del valor especificado; y (c) la regulación de la velocidad.

Solución $R_a = 0.25\ \Omega$, $R_f = 245\ \Omega$, $K_v = 1.2$ V/A-rad/s, $V_L = 208$ V y $\omega = 1800\ \pi/30 = 188.5$ rad/s. El voltaje de fase es $V_p = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V y $V_m = 120 \times \sqrt{2} = 169.7$ V. Dado que 1 hp es igual a 746 W, la corriente especificada de la armadura es $I_{rated} = 20 \times 746/300 = 49.73$ A; y para la corriente del campo máxima posible, $\alpha_f = 0$. A partir de la ecuación (14-27),

$$V_f = 3\sqrt{3} \times \frac{169.7}{\pi} = 280.7 \text{ V}$$

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{280.7}{245} = 1.146 \text{ A}$$

(a) $I_a = I_{rated} = 49.73$ A y

$$E_g = K_v I_f \omega = 1.2 \times 1.146 \times 188.5 = 259.2 \text{ V}$$

$$V_a = 259.2 + I_a R_a = 259.2 + 49.73 \times 0.25 = 271.63 \text{ V}$$

De la ecuación (14-26),

$$V_a = 271.63 = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos \alpha_a = \frac{3\sqrt{3} \times 169.7}{\pi} \cos \alpha_a$$

y esto nos proporciona el ángulo de retraso como $\alpha_a = 14.59°$.

(b) $I_a = 10\%$ de $49.73 = 4.973$ A y

$$E_g = V_a - R_a I_a = 271.63 - 0.25 \times 4.973 = 270.39 \text{ V}$$

De la ecuación (14-2), la velocidad sin carga es

$$\omega_0 = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{270.39}{1.2 \times 1.146} = 196.62 \text{ rad/s} \qquad \text{o} \qquad 196.62 \times \frac{30}{\pi} = 1877.58 \text{ rpm.}$$

(c) La regulación de la velocidad se define como

$$\frac{\text{velocidad sin carga} - \text{velocidad a plena carga}}{\text{velocidad a plena carga}} = \frac{1877.58 - 1800}{1800} = 0.043, \text{ es decir, } 4.3\%$$

Ejemplo 14-6

La velocidad de un motor de cd de excitación independiente de 20-hp, 300-V, 900 rpm está controlada por un convertidor completo trifásico. El circuito del campo también está controlado por un convertidor completo trifásico. La entrada en ca a los convertidores de la armadura y del campo es trifásica conectada en estrella de 208-V, 60-Hz. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.25\ \Omega$, la resistencia del circuito del campo es $R_f = 145\ \Omega$ y la constante de voltaje del motor es $K_v = 1.2$ V/A-rad/s. Se pueden considerar despreciables la fricción viscosa y las pérdidas sin carga. Las corrientes de la armadura y del campo son continuas y libres de componentes ondulatorias. (a) Si se opera el convertidor libre a la corriente máxima del campo y el par de fuerzas desarrollado es $T_d = 116$ N·m a 900 rpm, determine el ángulo de retraso del convertidor de la armadura, α_a. (b) Si el convertidor de circuito del campo está ajustado a la corriente del campo máxima, el par motor desarrollado es $T_d = 116$ N·m, y el ángulo de retraso en el convertidor de la armadura es $\alpha_a = 0$, determine la velocidad del motor. (c) Para la misma demanda de carga que en la parte (b), determine el ángulo de retraso del convertidor del campo si la velocidad debe incrementarse hasta 1800 rpm.

Solución $R_a = 0.25\ \Omega$, $R_f = 145\ \Omega$, $K_v = 1.2$ V/A-rad/s y $V_L = 208$ V. El voltaje de fase es $V_p = 208/\sqrt{3} = 120$ V y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

(a) T_d = 116 N·m y $\omega = 900\ \pi/30 = 94.25$ rad/s. Para la corriente del campo máxima, α_f = 0. De la ecuación (14-27),

$$V_f = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169.7}{\pi} = 280.7 \text{ V}$$

$$I_f = \frac{280.7}{145} = 1.936 \text{ A}$$

De la ecuación (14-4),

$$I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{116}{1.2 \times 1.936} = 49.93 \text{ A}$$

$$E_g = K_v I_f \omega = 1.2 \times 1.936 \times 94.25 = 218.96 \text{ V}$$

$$V_a = E_g + I_a R_a = 218.96 + 49.93 \times 0.25 = 231.44 \text{ V}$$

De la ecuación (14-26),

$$V_a = 231.44 = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169.7}{\pi} \cos \alpha_a$$

que nos da el ángulo de retraso $\alpha_a = 34.46°$.

(b) $\alpha_a = 0$ y

$$V_a = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169.7}{\pi} = 280.7 \text{ V}$$

$$E_g = 280.7 - 49.93 \times 0.25 = 268.22 \text{ V}$$

y la velocidad

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{268.22}{1.2 \times 1.936} = 115.45 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 1102.5 \text{ rpm}$$

(c) $\omega = 1800\ \pi/30 = 188.5$ rad/s

$$E_g = 268.22 \text{ V} = 1.2 \times 188.5 \times I_f \quad \text{o} \quad I_f = 1.186 \text{ A}$$

$$V_f = 1.186 \times 145 = 171.97 \text{ V}$$

De la ecuación (14-27),

$$V_f = 171.97 = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169.7}{\pi} \cos \alpha_f$$

que nos da el ángulo de retraso del valor $\alpha_f = 52.2°$.

14-6 PROPULSORES DE PULSADOR

Los propulsores de pulsador se utilizan ampliamente en todo el mundo en las aplicaciones de tracción. Un pulsador de cd se conecta entre una fuente de cd de voltaje fijo y un motor de cd a fin de variar el voltaje de la armadura. Además de controlar el voltaje de la armadura, el pulsador de cd puede proporcionar un frenado regenerativo de los motores y puede devolver energía de retorno a la alimentación. Esta característica de ahorro de energía es en particular atractiva para los sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes como el sistema de transito masivo rápido (MRT). Los

propulsores de pulsador también se utilizan en los vehículos eléctricos de batería (BEV). Un motor de cd se puede operar en uno de los cuatro cuadrantes al controlar los voltajes (o sus corrientes) de la armadura y/o del campo. A fin de poder operar el motor en el cuadrante deseado, a menudo se requiere invertir las terminales de la armadura o del campo.

Si la alimentación no es receptiva durante el frenado regenerativo, el voltaje de línea aumenta y dicho frenado no es posible. En este caso, es necesaria una forma alterna de frenado, como el frenado reostático. Los modos posibles de control de un propulsor pulsador de cd son:

1. Control de la potencia (o de la aceleración)
2. Control de freno regenerativo
3. Control de freno reostático
4. Control combinado de freno regenerativo y reostático

14-6.1 Principio de control de potencia

El pulsador se utiliza para controlar el voltaje de la armadura de un motor de cd. En la figura 14-18a se muestra la disposición del circuito de un motor de excitación independiente de cd alimentado por pulsador. El interruptor de pulsador puede ser un transistor o un pulsador tiristor de conmutación forzada, tal y como se analizó en la sección 9-8. Esta es una propulsión en un cuadrante, como se ve en la figura 14-18b. Las formas de onda correspondientes al voltaje de la armadura, la corriente de la carga y la corriente de entrada aparecen en la figura 14-18c, suponiendo una carga altamente inductiva.

El voltaje promedio de la armadura es

$$V_a = kV_s \tag{14-31}$$

donde k es el ciclo de trabajo del pulsador. La potencia proporcionada al motor es

$$P_0 = V_a I_a = kV_s I_a \tag{14-32}$$

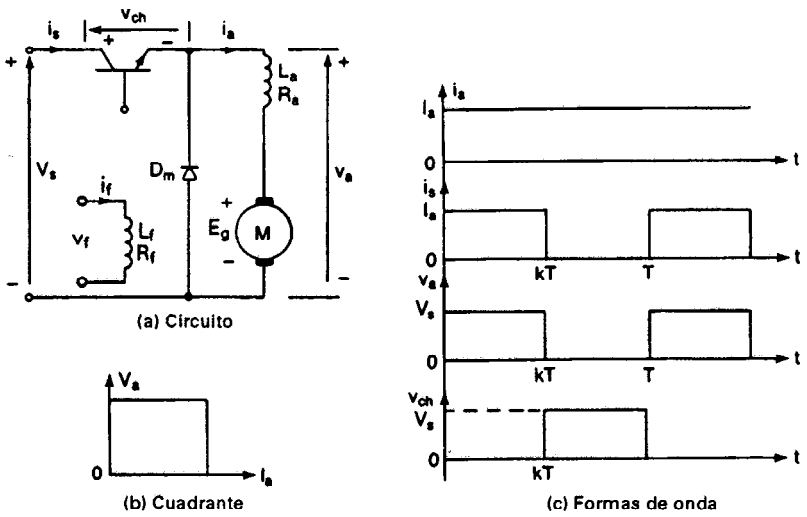


Figura 14-18 Potencia en propulsor de cd alimentado por pulsador en el control.

donde I_a es la corriente promedio de la armadura del motor y está libre de componentes armónicas. Suponiendo un pulsador libre de pérdidas, la potencia de entrada es $P_i = P_0 = kV_sI_s$. El valor promedio de la corriente de entrada es

$$I_s = kI_a \tag{14-33}$$

La resistencia equivalente de entrada del propulsor de pulsador vista desde la fuente es

$$R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V_s}{I_a}\frac{1}{k} \tag{14-34}$$

Mediante la variación del ciclo de trabajo, k, se puede controlar el flujo de energía al motor (y su velocidad). Para el caso de una inductancia fija de circuito de armadura, puede aplicarse la ecuación (9-19) a fin de determinar la corriente de la componente ondulatoria pico a pico máxima como

$$\Delta I_{max} = \frac{V_s}{R_m}\tanh\frac{R_m}{4fL_m} \tag{14-35}$$

donde R_m y L_m son las resistencias totales del circuito de la armadura y su inductancia, respectivamente. En el caso del inductor de excitación independiente, $R_m = R_a$ + cualquier resistencia en serie, y $L_m = L_a$ + cualquier inductancia en serie. En el caso del motor serie, $L_m = R_a + R_f$ + cualquier resistencia en serie, y $L_m = L_a + L_f$ + cualquier inductancia en serie.

Ejemplo 14-7

Un motor de excitación independiente de cd es alimentado por un pulsador de cd, tal y como se muestra en la figura 14-18a, a partir de una fuente de cd de 600 V. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.05\ \Omega$. La constante de la fuerza contraelectromotriz del motor es $K_v = 1.527$ V/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura es $I_a = 250$ A. La corriente del campo es $I_f = 2.5$ A. La corriente de la armadura es continua y tiene una componente ondulatoria despreciable. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 60%, determine (a) la potencia de entrada a partir de la fuente, (b) la resistencia de entrada equivalente del propulsor de pulsador, (c) la velocidad del motor y (d) el par motor desarrollado.

Solución $V_s = 600$ V, $I_a = 250$ A, y $k = 0.6$. La resistencia total del circuito de la armadura es $R_m = R_a = 0.05\ \Omega$.

(a) De la ecuación (14-32),

$$P_i = kV_sI_a = 0.6 \times 600 \times 250 = 90\ \text{kW}$$

(b) De la ecuación (14-34), $R_{eq} = 600/(250 \times 0.6) = 4\ \Omega$.

(c) De la ecuación (14-31), $V_a = 0.6 \times 600 = 360$ V. La fuerza contraelectromotriz es

$$E_g = V_a - R_mI_m = 360 - 0.05 \times 250 = 347.5\ \text{V}$$

De la ecuación (14-2), la velocidad del motor es

$$\omega = \frac{347.5}{1.527 \times 2.5} = 91.03\ \text{rad/s} \qquad \text{o} \qquad 91.03 \times \frac{30}{\pi} = 869.3\ \text{rpm}$$

(d) De la ecuación (14-4),

$$T_d = 1.527 \times 250 \times 2.5 = 954.38\ \text{N·m}$$

14-6.2 Principio de control de freno regenerativo

En el frenado regenerativo, el motor actúa como generador y la energía cinética del motor y de la carga es devuelta a la alimentación. El principio de la transferencia de energía de una fuente de cd

a otra de un voltaje más alto se analizó en la sección 9-5, y puede ser de aplicación en el frenado regenerativo de los motores de cd.

La aplicación de los pulsadores de cd en el frenado regenerativo puede explicarse mediante la figura 14-19a. Es necesario volver a acomodar el interruptor del modo de potencia para el frenado regenerativo. Supongamos que la armadura de un motor de excitación independiente gira debido a la inercia del motor (y de la carga); en el caso de un sistema de transporte, la energía cinética del vehículo o del tren hará girar el eje de la armadura. Luego, si se activa el transistor, la corriente de la armadura se elevará debido a la presencia de un corto circuito en las terminales del motor. Si el pulsador está desactivado, el diodo D_m estará activo y la energía almacenada en las inductancias del circuito de la armadura será transferida a la alimentación, siempre y cuando la alimentación sea receptiva. Se trata de una propulsión en un cuadrante y opera en el segundo cuadrante, tal y como se ve en la figura 14-19b. En la figura 14-19c se muestran las formas de onda del voltaje y de la corriente, suponiendo que la corriente de la armadura es continua y libre de componentes ondulatorias.

El voltaje promedio a través del pulsador es

$$V_{\text{ch}} = (1 - k)V_s \tag{14-36}$$

Si I_a es la corriente promedio de la armadura, entonces la potencia regenerada puede determinarse a partir de

$$P_g = I_a V_s(1 - k) \tag{14-37}$$

El voltaje generado por el motor que actúa como generador es

$$\begin{aligned} E_g &= K_v I_a \omega \\ &= V_{\text{ch}} + R_m I_a = (1 - k)V_s + R_m I_a \end{aligned} \tag{14-38}$$

donde K_v es la constante de la máquina y ω es la velocidad de la misma en rad/s. Por lo tanto, la resistencia equivalente de la carga del motor que actúa como generador es

$$R_{\text{eq}} = \frac{E_g}{I_a} = \frac{V_s}{I_a}(1 - k) + R_m \tag{14-39}$$

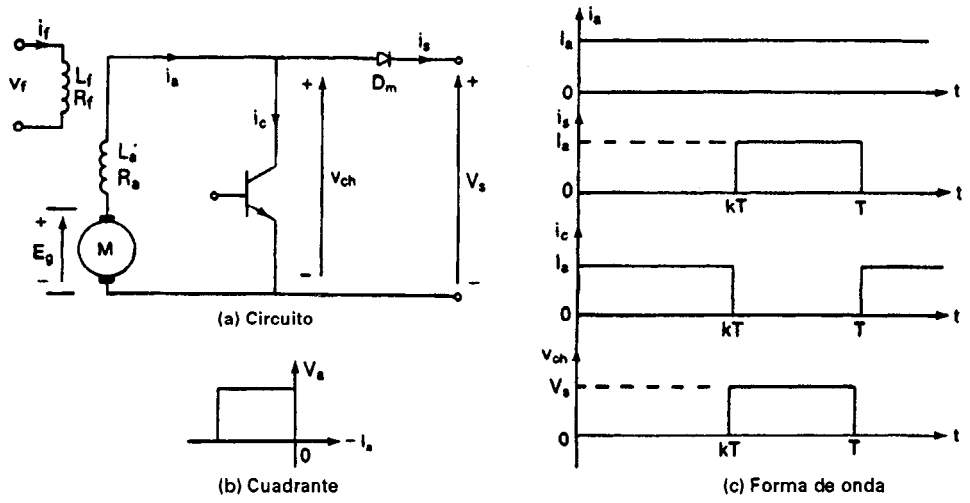


Figura 14-19 Frenado regenerativo de motores de cd con excitación independiente.

Si se modifica el ciclo de trabajo, k, se puede variar la resistencia equivalente de la carga vista por el motor desde R_m hasta $(V_s/I_a + R_m)$ y la potencia regenerativa se puede controlar.

De la ecuación (9-27), las condiciones para las potenciales y polaridades permisibles de ambos voltajes son

$$0 \leq (E_g - R_m I_a) \leq V_s \tag{14-40}$$

lo que da la velocidad mínima del frenado del motor como

$$E_g = K_v \omega_{\text{mín}} I_f = R_m I_a$$

es decir,

$$\omega_{\text{mín}} = \frac{R_m}{K_v} \frac{I_a}{I_f} \tag{14-41}$$

y $\omega \geq \omega_{\text{min}}$. La velocidad máxima de frenado de un motor en serie puede determinarse a partir de la ecuación (14-40):

$$K_v \omega_{\text{máx}} I_f - R_m I_a = V_s$$

es decir,

$$\omega_{\text{máx}} = \frac{V_s}{K_v I_f} + \frac{R_m}{K_v} \frac{I_a}{I_f} \tag{14-42}$$

y $\omega \leq \omega_{\text{máx}}$.

El frenado regenerativo sólo es eficaz si la velocidad del motor está entre estos dos límites de velocidad (es decir, $\omega_{\text{mín}} < \omega < \omega_{\text{máx}}$). A cualquier velocidad menor de ω_{min}, será necesario algún dispositivo de frenado alterno.

Aunque tradicionalmente los motores serie de cd se utilizan para las aplicaciones de tracción, debido a su alto par motor de arranque, un generador excitado en serie es inestable cuando funciona en una alimentación de voltaje fijo. Por lo tanto, para operar sobre la alimentación de la tracción, se requiere de un control de la excitación independiente, esta organización de motor serie es, por lo común, sensible a las fluctuaciones del voltaje de la alimentación y es necesaria una rápida respuesta dinámica para proporcionar un control de frenado adecuado. La aplicación de un pulsador de cd permite el frenado regenerativo de los motores serie de cd debido a su rápida respuesta dinámica.

Un motor de cd de excitación independiente es estable en el frenado regenerativo. Se pueden controlar tanto la armadura como el campo en forma independiente para proporcionar el par motor requerido durante el arranque. Tanto los motores de cd serie alimentados por pulsador como los de excitación independiente son adecuados para las aplicaciones de tracción.

Ejemplo 14-8

Un pulsador de cd se utiliza en el frenado regenerativo de un motor serie de cd similar al mostrado en la figura 14-19a. El voltaje de cd de alimentación es 600 V. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.02\ \Omega$ y la resistencia del campo es $R_f = 0.03\ \Omega$. La constante de la fuerza contraelectromotriz es $K_v = 15.27$ mV/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura se conserva constante en $I_a = 250$ A. La corriente de la armadura es continua y contiene una componente ondulatoria despreciable. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 60%, determine (a) el voltaje promedio a través del pulsador, V_{ch}; (b) la potencia regenerada hacia la alimentación de cd, P_g; (c) la resistencia equivalente de la carga del motor que actúa como un generador, R_{eq}; (d) la velocidad de frenado

mínima permisible, $\omega_{mín}$; (e) la velocidad de frenado máxima permisible, $\omega_{máx}$; y (f) la velocidad del motor.

Solución $V_s = 600$ V, $I_a = 250$ A, $K_v = 0.01527$ V/A-rad/s, $k = 0.6$. Para un motor en serie $R_m = R_a + R_f = 0.02 + 0.03 = 0.05\ \Omega$.

(a) De la ecuación (14-36), $V_{ch} = (1 - 0.6) \times 600 = 240$ V.

(b) De la ecuación (14-37), $P_g = 250 \times 600 \times (1 - 0.6) = 60$ kW.

(c) De la ecuación (14-39), $R_{eq} = (600/250)(1 - 0.6) + 0.05 = 1.01\ \Omega$.

(d) De la ecuación (14-41), la velocidad de frenado mínima permisible,

$$\omega_{mín} = \frac{0.05}{0.01527} = 3.274 \text{ rad/s} \qquad \text{o} \qquad 3.274 \times \frac{30}{\pi} = 31.26 \text{ rpm}$$

(e) De la ecuación (14-42), la velocidad de frenado máxima permisible,

$$\omega_{máx} = \frac{600}{0.01527 \times 250} + \frac{0.05}{0.01527} = 160.445 \text{ rad/s} \qquad \text{o} \qquad 1532.14 \text{ rpm}$$

(f) De la ecuación (14-38), $E_g = 240 + 0.05 \times 250 = 252.5$ V y la velocidad del motor,

$$\omega = \frac{252.5}{0.01527 \times 250} = 66.14 \text{ rad/s o } 631.6 \text{ rpm}$$

Nota. La velocidad del motor se reduce con el tiempo. Para mantener la corriente de la armadura al mismo nivel, debe ajustarse la resistencia efectiva de la carga del generador en serie variando el ciclo de trabajo del pulsador.

14-6.3 Principio de control de freno reostático

En el frenado reostático, la energía se disipa en un reóstato lo que puede ser una característica no deseable. En los sistemas de tránsito masivo rápido (MRT), la energía puede utilizarse para la calefacción de los trenes. El frenado reostático también se conoce como frenado dinámico. En la figura 14-20a se muestra una disposición para el frenado reostático de un motor de cd de excitación independiente. Se trata de una propulsión en un cuadrante que opera en el segundo cuadrante, como se puede ver en la figura 14-20b. La figura 14-20c muestra las formas de onda para la corriente y para el voltaje, suponiendo que la corriente de la armadura es continua y libre de componente ondulatoria.

La corriente promedio de la resistencia de frenado,

$$I_b = I_a(1 - k) \tag{14-43}$$

y el voltaje promedio a través de la resistencia de frenado

$$V_b = R_b I_a(1 - k) \tag{14-44}$$

La resistencia equivalente de la carga del generador,

$$R_{eq} = \frac{V_b}{I_a} = R_b(1 - k) + R_m \tag{14-45}$$

La potencia disipada en la resistencia, R_b, es

$$P_b = I_a^2 R_b(1 - k) \tag{14-46}$$

Si se controla el ciclo de trabajo k, se puede variar la resistencia eficaz de la carga desde R_m hasta $R_m + R_b$; y se puede controlar la potencia de frenado. La resistencia de frenado R_b determina la especificación de voltaje máximo del pulsador.

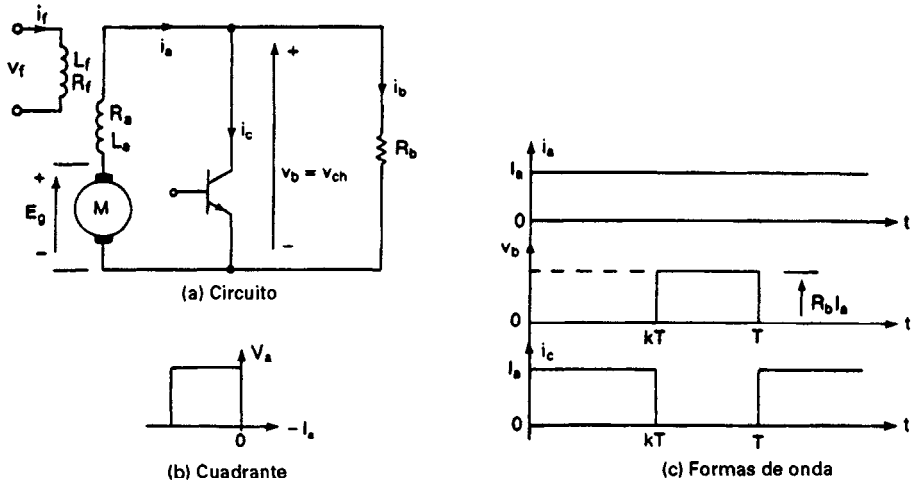


Figura 14-20 Frenado reostático de motores de cd con excitación independiente.

Ejemplo 14-9

Un pulsador de cd se utiliza en el frenado reostático de un motor de cd de excitación independiente tal y como se muestra en la figura 14-20a. La resistencia de la armadura es $R_a = 0.05\ \Omega$. La resistencia de frenado, $R_b = 5\ \Omega$. La constante de fuerza contraelectromotriz es $K_v = 1.527$ V/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura se mantentiene constante en $I_a = 150$ A. La corriente de la armadura es continua y tiene una componente ondulatoria despreciable. La corriente del campo es $I_f = 0.5$ A. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 40%, determine (a) el voltaje promedio a través del pulsador, V_{ch}; (b) la potencia disipada en la resistencia de frenado, P_g; (c) la resistencia equivalente de la carga del motor que actúa como un generador, R_{eq}; (d) la velocidad del motor; y (e) el voltaje pico del pulsador V_p.

Solución $I_a = 150$ A, $K_v = 1.527$ V/A-rad/s, $k = 0.4$ y $R_m = R_a = 0.05\ \Omega$.

(a) De la ecuación (14-44), $V_{ch} = V_b = 5 \times 50 \times (1 - 0.4) = 450$ V.

(b) De la ecuación (14-46), $P_g = 150 \times 150 \times 5 \times (1 - 0.4) = 67.5$ kW.

(c) De la ecuación (14-45), $R_{eq} = 5 \times (1 - 0.4) + 0.05 = 3.05$ W.

(d) La fuerza electromotriz generada $E_g = 450 + 0.05 \times 150 = 457.5$ V y la velocidad de frenado,

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{457.5}{1.527 \times 1.5} = 199.74 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 1907.4 \text{ rpm}$$

(e) el voltaje pico del pulsador es $V_p = I_a R_b = 150 \times 5 = 750$ V.

14-6.4 Principio de control combinado de freno regenerativo y reostático

El frenado regenerativo es un frenado eficiente desde el punto de vista energético. Por otra parte, en el frenado reostático, la energía se disipa en forma de calor. Si la alimentación es parcialmente receptiva, que es por lo general el caso en los sistemas de tracción reales, un control combinado de freno regenerativo reostático es el más eficiente desde el punto de vista de la energía. En la figura 14-21 se muestra una disposición en la cual el frenado reostático se combina con el frenado regenerativo.

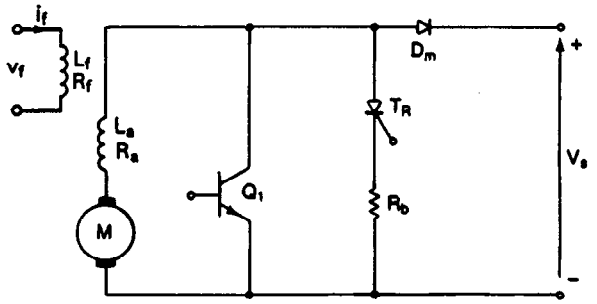


Figura 14-21 Frenado regenerativo y reostático combinado.

Durante los frenados regenerativos, el voltaje de línea se detecta continuamente. Si éste excede un cierto valor preestablecido, normalmente 20% por arriba del voltaje de línea, se elimina el frenado regenerativo y se aplica el frenado reostático. Permite una transferencia casi instantánea de frenado regenerativo a reostático si la línea se hace no receptiva, aun sólo por un momento. En cada uno de los ciclos, el circuito lógico determina la receptividad de la alimentación. Si no es receptivo, el tiristor T_R es "activado" para desviar la corriente del motor hacia la resistencia R_b. El tiristor T_R es auto conmutado al activarse el transistor Q_1 en el siguiente ciclo.

14-6.5 Propulsores de pulsador de dos y cuatro cuadrantes

Durante el control de la potencia, un propulsor alimentado por pulsador opera en el primer cuadrante, donde el voltaje y la corriente de la armadura son positivos tal y como se muestra en la figura 14-18b. En el frenado regenerativo, el propulsor de pulsador opera en el segundo cuadrante, donde el voltaje de la armadura es positivo y la corriente de la armadura es negativa, como se muestra en la figura 14-19b. La operación en dos cuadrantes, tal y como se muestra en la figura 14-22a es necesaria para conseguir el control de la potencia y del frenado regenerativo. La disposición del circuito de una propulsión transistorizada en dos cuadrantes se muestra en la figura 14-22b.

Control de la potencia. El transistor Q_1 y el diodo D_2 operan. Cuando Q_1 está activo, el voltaje de alimentación V_s está conectado a las terminales del motor. Cuando Q_1 está desactivado, la corriente de la armadura que fluye a través del diodo de marcha libre D_2 se reduce.

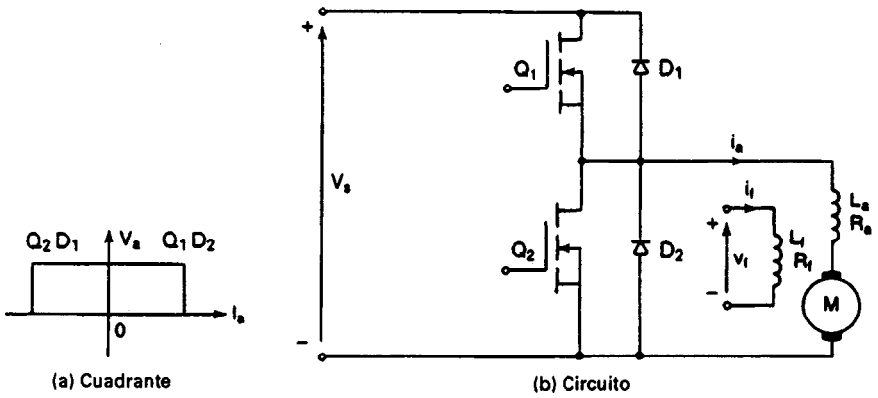


Figura 14-22 Propulsor con pulsador en dos cuadrantes transistorizado.

Control regenerativo. El transistor Q_2 y el diodo D_1 operan. Cuando Q_2 es activado, el motor actúa como un generador y la corriente de la armadura se eleva. Cuando Q_2 es desactivado, el motor, que actúa como generador, devuelve la energía a la alimentación a través del diodo regenerativo D_1. En aplicaciones industriales, es necesaria la operación en cuatro cuadrantes, tal y como se muestra en la figura 14-23a. En la figura 14-23b se muestra una propulsión transistorizada en cuatro cuadrantes.

Control directo de la potencia. Los transistores Q_1 y Q_2 operan. Los transistores Q_3 y Q_4 están desactivados. Cuando Q_1 y Q_2 son activados simultáneamente, el voltaje de alimentación aparece a través de las terminales del motor, y la corriente de la armadura se eleva. Cuando Q_1 es desactivado y Q_2 sigue activo, la corriente de la armadura se abate a través de Q_2 y D_4. Alternativamente, se puede desactivar tanto Q_1 como Q_2, en tanto que la corriente de la armadura es obligada a abatirse a través de D_3 y D_4.

Regeneración directa. Los transistores Q_1, Q_2 y Q_3 están inactivos. Cuando se activa el transistor Q_4, la corriente de la armadura, que se eleva, fluye a través de Q_4 y D_2. Cuando se desactiva Q_4, el motor, que actúa como generador, devuelve la energía a la alimentación a través de D_1 y D_2.

Control de potencia inversa. Los transistores Q_3 y Q_4 operan. Los transistores Q_1 y Q_2 están inactivos. Cuando se operan juntos Q_3 y Q_4, la corriente de la armadura se eleva y fluye en la dirección inversa. Cuando Q_3 es desactivado y Q_4 activado, la corriente de la armadura se abate a través de Q_4 y D_2. En forma alterna, se pueden desactivar simultáneamente Q_3 y Q_4, en tanto que se obliga a la corriente de la armadura a abatirse a través de D_1 y D_2.

Regeneración inversa. Los transistores Q_1, Q_3 y Q_4 están inactivos. Cuando se activa Q_2, la corriente de la armadura se eleva a través de Q_2 y D_4. Cuando Q_2 es desactivado, la corriente de la armadura se abate y el motor devuelve energía a la alimentación a través de D_3 y D_4.

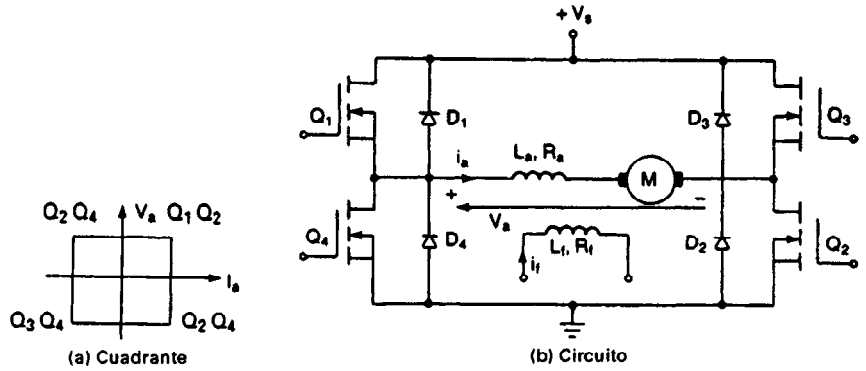


Figura 14-23 Propulsor con pulsador en cuatro cuadrantes transistorizado.

14-6.6 Pulsadores multifase

Si dos o más pulsadores operan en paralelo y están desplazados en fase uno del otro por π/u, tal y como se muestra en la figura 14-24a, la amplitud de las componentes ondulatorias de la corriente de carga se reducen y su frecuencia aumenta. Como resultado, se reducen las corrientes armónicas generadas por el pulsador en la alimentación. Los tamaños del filtro de entrada también serán más pequeños. La operación en multifase permite la reducción de inductores suavizadores, que normalmente están conectados en el circuito de la armadura de los motores de cd. Se utilizan inductores por separado en cada fase para la compartición de la corriente. En la figura 14-24b se muestran las formas de onda de las corrientes para un número u de pulsadores.

Para un número u de pulsadores en operación en multifase, puede probarse que la ecuación (9-19) se satisface cuando $k = 1/2u$ y la corriente pico a pico máxima de la componente ondulatoria de la carga se convierte en

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{R_m} \tanh \frac{R_m}{4ufL_m} \tag{14-47}$$

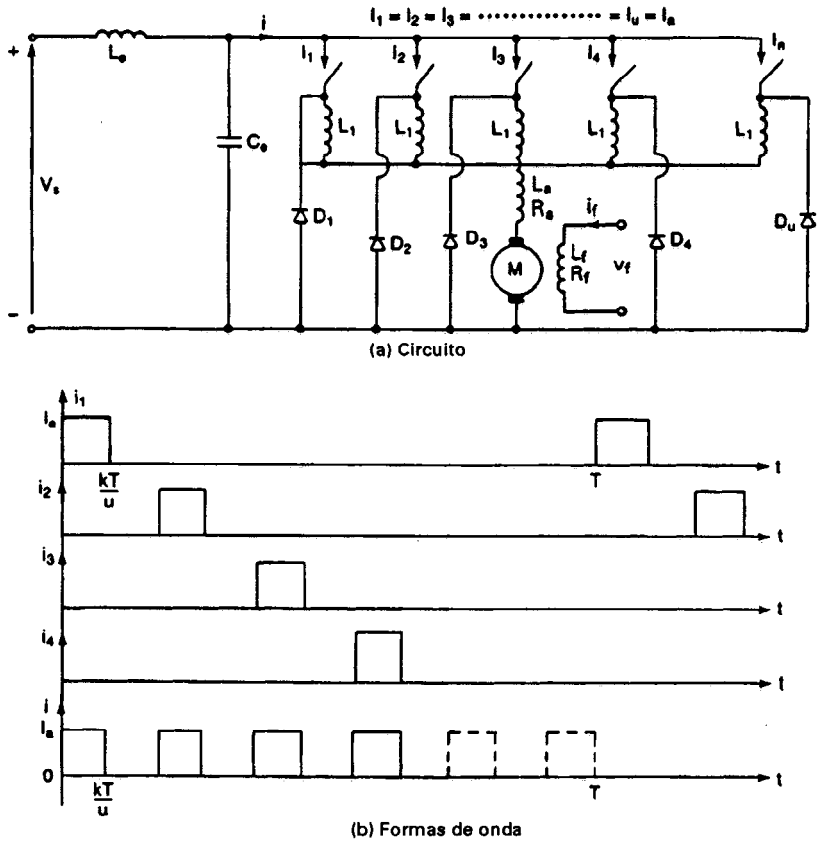


Figura 14-24 Pulsadores multifase.

donde L_m y R_m son las inductancias y resistencias totales de la armadura, respectivamente. Para $4ufL_m >> R_m$, la corriente pico a pico máxima de la componente ondulatoria de la carga se puede aproximar a

$$\Delta I_{\max} = \frac{V_s}{4ufL_m} \tag{14-48}$$

Si se utiliza un filtro de entrada tipo LC, se puede aplicar la ecuación (9-124) para encontrar la componente armónica rms de orden n generada por el pulsador en la alimentación

$$\begin{aligned} I_{\text{ns}} &= \frac{1}{1 + (2n\pi uf)^2 L_e C_e} I_{nh} \\ &= \frac{1}{1 + (nuf/f_0)^2} I_{nh} \end{aligned} \tag{14-49}$$

donde I_{nh} es el valor rms de la componente armónica de orden n de la corriente del pulsador, misma que resulta similar a la ecuación (9-10), y $f_0[= 1/2\ \pi\sqrt{(L_eC_e)}]$ es la frecuencia resonante del filtro de entrada. Si $(nuf/f_0) >> 1$, la corriente armónica de orden n en la alimentación se convierte en

$$I_{ns} = I_{nh}\left(\frac{f_0}{nuf}\right)^2 \tag{14-50}$$

Las operaciones en multifase son ventajosas para los propulsores de motores grandes, en especial si las necesidades de corriente de la carga son grandes. Sin embargo, si consideramos la complejidad adicional involucrada al aumentar el número de pulsadores, no existe mucha reducción de las armónicas generadas por el pulsador en la línea de alimentación si se utilizan más de dos pulsadores [7]. En la práctica, tanto la magnitud como la frecuencia de las corrientes de línea son factores de importancia para determinar el nivel de interferencias hacia los circuitos de señalización. En muchos sistemas de tránsito rápido, las líneas de potencia y de señalización están muy próximas; en sistemas de tres líneas, incluso comparten una línea. Los circuitos de señalización son sensibles a las frecuencias particulares y la reducción en la magnitud de las armónicas al utilizar una operación multifase de pulsadores puede generar frecuencias dentro de la banda sensible; esto puede generar más problemas de los que resuelve.

Ejemplo 14-10

Dos pulsadores que controlan un motor de cd de excitación independiente están desfazados en su operación en $\pi/2$. El voltaje de alimentación al propulsor de pulsador $V_s = 220$ V, la resistencia total del circuito de la armadura $R_m = 4\ \Omega$, la inductancia total del circuito de la armadura $L_m = 15$ mH, y la frecuencia de cada pulsador, $f = 350$ Hz. Calcule la corriente máxima pico a pico de la componente ondulatoria de la carga.

Solución La frecuencia de pulsación efectiva es $f_e = 2 \times 350 = 700$ Hz, $R_m = 4\ \Omega$, $L_m = 15$ mH, $u = 2$ y $V_s = 220$ V. $4ufL_m = 4 \times 2 \times 350 \times 15 \times 10^{-3} = 42$. Dado que $42 > > 4$, se puede utilizar la ecuación aproximada (14-48) y esto da la corriente máxima pico a pico de la componente ondulatoria de la carga, $\Delta I_{\text{máx}} = 220/42 = 5.24$ A.

Ejemplo 14-11

Un motor de cd de excitación independiente está controlado por dos pulsadores multifase. La corriente promedio de la armadura $I_a = 100$ A. Se utiliza un filtro sencillo de entrada tipo LC con

L_e = 0.3 mH y C_e = 4500 μF. Cada pulsador opera a una frecuencia f = 350 Hz. Determine la componente fundamental en valor rms de la corriente armónica generada por el pulsador en la alimentación.

Solución I_a = 100 A, u = 2, L_e = 0.3 mH, C_e = 4500 μF y $f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_eC_e})$ = 136.98 Hz. La frecuencia eficaz del pulsador es $f_e = 2 \times 350 = 700$ Hz. De los resultados del ejemplo 9-13, el valor rms de la componente fundamental de la corriente del pulsador es I_{1h} = 45.02 A. De la ecuación (14-49), la componente fundamental de la corriente armónica generada por el pulsador es

$$I_{1s} = \frac{45.02}{1 + (2 \times 350/136.98)^2} = 1.66 \text{ A}$$

14-7 CONTROL EN LAZO CERRADO DE LOS PROPULSORES DE CD

La velocidad de los motores de cd cambia con el par motor de la carga. A fin de mantener una velocidad constante, debe variarse continuamente el voltaje de la armadura (y/o del campo) modificándose el ángulo de retraso de los convertidores ca-cd o el ciclo de trabajo de los pulsadores de cd. En los sistemas propulsores reales es necesario operar el propulsor a un par motor constante con una potencia constante; además, se requiere de aceleración y desaceleración controlada. La mayor parte de los propulsores industriales operan con sistemas de retroalimentación de lazo cerrado. Un sistema de control de lazo cerrado tiene las ventajas de una precisión mejorada, una respuesta dinámica rápida, así como una atenuación de los efectos producidos por disturbios en la carga y no linearidad en el sistema.

El diagrama de bloques de un propulsor de cd de excitación independiente alimentado por un convertidor en lazo cerrado aparece en la figura 14-25. Si la velocidad del motor disminuye debido a la aplicación de un par motor adicional en la carga, aumenta el error de velocidad V_e. El controlador de velocidad contesta con una señal incrementada del control V_c, modifica el ángulo de retraso o el ciclo de trabajo del convertidor e incrementa el voltaje de la armadura del motor. Un aumento en la armadura del motor desarrolla más par de torsión o par motor a fin de restaurar la velocidad al valor original. La propulsión por lo general pasa a través de un período transitorio hasta que el par motor desarrollado iguala al par motor de la carga.

14-7.1 Función de transferencia en lazo abierto

Las características en régimen permanente de los propulsores de cd, que se han analizado en las secciones anteriores, son de importancia primordial en la selección de propulsiones de cd, y no

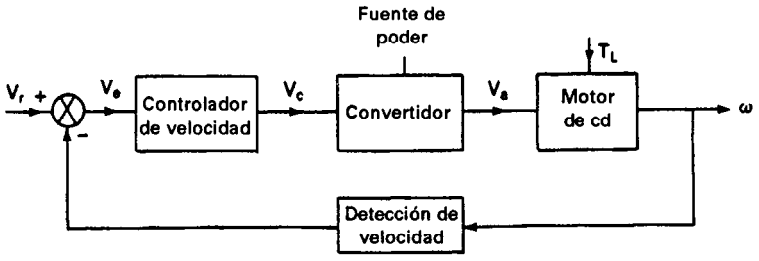


Figura 14-25 Diagrama de bloques de un propulsor de motor de cd alimentado por un convertidor en lazo cerrado.

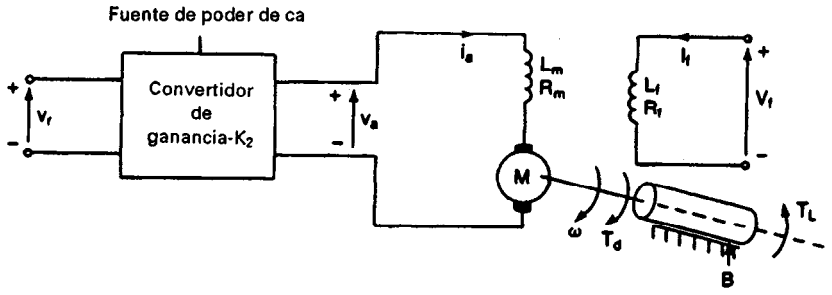


Figura 14-26 Propulsor de un motor de cd con excitación independiente alimentado por convertidor.

son suficientes cuando la propulsión está en control de lazo cerrado. El conocimiento del comportamiento dinámico, que se expresa normalmente en la forma de una función de transferencia, también resulta importante.

La disposición de un circuito de un propulsor de motor de cd de excitación independiente alimentado por un convertidor con control de lazo abierto aparece en la figura 14-26. La velocidad del motor se ajusta mediante el voltaje de referencia (o de control) v_r. Suponiendo un convertidor de potencia lineal de ganancia K_2, el voltaje de la armadura del motor es

$$v_a = K_2 v_r \tag{14-51}$$

Si suponemos que la corriente del campo del motor I_f y la constante de la fuerza contraelectromotriz K_v se mantienen constantes durante cualquier disturbio transitorio, las ecuaciones del sistema son

$$e_g = K_v I_f \omega \tag{14-52}$$

$$v_a = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_g = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + K_v I_f \omega \tag{14-53}$$

$$T_d = K_t I_f i_a \tag{14-54}$$

$$T_d = K_t I_f i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{14-55}$$

El comportamiento transitorio puede analizarse si se cambian las ecuaciones del sistema mediante el uso de la transformada de Laplace con condiciones iniciales cero. Al transformar las ecuaciones (14-51), (14-53) y (14-55), obtenemos

$$V_a(s) = K_2 V_r(s) \tag{14-56}$$

$$V_a(s) = R_m I_a(s) + sL_m I_a(s) + K_v I_f \omega(s) \tag{14-57}$$

$$T_d(s) = K_t I_f I_a(s) = sJ\omega(s) + B\omega(s) + T_L(s) \tag{14-58}$$

De la ecuación (14-57), la corriente de la armadura es

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_v I_f \omega(s)}{sL_m + R_m} \tag{14-59}$$

$$= \frac{V_a(s) - K_v I_f \omega(s)}{R_m(s\tau_a + 1)} \tag{14-60}$$

donde $t_a = L_m/R_m$ se conoce como la *constante de tiempo* del circuito de la armadura del motor. De la ecuación (14-58), la velocidad del motor es

$$\omega(s) = \frac{T_d(s) - T_L(s)}{sJ + B} \tag{14-61}$$

$$= \frac{T_d(s) - T_L(s)}{B(s\tau_m + 1)} \tag{14-62}$$

donde $\tau_m = J/B$ se conoce como la *constante de tiempo mecánica* del motor. Se pueden utilizar las ecuaciones (14-56), (14-60) y (14-62) para trazar el diagrama de bloques de lazo abierto tal y como se muestra en la figura 14-27. Dos disturbios posibles son el voltaje de control, V_r, y el par motor de la carga, T_L. Se pueden determinar las respuestas en régimen permanente al combinar las respuestas individuales debidas a V_r y T_L.

La respuesta debida a un cambio en escalón en el voltaje de referencia se obtiene al establecer $T_L = 0$. De la ecuación (14-27) podemos obtener la respuesta de la velocidad debida al voltaje de referencia como

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2K_vI_f/(R_mB)}{s^2(\tau_a\tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + (K_vI_f)^2/R_mB} \tag{14-63}$$

La respuesta debida a un cambio en el par motor de la carga, T_L, puede obtenerse al ajustar V_r a cero. El diagrama de bloques para un cambio en escalón en el disturbio por par motor en la carga aparece en la figura 14-28.

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = -\frac{(1/B)(s\tau_a + 1)}{s^2(\tau_a\tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + (K_vI_f)^2/R_mB} \tag{14-64}$$

Utilizando el teorema del valor final, la relación en régimen permanente de una modificación en velocidad, $\Delta\omega$, debida a un cambio en escalón en el voltaje de control, ΔV_r, y de un cambio en escalón de un par motor de la carga, ΔT_L, se puede determinar a partir de las ecuaciones (14-63) y (14-64), respectivamente, substituyendo $s = 0$.

$$\Delta\omega = \frac{K_2K_vI_f}{R_mB + (K_vI_f)^2}\Delta V_r \tag{14-65}$$

$$\Delta\omega = -\frac{R_m}{R_mB + (K_vI_f)^2}\Delta T_L \tag{14-66}$$

El uso de los motores serie de cd es extenso en aplicaciones de tracción en las que la velocidad de estado en régimen permanente queda determinada por las fuerzas de fricción y del gra-

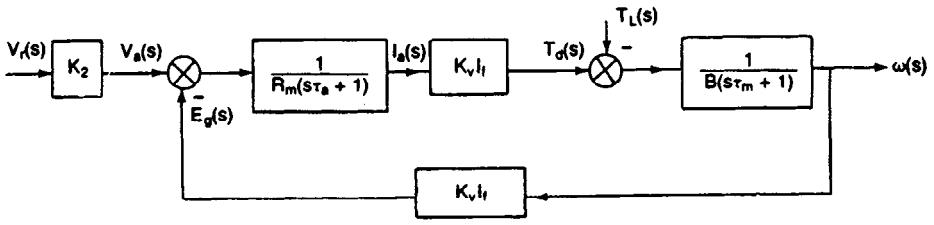


Figura 14-27 Diagrama de bloque en lazo abierto de un propulsor para motor de cd con excitación independiente.

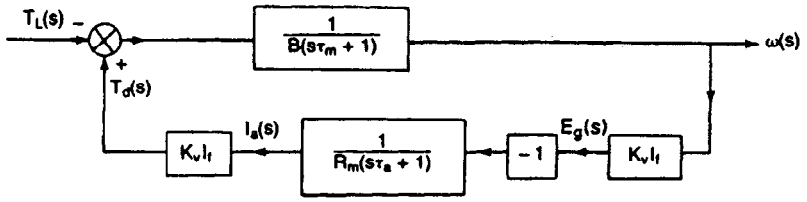


Figura 14-28 Diagrama de bloque en lazo abierto para la entrada de perturbaciones en el par motor.

diente. Al ajustar el voltaje de la armadura, se puede operar la máquina a un par motor (o corriente) constante hasta la velocidad base, misma que corresponde al voltaje máximo de la armadura. Un propulsor de motor en serie de cd controlado por pulsador aparece en la figura 14-29.

El voltaje de la armadura está relacionado con el voltaje de control (o de referencia) mediante una ganancia lineal del pulsador, K_2. Suponiendo que la constante de la fuerza contraelectromotriz K_v no varía con la corriente de la armadura y se conserva constante, las ecuaciones del sistema son

$$v_a = K_2 v_r \tag{14-67}$$

$$e_g = K_v i_a \omega \tag{14-68}$$

$$v_a = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_g \tag{14-69}$$

$$T_d = K_t i_a^2 \tag{14-70}$$

$$T_d = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{14-71}$$

La ecuación (14-70) contiene un producto de no linealidades de tipo variable, y como resultado, la aplicación de técnicas de función de transferencia ya no resulta válida. Sin embargo, se puede linealizar estas ecuaciones considerando que la perturbación es pequeña en el punto de operación. Definamos los parámetros del sistema alrededor del punto de operación como

$$e_g = E_{g0} + \Delta e_g \qquad i_a = I_{a0} + \Delta i_a \qquad v_a = V_{a0} + \Delta v_a \qquad T_d = T_{d0} + \Delta T_d$$

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \qquad v_r = V_{r0} + \Delta v_r \qquad T_L = T_{L0} + \Delta T_L$$

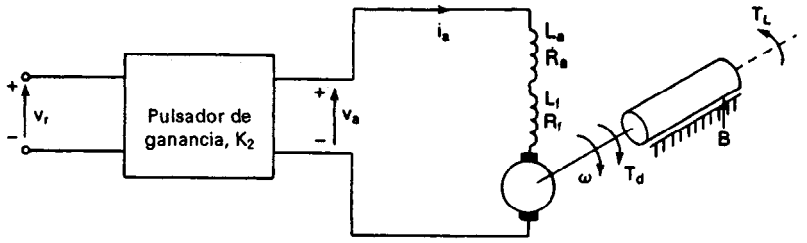


Figura 14-29 Propulsor de un motor serie de cd alimentado por pulsador.

Si reconocemos que $\Delta i_a \Delta\omega$ y $(\Delta i_a)^2$ son muy pequeños, y tienden a cero, las ecuaciones (14-67) a (14-71) se pueden linearizar a los siguientes valores

$$\Delta v_a = K_2 \, \Delta v_r$$

$$\Delta e_g = K_v(I_{a0} \, \Delta\omega + \omega_0 \, \Delta i_a)$$

$$\Delta v_a = R_m \, \Delta i_a + L_m \frac{d(\Delta i_a)}{dt} + \Delta e_g$$

$$\Delta T_d = 2K_v I_{a0} \, \Delta i_a$$

$$\Delta T_d = J \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + B \, \Delta\omega + \Delta T_L$$

Transformando estas ecuaciones en el dominio de Laplace, obtenemos

$$\Delta V_a(s) = K_2 \Delta V_r(s) \tag{14-72}$$

$$\Delta E_g(s) = K_v[I_{a0} \, \Delta\omega(s) + \omega_0 \, \Delta I_a(s)] \tag{14-73}$$

$$\Delta V_a(s) = R_m \, \Delta I_a(s) + sL_m \, \Delta I_a(s) + \Delta E_g(s) \tag{14-74}$$

$$\Delta T_d(s) = 2K_v I_{a0} \, \Delta I_a(s) \tag{14-75}$$

$$\Delta T_d(s) = sJ \, \Delta\omega(s) + B \, \Delta\omega(s) + \Delta T_L(s) \tag{14-76}$$

Estas cinco ecuaciones son suficientes para establecer un diagrama de bloque de una propulsión de motor serie de cd tal y como aparece en la figura 14-30. Resulta evidente de la figura 14-30 que cualquier modificación, ya sea en el voltaje de referencia o en el par motor de la carga, resultará en una modificación de la velocidad. El diagrama de bloques para una modificación en el voltaje de referencia aparece en la figura 14-31a y el correspondiente a un cambio en el par motor de la carga aparece en la figura 14-31b.

14-7.2 Función de transferencia en lazo cerrado

Una vez que se conocen los modelos para los motores, se pueden añadir trayectorias de retroalimentación a fin de obtener la respuesta de salida deseada. A fin de modificar la disposición de circuito abierto de la figura 14-26 a un sistema de lazo cerrado, un sensor o detector de velocidad se conecta a la flecha de salida. La salida de este detector, que resulta proporcional a la velocidad, es amplificada por un factor de K_1 y comparada con el voltaje de referencia V_r a fin de generar un voltaje de error V_e. El diagrama completo de bloques aparece en la figura 14-32.

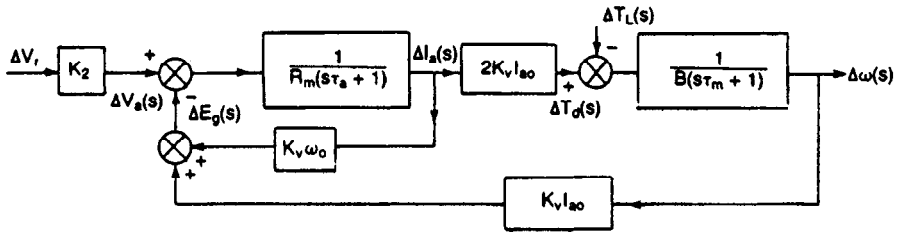
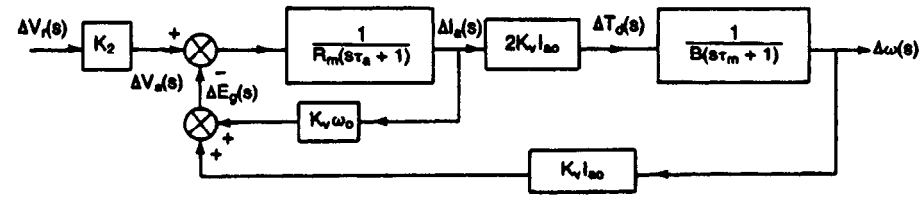
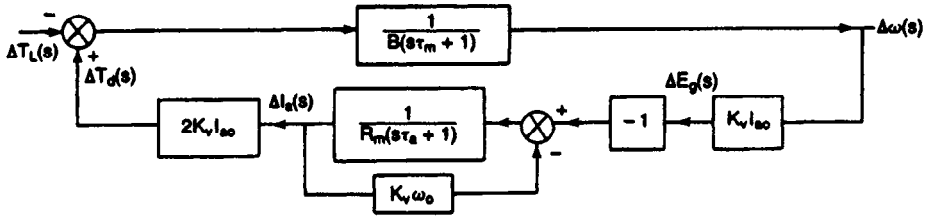


Figura 14-30 Diagrama de bloque en lazo abierto del propulsor en serie de cd alimentado por pulsador.



(a) Cambio en escalón en el voltaje



(b) Cambio en escalón en el par motor

Figura 14-31 Diagrama de bloques para perturbaciones en el voltaje de referencia y en el par motor de la carga.

La respuesta en escalón de lazo cerrado debida a una modificación en el voltaje de referencia se puede determinar a partir de la figura 14-28, cuando $T_L = 0$. La función de transferencia se convierte en

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_v I_f/(R_m B)}{s^2(\tau_a \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f]/R_m B} \tag{14-77}$$

La respuesta debida a un cambio en el par motor de la carga T_L también se puede obtener a partir de la figura 14-32 si V_r se iguala a cero. La función de transferencia se convierte en

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = -\frac{(1/B)(s\tau_a + 1)}{s^2(\tau_a \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f]/R_m B} \tag{14-78}$$

Utilizando el teorema del valor final, la modificación en estado de régimen permanente de la velocidad, $\Delta\omega$, debida a un cambio en escalón del voltaje de control, ΔV_r, y a un cambio en escalón del par motor de la carga, ΔT_L, se puede determinar a partir de las ecuaciones (14-77) y (14-78), respectivamente, mediante la sustitución de $s = 0$.

$$\Delta\omega = \frac{K_2 K_v I_f}{R_m B + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f} \Delta V_r \tag{14-79}$$

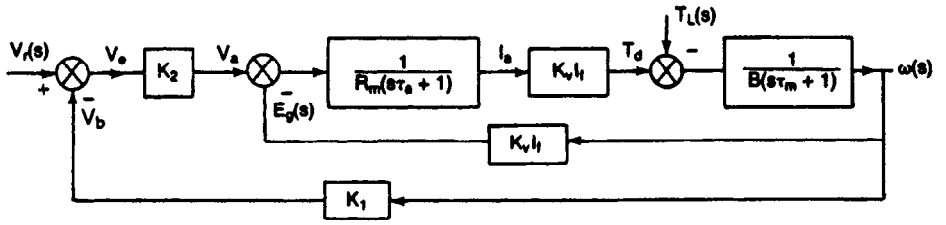


Figura 14-32 Diagrama de bloques para un control en lazo cerrado de un motor de cd con excitación independiente.

$$\Delta\omega = -\frac{R_m}{R_m B + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f}\Delta T_L \qquad (14\text{-}80)$$

La figura 14-32 sólo utiliza la retroalimentación de velocidad. En la realidad, el motor debe operar a la velocidad deseada, pero también debe poder entregar el par motor a la carga, que depende de la corriente de la armadura. Si mientras el motor opera a una velocidad determinada, se aplica una carga en forma repentina, la velocidad se reduce y el motor toma un tiempo para regresar a la velocidad deseada. En la figura 14-33 se muestra una retroalimentación de velocidad con un lazo de corriente interno, que proporciona una respuesta más rápida para cualquier disturbio en el comando de la velocidad, en el par motor de la carga y en el voltaje de la alimentación.

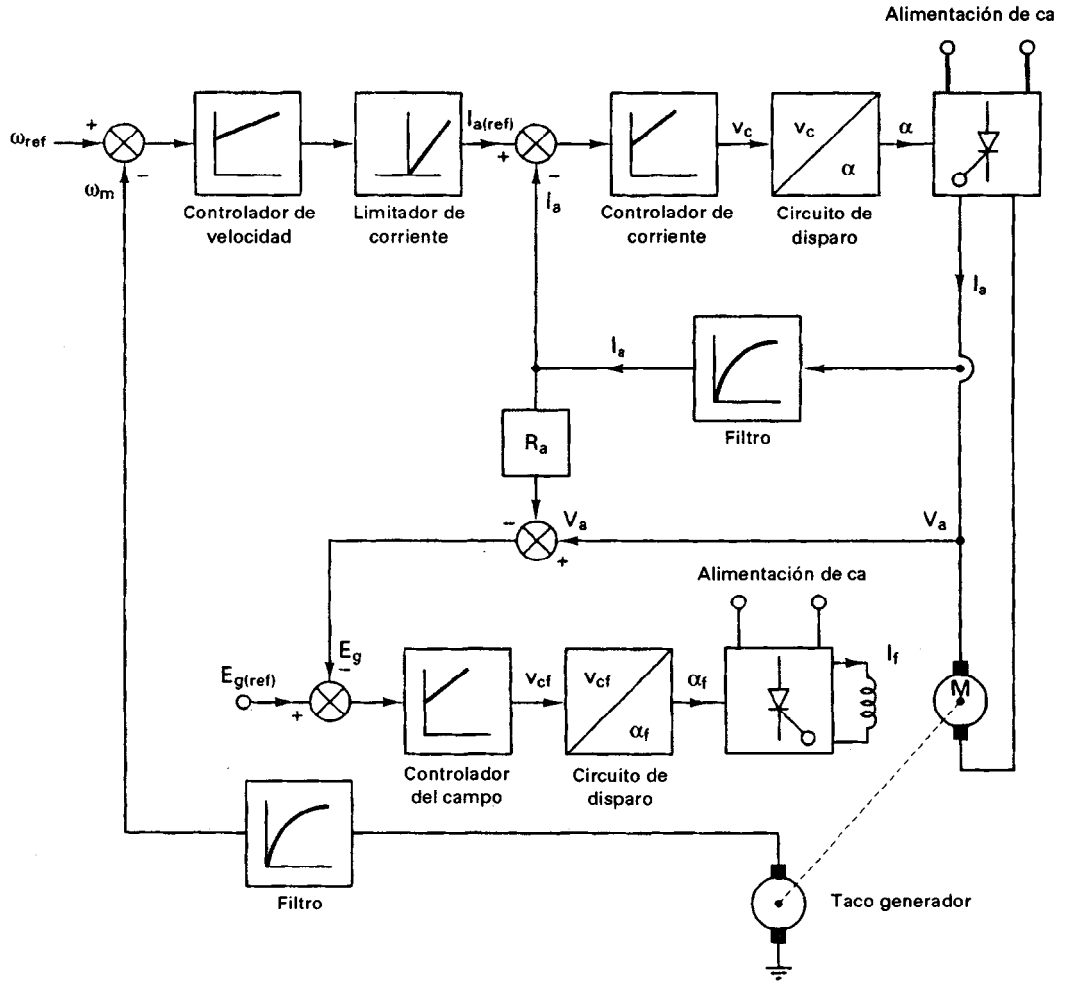


Figura 14-33 Control de velocidad de lazo cerrado con un lazo interno de corriente y una reducción por campo.

El lazo de corriente se utiliza para hacer frente a la demanda inesperada de par motor en condiciones transitorias. La salida del controlador de velocidad e_c se aplica al limitador de corriente, mismo que define a la corriente de referencia $I_{a(\text{ref})}$ para el lazo de corriente. La corriente de la armadura I_a es detectada por un sensor de corriente, filtrada normalmente por un filtro activo a fin de eliminar las componentes ondulatorias, y comparada con la referencia de corriente $I_{a(\text{ref})}$. La corriente de error resultante se procesa a través de un controlador de corriente cuya salida v_c ajusta el ángulo de disparo del convertidor y lleva la velocidad del motor al valor deseado.

Cualquier valor de error positivo en la velocidad causado por un incremento, ya sea en el comando de la velocidad o en la demanda del par motor de la carga, produce una corriente de referencia alta $I_{a(\text{ref})}$. El motor se acelera para corregir el error de velocidad, y finalmente se queda en un valor nuevo $I_{a(\text{ref})}$, que hace que el par motor de la máquina sea igual al par motor de la carga, dando como resultado un error de velocidad cercano a cero. Para cualquier error de velocidad positivo grande, el limitador de corriente satura y limita la corriente de referencia $I_{a(\text{ref})}$ a un valor máximo $I_{a(\text{max})}$. El error de velocidad se corrige entonces al valor máximo permisible de la corriente de la armadura $I_{a(\text{max})}$ hasta que el error de velocidad se hace pequeño y el limitador de corriente se sale de saturación. Por lo común, el error de velocidad se corrige con I_a menos que el valor permisible $I_{a(\text{max})}$.

El control de la velocidad desde cero hasta la velocidad base se efectúa normalmente en el campo máximo mediante el control del voltaje de la armadura, y el control por arriba de la velocidad base debe llevarse a cabo reduciendo el campo al voltaje especificado de la armadura. En el lazo de control del campo, la fuerza contraelectromotriz E_g ($= V_a - R_a I_a$) se compara con el voltaje de referencia $E_{g(\text{ref})}$, que generalmente está entre 0.85 y 0.95 del voltaje especificado de la armadura. Para velocidades por debajo de la velocidad base, el error del campo e_f es grande por lo que el controlador del campo se satura, aplicando por lo tanto el voltaje máximo del campo así como la corriente.

Cuando la velocidad se acerca a la velocidad base, V_a es casi igual al valor especificado y el controlador del campo se sale de saturación. Para un comando de velocidad por arriba de la velocidad base, el error de velocidad hace generar un valor más alto de V_a. El motor se acelera, aumenta la fuerza contraelectromotriz E_g, y el error del campo e_f se reduce. La corriente del campo entonces disminuye y la velocidad del motor sigue aumentando hasta que la velocidad de éste alcanza la velocidad deseada. Por lo tanto, el control de la velocidad por arriba de la velocidad base se obtiene reduciendo el campo en tanto que el voltaje terminal de la armadura se mantiene cerca del valor especificado. En el modo de reducción del campo, el propulsor responde muy lentamente debido a que la constante de tiempo del campo es grande. Se utiliza por lo general un convertidor completo en el campo, porque tiene la capacidad de invertir el voltaje, reduciendo la corriente del campo con mucho más rapidez que un semiconvertidor.

Ejemplo 14-12

Un motor de cd de excitación independiente de 50-kW 240-V 1700-rpm está controlado por un convertidor, tal y como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 14-32. La corriente del campo se mantiene constante en I_f = 1.4 A y la constante de la fuerza contraelectromotriz de la máquina es K_v = 0.91 V/A-rad/s. La resistencia de la armadura es R_m = 0.1 Ω y la constante de fricción viscosa es B = 0.3 N·m/rad/s. La amplificación del sensor de velocidad es K_1 = 95 mV/rad/s y la ganancia del controlador de potencia es K_2 = 100. (a) Determine el par especificado del motor. (b) Determine el voltaje de referencia V_r para propulsar el motor a la velocidad especificada. (c) Si el voltaje de referencia se mantiene sin modificación, determine la velocidad a la cual la maquina desarrolla el par motor especificado. (d) Si el par motor de la carga aumenta

10% del valor especificado, determine la velocidad del motor. (e) Si el voltaje de referencia se reduce 10%, determine la velocidad del motor. (f) Si el par motor de la carga aumenta 10% del valor especificado y el voltaje de referencia se reduce 10%, determine la velocidad del motor. (g) Si no hubiera ninguna retroalimentación de control de lazo abierto, determine la regulación de la velocidad para un voltaje de referencia de $V_r = 2.31$ V. (h) Determine la regulación de voltaje para un control de lazo cerrado.

Solución $I_f = 1.4$ A, $K_v = 0.91$ V/A-rad/s, $K_1 = 95$ mV/rad/s, $K_2 = 100$, $R_m = 0.1\ \Omega$, $B = 0.3$ N·m/rad/s y $\omega_{rated} = 1700\ \pi/30 = 178.02$ rad/s.

(a) El par motor especificado, $T_L = 50{,}000/178.02 = 280.87$ N·m.

(b) Dado que $V_a = K_2 V_r$, para un control de lazo abierto, la ecuación (14-65) da

$$\frac{\omega}{V_a} = \frac{\omega}{K_2 V_r} = \frac{K_v I_f}{R_m B + (K_v I_f)^2} = \frac{0.91 \times 1.4}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2} = 0.7707$$

A la velocidad especificada,

$$V_a = \frac{\omega}{0.7707} = \frac{178.02}{0.7707} = 230.98 \text{ V}$$

y el voltaje de retroalimentación,

$$V_b = K_1 \omega = 95 \times 10^{-3} \times 178.02 = 16.912 \text{ V}$$

Con control en lazo cerrado, $(V_r - V_b)K_2 = V_a$ o bien $(V_r - 16.912) \times 100 = 230.98$, lo que nos da el voltaje de referencia, $V_r = 19.222$ V.

(c) Para $V_r = 19.222$ V y $\Delta T_L = 280.87$ N·m, la ecuación (14-80) da

$$\Delta\omega = -\frac{0.1 \times 280.86}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0.91 \times 1.4}$$
$$= -2.04 \text{ rad/s}$$

La velocidad al par motor especificado,

$$\omega = 178.02 - 2.04 = 175.98 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 1680.5 \text{ rpm}$$

(d) $\Delta T_L = 1.1 \times 280.87 = 308.96$ N·m y la ecuación (14-80) da

$$\Delta\omega = -\frac{0.1 \times 308.96}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0.91 \times 1.4}$$
$$= -2.246 \text{ rad/s}$$

La velocidad del motor

$$\omega = 178.02 - 2.246 = 175.774 \text{ rad/s, es decir, } 1678.5 \text{ rpm}$$

(e) $\Delta V_r = -0.1 \times 19.222 = -1.9222$ V y la ecuación (14-79) da el cambio de velocidad,

$$\Delta\omega = -\frac{100 \times 0.91 \times 1.4 \times 1.9222}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0.91 \times 1.4}$$
$$= -17.8 \text{ rad/s}$$

La velocidad del motor es

$$\omega = 178.02 - 17.8 = 160.22 \text{ rad/s es decir } 1530 \text{ rpm}$$

(f) Se puede obtener la velocidad del motor utilizando el teorema de superposición:

$$\omega = 178.02 - 2.246 - 17.8 = 158 \text{ rad/s, es decir, } 1508.5 \text{ rpm}$$

(g) $\Delta V_r = 2.31$ V y la ecuación (14-65) da

$$\Delta\omega = \frac{100 \times 0.91 \times 1.4 \times 2.31}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2} = 178.02 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 1700 \text{ rpm}$$

y la velocidad sin carga es $\omega = 178.02$ rad/s, es decir, 1700 rpm. En caso de plena carga, $\Delta T_L = 280.87$ N·m, la ecuación (14-66) da

$$\Delta\omega = -\frac{0.1 \times 280.87}{0.1 \times 0.3 + (0.91 \times 1.4)^2} = -16.99 \text{ rad/s}$$

y la velocidad a plena carga

$$\omega = 178.02 - 16.99 = 161.03 \text{ rad/s, es decir, } 1537.7 \text{ rpm}$$

La regulación de la velocidad con control en lazo abierto es

$$\frac{1700 - 1537.7}{1537.7} = 10.55\%$$

(h) Utilizando la velocidad de la parte (c), la regulación de la velocidad con control en lazo cerrado es

$$\frac{1700 - 1680.5}{1680.5} = 1.16\%$$

Nota. En el caso del control en lazo cerrado, la regulación de la velocidad se reduce en un factor de aproximadamente 10, de 10.55% a 1.16%.

14-7.3 Control en lazo por seguimiento de fase

Para un control de velocidad preciso de los servo sistemas, se utiliza por lo común un control en lazo cerrado. La velocidad, que se detecta mediante dispositivos sensores analógicos (es decir, tacómetros), se compara con la velocidad de referencia a fin de generar una señal de error y de variar el voltaje en la armadura del motor. Estos dispositivos analógicos para la detección de la velocidad y para la comparación de señales no son ideales, y la regulación de la velocidad es más del 0.2%. El regulador de velocidad se puede mejorar si se utiliza un control digital de lazo por seguimiento de fase (PLL). En la figura 14-34a se muestra un propulsor motor de cd alimentado por un convertidor con control en lazo de seguimiento de fase, y aparece en la figura 14-29b el diagrama de bloques de la función de transferencia.

En un sistema de control en lazo por seguimiento de fase, la velocidad del motor se convierte en un tren de pulsos digitales mediante un codificador de velocidad. La salida del codificador actúa como señal de retroalimentación de velocidad cuya frecuencia es f_0. El detector de fase compara el tren de pulsos de referencia (o frecuencia) f_r con la frecuencia de retroalimentación f_0 y proporciona un voltaje de salida modulado por ancho de pulso V_e que resulta proporcional a la diferencia en fases y en frecuencias de los trenes de pulsos de referencia y de retroalimentación. El detector de fase (o comparador) está disponible en circuitos integrados. Un filtro de enlace tipo paso bajo convierte el tren de pulsos, V_e, a un nivel de cd continua, V_c, que varía la salida del convertidor de potencia y por lo tanto la velocidad del motor.

Cuando el motor gira a la misma velocidad que el tren de pulsos de referencia, las dos frecuencias se sincronizan (o entrelazan) con una diferencia en fase. La salida del detector de fase será un voltaje constante proporcional a la diferencia de fases y la velocidad del motor en régimen permanente se mantendrá en un valor fijo independiente de la carga del motor. Cualquier distur-

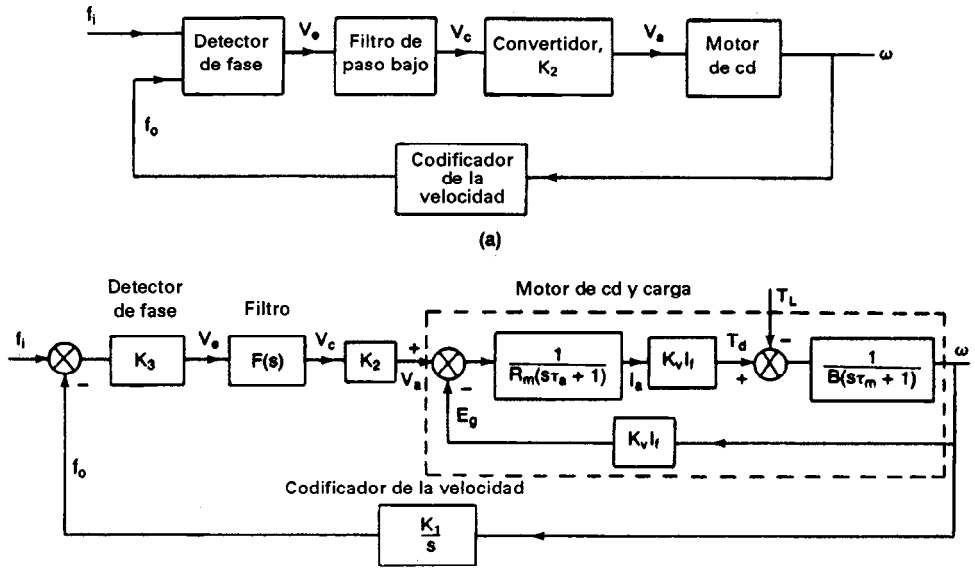


Figura 14-34 Sistema de control de lazo por seguimiento de fase.

bio que contribuya a una modificación de la velocidad dará como resultado una diferencia de fases y la salida del detector responderá de inmediato, a fin de variar la velocidad del motor en una dirección y magnitud tales que retengan el seguimiento de las frecuencias de referencia y de retroalimentación. La respuesta del detector de fase es muy rápida. Siempre que las dos frecuencias estén encadenadas, la regulación de la velocidad idealmente deberá ser cero. Sin embargo, en la realidad, la regulación de la velocidad se limita a 0.002%, lo que representa una mejora significativa sobre el sistema de control de velocidad analógico.

14-7.4 Control por microcomputadora de propulsores de CD

El esquema de control analógico para un propulsor de motor de cd alimentado por convertidor se puede poner en práctica mediante electrónica de alambrado. Una disposición de control analógica tiene varias desventajas: falta de linearidad del sensor de velocidad, dependencia de la temperatura, desviación y corrimiento. Una vez construido un circuito de control a fin de cumplir con ciertos criterios de rendimiento, puede requerir de cambios importantes en los circuitos lógicos incorporados, a fin de cumplir con otros requisitos de rendimiento.

Un control por microcomputadora reduce el tamaño y los costos de la electrónica interconstruida, con lo que la confiabilidad y el rendimiento del control mejoran. Este sistema se pone en práctica en el software y es flexible para cambiar la estrategia de control a fin de cumplir con distintas características de rendimiento, o de añadir características adicionales de control. Un sistema de control por microcomputadora también puede llevar a cabo varias funciones deseables: encender/apagar la fuente de poder principal, arrancar/detener el propulsor, controlar la velocidad, controlar la corriente, vigilar las variables de control, inicializar el circuito de protección y de disparo, dar un diagnóstico para la localización incorporada de fallas y mantener comunicación con la computadora supervisora central. En la figura 14-35 se muestra el diagrama esquemático de un

sistema de control por microcomputadora de un propulsor de cd de cuatro cuadrantes alimentado por convertidor.

Las señales de velocidad alimentan al microcomputador mediante un convertidor A/D (analógico/digital). A fin de limitar la corriente de la armadura del motor, se utiliza un lazo interno de control de corriente. La señal de corriente de la armadura puede alimentar la microcomputadora a través de un convertidor A/D o mediante el muestreo de la corriente de armadura. El circuito de sincronización de línea es necesario a fin de sincronizar la generación de los pulsos de disparo con la frecuencia de la línea de alimentación. A pesar de que la microcomputadora puede llevar a cabo funciones de generador de pulso de compuerta y de circuito lógico, éstos aparecen fuera de ella. Un amplificador proporciona el aislamiento necesario y produce los pulsos de compuerta de la magnitud y la duración requeridas. El propulsor controlado por microprocesador se ha convertido en la norma. El control analógico se ha hecho prácticamente obsoleto.

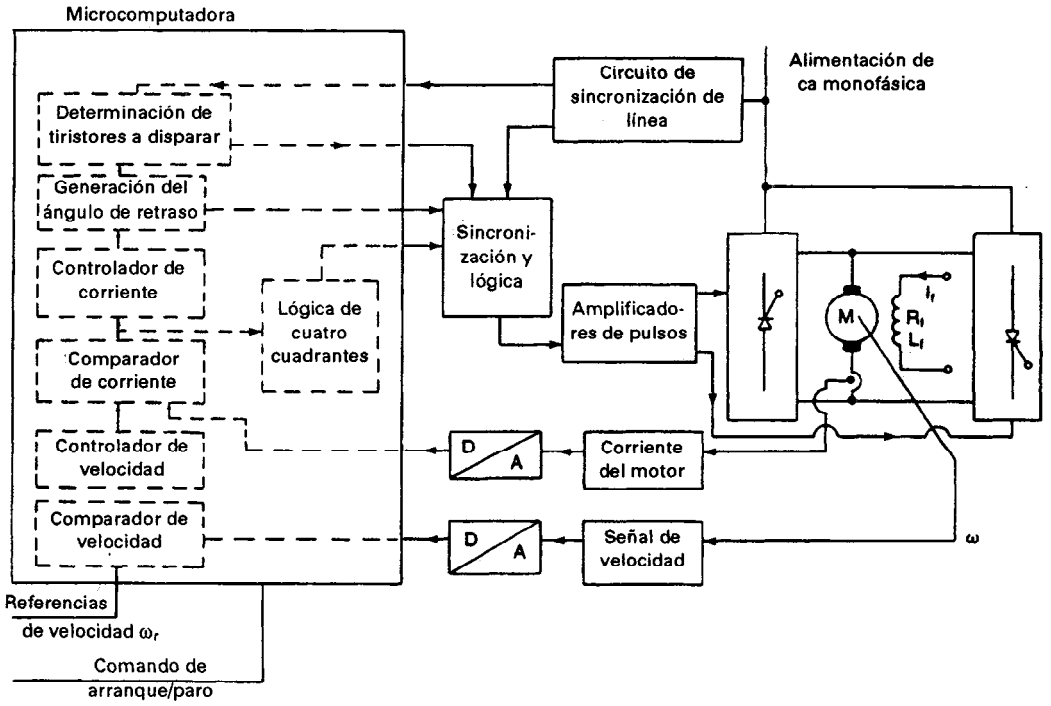


Figura 14-35 Diagrama esquemático de un propulsor de cd en cuatro cuadrantes controlado por computadora.

RESUMEN

En los propulsores de cd, los voltajes de la armadura y del campo de los motores se hacen variar mediante los convertidores de ca a cd o por medio de los pulsadores de cd. Los propulsores alimentados por convertidores de ca a cd por lo general se utilizan en aplicaciones de velocidad variable, en tanto que los propulsores alimentados por pulsador son más adecuados para las aplicaciones de tracción. Los motores serie de cd se utilizan principalmente en aplicaciones de tracción, debido a su capacidad de un alto par motor de arranque.

Los propulsores de cd se pueden clasificar a grandes rasgos en tres tipos, dependiendo de la alimentación de entrada: (1) propulsores monofásicos, (2) propulsores trifásicos y (3) propulsores de pulsador. Cada uno de los propulsores puede subdividirse a su vez en tres tipos, dependiendo del modo de operación: (a) propulsores de un cuadrante, (b) propulsores de dos cuadrantes, y (c) propulsores de cuatro cuadrantes. La característica de ahorro de energía de los propulsores alimentados por pulsador resulta muy atractiva para el uso en sistemas de transporte que requieren paradas frecuentes.

El control en lazo cerrado, tiene muchas ventajas, se utiliza por lo general en los propulsores industriales. La regulación de la velocidad de los propulsores industriales se puede mejorar en forma significativa mediante el uso del control en lazo de seguimiento de fase (PLL). Los dispositivos de control analógico, que son circuitos electrónicos fijos, tienen flexibilidad limitada y ciertas desventajas, en tanto que los propulsores controlados por microcomputadora, que se implementan via software, resultan más flexibles y pueden llevar a cabo muchas funciones deseables.

REFERENCIAS

1. J. F. Lindsay y M. H. Rashid, *Electromechanics and Electrical Machinery*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1986.
2. P. C. Sen, *Thyristor DC Drives*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1981.
3. P. C. Sen y M. L. McDonald, "Thyristorized dc drives with regenerative braking and speed reversal". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.* IECI25, No. 4, 1978, pp. 347-354.
4. M. H. Rashid, "Dynamic responses of dc chopper controlled series motor". *IEEE Transactions on Industrial Electronics y Control Instrumentation,* Vol. IECI28. No. 4, 1981, pp. 323-340.
5. M. H. Rashid, "Regenerative characteristics of dc chopper controlled series motor". *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* Vol. VT33, No. 1, 1984, pp. 3-13.
6. E. Reimers, "Design analysis of multiphase dc chopper motor drive". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA8, No. 2, 1972, pp. 136-144.
7. M. H. Rashid, "Design of *LC* input filter for multiphase dc choppers". *Proceedings IEEE,* Vol. B130, No. 1, 1983, pp. 310-44.
8. D. F. Geiger, *Phaselock Loops for DC Motor Speed Control.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1981.
9. S. K. Tso y P. T. Ho, "Dedicated microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase converters". *Proceedings IEEE, Vol.* B22, 1981, pp. 101-108.
10. J. Best y P. Mutschler, "Control of armature and field current of a chopper-fed dc motor drive by a single chip microcomputer". *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives,* Lausana, Suiza, 1983, pp. 515-522.
11. G. K. Dubey, *Power Semiconductor Controlled Drives*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1989.
12. P. C. Sen, "Electric motor drives and control: past, present and future". *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.* IE37, No. 6, 1990, pp. 562-575.

PREGUNTAS DE REPASO

14-1 ¿Cuáles son los tres tipos de propulsores que se basan en la fuente de poder de entrada?

14-2 ¿Cuál es la característica de magnetización de los motores de cd?

14-3 ¿Cuál es el propósito de un convertidor en los propulsores de cd?

14-4 ¿Cuál es la velocidad base de los motores de cd?

14-5 ¿Cuáles son los parámetros que varían en el control de la velocidad de motores de cd de excitación independiente?

14-6 ¿Cuáles son los parámetros que varían en el control de velocidad de los motores serie de cd?

14-7 ¿Por qué los motores serie de cd se utilizan más en las aplicaciones de tracción?

14-8 ¿Qué es la regulación de la velocidad de los propulsores de cd?

14-9 ¿Cuál es el principio de los propulsores de motor de cd alimentados por un convertidor completo monofásicos?

14-10 ¿Cuál es el principio de los propulsores de motor de cd alimentados por un semiconvertidor trifásico?

14-11 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de cd alimentados por convertidores completos monofásicos?

14-12 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de cd alimentados por un semiconvertidor monofásico?

14-13 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de cd alimentados por convertidores completos trifásicos?

14-14 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de cd alimentados por un semiconvertidor trifásico?

14-15 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de cd alimentados por un convertidor dual trifásico?

14-16 ¿Por qué resulta preferible utilizar un convertidor completo para el control del campo de los motores de excitación independiente?

14-17 ¿Qué es una propulsión de cd en un cuadrante?

14-18 ¿Qué es una propulsión de cd en dos cuadrantes?

14-19 ¿Qué es una propulsión de cd en cuatro cuadrantes?

14-20 ¿Cuál es el principio del frenado regenerativo de los propulsores de motor de cd alimentados por pulsador en cd?

14-21 ¿Cuál es el principio de frenado reostático de los propulsores de motor de cd alimentados por un pulsador de cd?

14-22 ¿Cuáles son las ventajas de los propulsores de cd alimentados por propulsor?

14-23 ¿Cuáles son las ventajas de los pulsadores multifase?

14-24 ¿Cuál es el principio del control de lazo cerrado de los propulsores de cd?

14-25 ¿Cuáles son las ventajas del control de lazo cerrado de los propulsores de cd?

14-26 ¿Cuál es el principio del control de lazo cerrado con seguimiento de fase de los propulsores de cd?

14-27 ¿Cuáles son las ventajas de los propulsores de cd de control de lazo cerrado en seguimiento de fase?

14-28 ¿Cuál es el principio del control por microcomputadora de los propulsores de cd?

14-29 ¿Cuáles son las ventajas del control por microcomputadora de los propulsores de cd?

14-30 ¿Qué es la constante mecánica de tiempo de los motores de cd?

14-31 ¿Qué es la constante eléctrica de tiempo de los motores de cd?

PROBLEMAS

14-1 Un motor de cd de excitación independiente es alimentado desde una fuente de 600 V para controlar la velocidad de una carga mecánica; la corriente del campo se mantiene constante. La resistencia de la armadura y las pérdidas son despreciables. **(a)** Si el par motor de la carga es T_L = 550 N·m a 1500 rpm, determine la corriente de la armadura I_a. **(b)** Si la corriente de la armadura se conserva igual a la de la parte (a) y la corriente del campo se reduce de tal forma que el motor opere a una velocidad de 2800, determine el par motor de la carga.

14-2 Repita el problema 14-1 si la resistencia de la armadura es R_a = 0.12 Ω. Desprecie la fricción viscosa y las pérdidas de carga en vacío.

14-3 Un motor de excitación independiente de 30-hp 440-V 2000-rpm controla una carga que requiere de un par motor T_L = 85 N·m a 1200 rpm. La resistencia del circuito del campo es R_f = 294 Ω, la resistencia del circuito de la armadura es R_a = 0.12 Ω, y la constante de voltaje del motor es K_v = 0.7032 V/A-rad/s. El voltaje del campo es V_f = 440 V. La fricción viscosa y las pérdidas de carga en vacío son despreciables. Se puede suponer que la corriente de la armadura es continua y libre de componentes ondulatorias. Determine **(a)** la fuerza contraelectromotriz E_g, **(b)** el voltaje de la armadura requerido V_a, **(c)** la corriente especificada de la armadura del motor, y **(d)** la regulación de la velocidad a plena carga.

14-4 Un motor serie de cd de 120-hp 600-V 1200-rpm controla una carga que requiere de un par motor T_L = 185 N·m a 1100 rpm. La resistencia del circuito del campo R_f = 0.06 Ω, la resistencia del circuito de la armadura R_a = 0.04 Ω, y la constante de voltaje K_v = 32 mV/A-rad/s. La fricción viscosa y las pérdidas de carga en vacío son despreciables. La corriente de la armadura es continua y libre de componentes ondulatorias. Determine (a) la fuerza contraelectromotriz E_g, (b) el voltaje requerido de la armadura V_a, (c) la corriente de especificación de la armadura y (d) la regulación de la velocidad a plena carga.

14-5 La velocidad de un motor de excitación independiente está controlada por un semiconvertidor monofásico como el de la figura 14-12a. La corriente del campo también está controlada por un semiconvertidor y está ajustada en su valor máximo posible. El voltaje de la alimentación de ca a la armadura del convertidor del campo es monofásico de 208 V, 60 Hz. La resistencia de la armadura es R_a = 0.12 Ω, la resistencia del campo es R_f = 220 Ω y la constante del voltaje de motor es K_v = 1.055 V/A-rad/s. El par motor de la carga es T_L = 75 N·m a una velocidad de 700 rpm. La fricción viscosa y las pérdidas de carga en vacío son despreciables. Las corrientes de la armadura y del campo son continuas y libres de componentes ondulatorias. Determine (a) la corriente del campo I_f; (b) el ángulo de retraso del convertidor en el circuito de la armadura α_a; y (c) el factor de potencia de entrada del circuito de la armadura.

14-6 La velocidad de un motor de cd de excitación independiente está controlada por un convertidor de onda completa monofásico como el de la figura 14-13a. El circuito del campo también está controlado mediante un convertidor completo y la corriente del campo está ajustada en su valor máximo posible. El voltaje de alimentación de ca de la armadura a los convertidores de la armadura y del campo es monofásico, 208 V, 60 Hz. La resistencia de la armadura es R_a = 0.50 Ω, la resistencia del circuito del campo es R_f = 345 Ω, y la constante del voltaje del motor es K_v = 0.71 V/A-rad/s. La fricción viscosa y las pérdidas en vacío son despreciables. Las corrientes de la armadura y del campo son continuas y libres de componentes ondulatorias. Si el ángulo de retraso del convertidor de la armadura es α_a = 45° y la corriente de la armadura del motor es I_a = 55 A, determine (a) el par desarrollado por el motor T_d, (b) la velocidad ω, y (c) el factor de potencia de entrada PF del propulsor.

14-7 Si la polaridad de la fuerza contraelectromotriz del motor del problema 14-6 se invierte al cambiar la polaridad de la corriente del campo, determine (a) el ángulo de retraso del convertidor del circuito de la armadura, α_a, necesario para mantener constante la corriente de la armadura en el mismo valor I_a = 55 A; y (b) la potencia devuelta a la alimentación durante el frenado regenerativo del motor.

14-8 La velocidad de un motor de cd de excitación independiente de 20-hp 300-V 1800-rpm está controlada por un convertidor trifásico completo. La corriente del campo también está controlada por un convertidor trifásico completo y ajustada en su valor máximo posible. La entrada de ca es trifásica, conectada en estrella, de 208 V, 60 Hz. La resistencia de la armadura R_a = 0.35 Ω, la resistencia del campo, R_f = 250 Ω, y la constante de voltaje del motor, K_v = 1.15 V/A-rad/s. Las corrientes de la armadura y del campo son continuas y libres de componentes ondulatorias. La fricción viscosa y las pérdidas en vacío son despreciables. Determine (a) el ángulo de retraso del convertidor de la armadura, α_a, si el motor proporciona la potencia requerida a la velocidad especificada, (b) la velocidad sin carga si los ángulos de retraso son los mismos que en la parte (a) y la corriente de la armadura sin carga es 10% del valor especificado; y (c) la regulación de la velocidad.

14-9 Repita el problema 14-8 si los circuitos de la armadura y los del campo son controlados por semiconvertidores trifásicos.

14-10 La velocidad de un motor de cd de excitación independiente de 20-hp 300-V 900-rpm está controlada por un convertidor completo trifásico. El circuito del campo también está controlado por un convertidor completo trifásico. La entrada de ca a los convertidores de la armadura y del campo es trifásica, conectada en estrella, 208 V, 60Hz. La resistencia de la armadura R_a = 0.15 Ω, la resistencia del circuito del campo R_f = 145 Ω, y la constante de voltaje de motor K_v = 1.15 V/A-rad/s. La fricción viscosa y las pérdidas en vacío son despreciables. Las corrientes de la ar-

madura y del campo son continuas y libres de componentes ondulatorias. (a) Si el convertidor del campo se opera a la corriente máxima del campo y el par motor desarrollado es T_d = 106 N·m a 750 rpm, determine el ángulo de retraso del convertidor de la armadura, α_a. (b) Si el convertidor del circuito del campo se ajusta a la corriente máxima del campo, el par motor desarrollado es T_d = 108 N·m, y el ángulo de retraso del convertidor de la armadura es α_a = 0, determine la velocidad. (c) Para la misma demanda de carga de la parte (b), determine el ángulo de retraso del convertidor del circuito del campo si la velocidad debe incrementarse hasta 1800 rpm.

14-11 Repita el problema 14-10 si los circuitos de la armadura y del campo son controlados por semiconvertidores trifásicos.

14-12 Un pulsador de cd controla la velocidad de un motor serie de cd. La resistencia de la armadura R_a = 0.04 Ω, la resistencia del circuito del campo, R_f = 0.06 Ω, y la constante de la fuerza contraelectromotriz K_v = 35 mV/rad/s. El voltaje de entrada en cd del pulsador V_s = 600 V. Si se requiere mantener un par motor constantemente desarrollado T_d = 547 N·m, grafique la velocidad del motor contra el ciclo de trabajo k del pulsador.

14-13 Un pulsador de cd controla la velocidad de un motor de excitación independiente. La resistencia de la armadura es R_a = 0.05 Ω. La constante de la fuerza contraelectromotriz es K_v = 1.527 V/A-rad/s. La corriente del campo especificada es I_f = 2.5 A. El voltaje de entrada en cd al pulsador es V_s = 600 V. Si se requiere mantener un par motor constantemente desarrollado T_d = 547 N·m, grafique la velocidad del motor en función del ciclo de trabajo k del pulsador.

14-14 Un motor serie de cd está alimentado por un pulsador, tal y como se muestra en la figura 14-18a, a partir de una fuente de cd de 600 V. La resistencia de la armadura es R_a = 0.03 Ω y la resistencia del campo es R_f = 0.05 Ω. La constante de la fuerza contraelectromotriz del motor es K_v = 15.27 mV/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura I_a = 450 A. La corriente de la armadura es continua y tiene componentes ondulatorias despreciables. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 75%, determine (a) la potencia de entrada de la fuente, (b) la resistencia equivalente de entrada de la excitación de pulsador, (c) la velocidad del motor y (d) el par desarrollado por el motor.

14-15 El propulsor de la figura 14-19a opera en el frenado regenerativo de un motor en serie de cd. El voltaje de alimentación en cd es 600 V. La resistencia de la armadura R_a = 0.03 Ω y la resistencia del campo, R_f = 0.05 Ω. La constante de la fuerza contraelectromotriz del motor K_v = 12 mV/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura se mantiene constante en I_a = 350 A. La corriente de la armadura es continua y tiene componentes ondulatorias despreciables. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 50%, determine (a) el voltaje promedio a través del pulsador, V_h; (b) la potencia regenerada enviada a la alimentación de cd, P_g; (c) la resistencia equivalente de carga del motor que actúa como generador, R_{eq}; (d) la velocidad de frenado mínima permisible, ω_{min}; (e) la velocidad de frenado máxima permisible ω_{max}; y (f) la velocidad del motor.

14-16 Un pulsador de cd se utiliza en el frenado reostático de un motor en serie de cd tal y como se muestra en la figura 14-20. La resistencia de la armadura R_a = 0.03 Ω y la resistencia del campo R_f = 0.05 Ω. La resistencia de frenado R_b = 5 Ω. La constante de la fuerza contraelectromotriz, K_v = 14 mV/A-rad/s. La corriente promedio de la armadura se mantiene constante en I_a = 250 A. La corriente de la armadura es continua y tiene componentes ondulatorias despreciables. Si el ciclo de trabajo del pulsador es 60%, determine (a) el voltaje promedio a través del pulsador, V_{ch}; (b) la potencia disipada en la resistencia, P_d; (c) la resistencia de la carga equivalente del motor que actúa como generador, R_{eq}; (d) la velocidad del motor; y (e) el voltaje pico del pulsador, V_p.

14-17 Dos pulsadores controlan un motor de cd tal y como se muestra en la figura 14-24a y tienen un desplazamiento de fase en operación de π/m, donde m es el número de pulsadores multifase. El voltaje de alimentación V_s = 440 V, la resistencia total del circuito de la armadura R_m = 8 Ω, la inductancia del circuito de la armadura L_m = 12 mH y la frecuencia de cada pulsador f = 250 Hz. Calcule el valor máximo de la corriente de la componente ondulatoria de la carga pico a pico.

14-18 Para el problema 14-17 grafique el valor máximo de la corriente de la componente ondulatoria pi-

co a pico de la carga en función del número de pulsadores multifase.

14-19 Un motor de cd está controlado por dos pulsadores multifase. La corriente promedio de la armadura, I_a = 250 A. Se utiliza un filtro de entrada sencillo LC con L_e = 0.35 mH y C_e = 5600 μF. Cada pulsador opera a una frecuencia f = 250 Hz. Determine la componente fundamental rms de la corriente armónica generada por el pulsador en la alimentación.

14-20 Para el problema 14-19 trace la componente fundamental rms de la corriente armónica generada por el pulsador en la alimentación en función del número de pulsadores multifase.

14-21 Un motor de cd de excitación independiente de 40-hp 230-V 3500-rpm está controlado por un convertidor lineal de ganancia K_2 = 200. El momento de inercia de la carga del motor, J = 0.156 N·m/rad/s, la constante de fricción viscosa es despreciable, la resistencia total de la armadura R_m = 0.045 Ω, y la inductancia total de la armadura L_m = 730 mH. La constante de la fuerza contraelectromotriz es K_v = 0.502 V/A-rad/s, la corriente del campo se mantiene constante en I_f = 1.25 A. **(a)** Obtenga la función de transferencia en lazo abierto $\omega(s)/V_r(s)$ y $\omega(s)/T_L(s)$ correspondiente al motor. **(b)** Calcule la velocidad en régimen permanente del motor si el voltaje de referencia es V_r = 1 V y el par motor de la carga es 60% del valor especificado.

14-22 Repita el problema 14-21 para un control de lazo cerrado si el amplificador del sensor de velocidad es K_1 = 3 mV/rad/s.

14-23 El motor del problema 14-21 está controlado por un convertidor lineal de ganancia K_2 con un control de lazo cerrado. Si el amplificador del sensor de velocidad es K_1 = 3 mV/rad/s, determine la ganancia del convertidor K_2 para limitar la regulación de la velocidad a plena carga a un máximo de 1%.

14-24 Un motor de cd de excitación independiente de 60-hp 230-V 1750-rpm está controlado por un convertidor tal y como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 14-32. La corriente del campo se mantiene constante en I_f = 1.25 A y la constante de la fuerza contraelectromotriz de la máquina, K_v = 0.81 V/A-rad/s. La resistencia de la armadura, R_a = 0.02 Ω y la constante de fricción viscosa, B = 0.3 N·m/rad/s. La amplificación del sensor de velocidad K_1 = 96 mV/rad/s y la ganancia del controlador de potencia, K_2 = 150. **(a)** Determine el par especificado para el motor. **(b)** Determine el voltaje de referencia V_r para propulsar el motor a la velocidad especificada. **(c)** Si el voltaje de referencia se mantiene sin modificación, determine la velocidad a la cual el motor desarrolla el par motor especificado.

14-25 Repita el problema 14-24. **(a)** Si el par motor en la carga se incrementa en 20% del valor especificado, determine la velocidad del motor. **(b)** Si el voltaje de referencia se reduce en 10%, determine la velocidad del motor. **(c)** Si el par motor en la carga se reduce en 15% del valor especificado y el voltaje de referencia se reduce en 20%, determine la velocidad del motor. **(d)** Si no hubiera retroalimentación, como ocurre en un control de lazo abierto, determine la regulación de la velocidad para un voltaje de referencia V_r = 1.24 V. **(e)** Determine la regulación de la velocidad con un control de lazo cerrado.

14-26 Un motor de cd excitado en serie de 40-hp 230-V 3500-rpm está controlado por un convertidor lineal de ganancia K_2 = 200. El momento de inercia de la carga del motor J = 0.156 N·m/rad/s, la constante de fricción viscosa es despreciable, la resistencia total de la armadura R_m = 0.045 Ω y la inductancia total de la armadura L_m = 730 mH. La constante de la fuerza contraelectromotriz es K_v = 340 mV/A-rad/s. La resistencia del campo R_f = 0.035 Ω y la inductancia del campo L_f = 450 mH. **(a)** Obtenga la función de transferencia de lazo abierto $\omega(s)/V_r(s)$ y $\omega(s)/T_L(s)$ correspondiente al motor. **(b)** Calcule la velocidad en régimen permanente del motor si el voltaje de referencia, V_r = 1 V y el par motor en la carga es 60% del valor especificado.

14-27 Repita el problema 14-26 con un control de lazo cerrado si la amplificación del sensor de velocidad K_1 = 3 mV/rad/s.

15

Propulsores de ca

15-1 INTRODUCCION

El control de los motores de cd requiere proporcionar un voltaje en cd variable, que puede obtenerse a partir de pulsadores o de rectificadores controlados. Estos controladores de voltaje son sencillos y menos costosos. Los motores de cd son relativamente costosos y requieren de más mantenimiento, debido a las escobillas y los conmutadores. Sin embargo, los propulsores de cd se utilizan en muchas aplicaciones industriales. Los motores de ca exhiben estructuras altamente acopladas, no lineales y multivariables, en contraste con las estructuras desacopladas y mucho más sencillas de los motores de cd con excitación independiente. El control de los propulsores de ca generalmente requiere de algoritmos de control complejos que pueden ponerse en marcha mediante microprocesadores y/o microcomputadoras, junto con convertidores de potencia de conmutación rápida.

Los motores de ca tienen varias ventajas; son más ligeros (20 a 40% más ligeros que los motores equivalentes de cd), económicos y necesitan menos mantenimiento en comparación con los motores de cd. Requieren de un control de la frecuencia, del voltaje y de la corriente en las aplicaciones de velocidad variable. Para cumplir con los requisitos de la propulsión, los convertidores, inversores y controladores de voltaje en ca de potencia pueden controlar la frecuencia, el voltaje y/o la corriente. Estos controladores de potencia, relativamente complejos y más costosos, requieren de técnicas de retroalimentación de control avanzadas, como son la referencia a un modelo, el control adaptable, el motor deslizante y el control orientado al campo. Sin embargo, las ventajas de los propulsores de ca son mayores que sus desventajas. Existen dos tipos de propulsores de ca:

1. Propulsores de motor de inducción
2. Propulsores de motor síncrono

15-2 PROPULSORES DE MOTORES DE INDUCCION

Los motores de inducción trifásicos por lo común se utilizan en propulsores de velocidad ajustable y tienen bobinados trifásicos en estator y rotor. Los bobinados del estator son alimentados con voltajes trifásicos balanceados, y producen voltajes inducidos en los bobinados del rotor debido a la acción del transformador. Es posible arreglar la distribución de los bobinados del estator de forma tal que exista un efecto de varios polos, que produzca varios ciclos de fuerza magnetomotriz (mmf) (o de campo) alrededor del entrehierro. Este campo establece una densidad de flujo senoidal espacialmente distribuida en el entrehierro. La velocidad de rotación del campo se llama *velocidad síncrona*, y se define como

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} \tag{15-1}$$

donde p es el número de polos y ω es la frecuencia de la alimentación en rad/s.

Si el voltaje de fase de un estator, $v_s = \sqrt{2}V_s$ sen ωt, produce un enlace de flujo (en el rotor) según

$$\phi(t) = \phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t) \tag{15-2}$$

el voltaje inducido por fase en el bobinado del rotor es

$$\begin{aligned} e_r &= N_r \frac{d\phi}{dt} = N_r \frac{d}{dt}[\phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t)] \\ &= -N_r \phi_m (\omega_s - \omega_m) \operatorname{sen}[(\omega_s - \omega_m)t - \delta] \\ &= -sE_m \operatorname{sen}(s\omega_s t - \delta) \\ &= -s\sqrt{2}\, E_r \operatorname{sen}(s\omega_s t - \delta) \end{aligned} \tag{15-3}$$

donde N_r = número de vueltas en cada fase del rotor
ω_m = velocidad angular del rotor
δ = posición relativa del rotor
E_r = valor rms de voltaje por fase inducida en el rotor
y s es el deslizamiento, definido como

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \tag{15-4}$$

que da la velocidad del motor como $\omega_m = \omega_s(1 - s)$. El circuito equivalente correspondiente a una fase del rotor aparece en la figura 15-1a, donde R_r' es la resistencia por fase de los embobinados del rotor, X_r' es la reactancia de fuga por fase del rotor a la frecuencia de alimentación, y E_r representa el voltaje rms inducido por fase, cuando la velocidad es cero (o $s = 1$). La corriente del rotor está dada por

$$I_r' = \frac{sE_r}{R_r' + jsX_r'} \tag{15-5}$$

$$= \frac{E_r}{R_r'/s + jX_r'} \tag{15-5a}$$

donde R_r' y X_r' están referidos al bobinado del rotor.

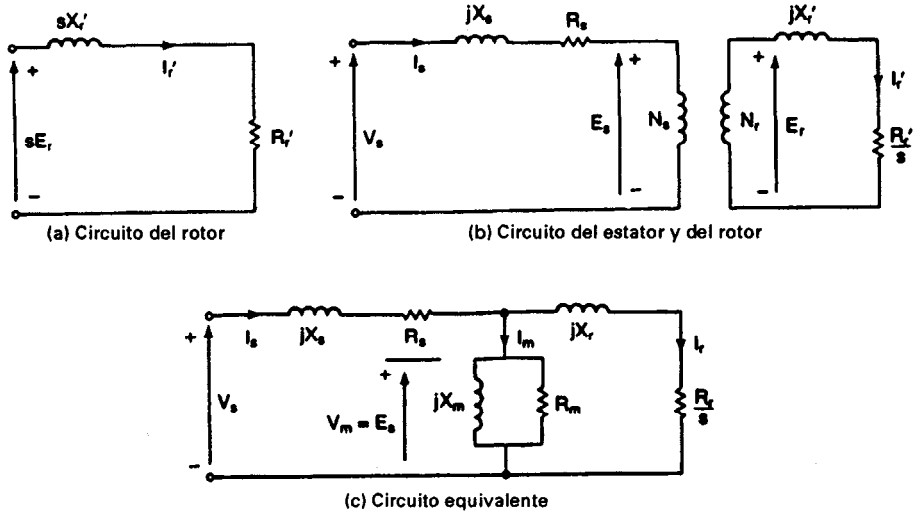


Figura 15-1 Modelo de circuito para motores de inducción.

El modelo de circuito por fase de los motores de inducción se muestra en la figura 15-1b, donde R_s y X_s son la resistencia por fase y la reactancia de fuga del embobinado del estator. El modelo de circuito completo, con todos los parámetros referidos al estator, aparece en la figura 15-1c, donde R_m representa la resistencia por pérdidas de excitación (o de núcleo) y X_m es la reactancia de magnetización. Cuando se conecta la alimentación, hay una pérdida en el núcleo del estator, y la pérdida en el núcleo del rotor depende del deslizamiento. Las pérdidas por fricción y por deslizamiento, $P_{\text{sin carga}}$, suceden cuando la máquina gira. La pérdida en el núcleo, P_c, puede quedar incluida como parte de las pérdidas rotacionales, $P_{\text{sin carga}}$.

15-2.1 Características de rendimiento

La corriente del rotor, I_r, y la corriente del estator, I_s, pueden determinarse a partir del modelo de circuito de la figura 15-1c, donde R_r y X_r están referidos a los bobinados del estator. Una vez conocidos los valores de I_r y de I_s, los parámetros de rendimiento de un motor trifásico pueden determinarse como sigue:

Pérdida en el cobre del estator

$$P_{su} = 3I_s^2 R_s \tag{15-6}$$

pérdida en el cobre del rotor

$$P_{ru} = 3I_r^2 R_r \tag{15-7}$$

Pérdida en el núcleo

$$P_c = \frac{3V_m^2}{R_m} \approx \frac{3V_s^2}{R_m} \tag{15-8}$$

Potencia en el entrehierro (potencia que pasa del estator al rotor a través del entrehierro)

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \tag{15-9}$$

Potencia desarrollada

$$P_d = P_g - P_{ru} = 3I_r^2 \frac{R_r}{s}(1 - s) \tag{15-10}$$

$$= P_g(1 - s) \tag{15-11}$$

Par motor desarrollado

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} \tag{15-12}$$

$$= \frac{P_g(1 - s)}{\omega_s(1 - s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \tag{15-12a}$$

Potencia de entrada

$$P_i = 3V_sI_s \cos \theta_m \tag{15-13}$$

$$= P_c + P_{su} + P_g \tag{15-13a}$$

donde θ_m es el ángulo entre I_s y V_s. La potencia de salida

$$P_o = P_d - P_{\text{sin carga}}$$

La eficiencia

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{\text{sin carga}}}{P_c + P_{su} + P_g} \tag{15-14}$$

Si $P_g >> (P_c + P_{su})$ y $P_d >> P_{\text{sin carga}}$, la eficiencia se convierte en aproximadamente

$$\eta \approx \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g(1 - s)}{P_g} = 1 - s \tag{15-14a}$$

Normalmente el valor de X_m es grande, y a fin de simplificar los cálculos, R_m, que es mucho más grande, puede eliminarse del modelo de circuito. Si $X^2_m >> (R_s^2 + X_s^2)$, entonces $V_s \approx V_m$, y a fin de simplificar aún más la inductancia magnetizadora, X_m puede pasarse al bobinado de estator; esto aparece en la figura 15-2.

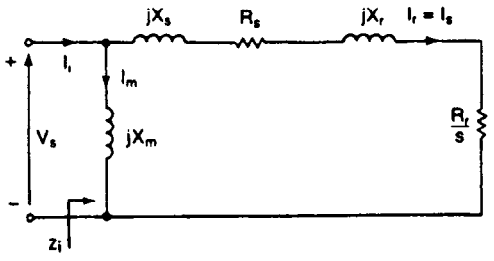


Figura 15-2 Circuito equivalente aproximado por fase.

La impedancia de entrada del motor se convierte en

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-X_m(X_s + X_r) + jX_m(R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} \tag{15-15}$$

y el ángulo del factor de potencia del motor

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1}\frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} + \tan^{-1}\frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \tag{15-16}$$

De la figura 15-2, la corriente rms del rotor

$$I_r = \frac{V_s}{[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15-17}$$

Sustituyendo I_r de las ecuaciones (15-17) en la ecuación (15-9) y a continuación P_g en la ecuación (15-12a) obtenemos

$$T_d = \frac{3R_rV_s^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15-18}$$

Si el motor está alimentado a partir de un voltaje fijo a una frecuencia constante, el par motor desarrollado es una función del deslizamiento y las características par motor–velocidad pueden determinarse a partir de la ecuación (15-18). Un trazo típico de un par motor desarrollado en función del deslizamiento de la velocidad aparece en la figura 15-3. La operación como motor en reversa y en frenado regenerativo se puede obtener mediante la inversión de la secuencia de fases de las terminales del motor. Las características de velocidad–par motor inversas se muestran mediante líneas punteadas. Existen tres regiones de operación: (1) al funcionar como motor, $0 \le s \le 1$; (2) regeneración, $s < 0$; y (3) operación en sentido contrario, $1 \le s \le 2$. En el uso como motor, el motor gira en la misma dirección que el campo; conforme el deslizamiento aumenta, se incrementa el par motor, en tanto que el flujo en el entrehierro se mantiene constante. Una vez que el par motor alcanza su valor máximo, T_m en $s = s_m$, el par motor se reduce con el aumento del deslizamiento, debido a una reducción del flujo en el entrehierro.

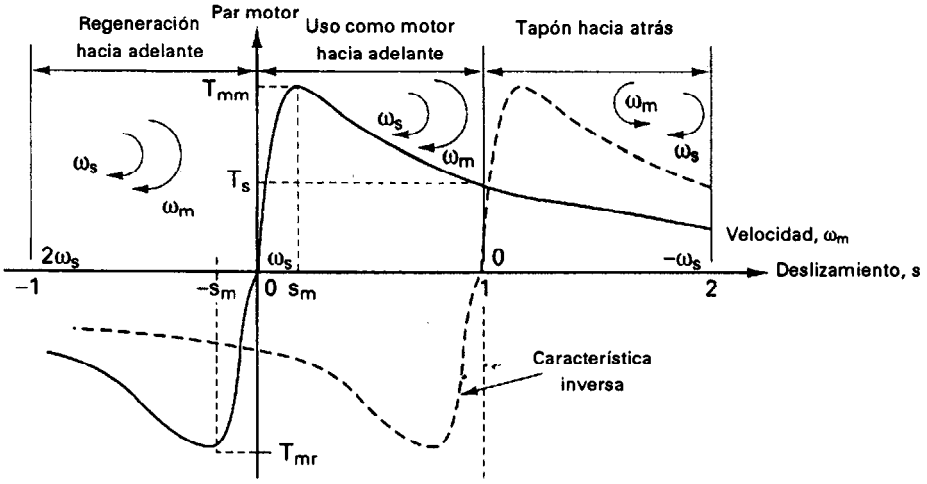


Figura 15-3 Características par motor-velocidad.

En regeneración, la velocidad ω_m es mayor que la velocidad síncrona ω_s, con ω_m y ω_s en la misma dirección, y el deslizamiento es negativo. Por lo tanto, R_r/s es negativo. Esto significa que la potencia es devuelta de la flecha al circuito del rotor y el circuito opera como generador. El motor devuelve la potencia al sistema de alimentación. La característica de par motor–velocidad es similar a la del uso como motor, pero con un valor negativo para el par motor.

En la operación en sentido inverso, la velocidad tiene el sentido opuesto a la dirección del campo, y el deslizamiento es mayor que la unidad. Esto puede ocurrir si se invierte la secuencia de la fuente de alimentación cuando el motor se utiliza en sentido hacia adelante, de tal suerte que también se invierte la dirección del campo. El par motor desarrollado, que tiene la misma dirección que el campo, se opone al movimiento y actúa como par motor de frenado. Dado que $s > 1$, las corrientes dentro del motor son altas, pero el par motor desarrollado es pequeño. La energía debida a un freno de operación invertida debe disiparse dentro del motor, lo que provoca un calentamiento excesivo del mismo. Este tipo de frenado no es recomendable.

Al arranque, la velocidad de la máquina es $\omega_m = 0$ y $s = 1$. El par motor de arranque puede determinarse a partir de la ecuación (15-18) si se establece $s = 1$, como

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15-19}$$

El deslizamiento para el par motor máximo, s_m, puede determinarse al definirse que $dT_d/ds = 0$ y de la ecuación (15-18) obtenemos

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15-20}$$

Sustituyendo $s = s_m$ en la ecuación (15-18) obtenemos el par motor máximo desarrollado durante la fase de utilización como motor, que también se conoce como *par motor de jalar* o *par motor de ruptura.*

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \tag{15-21}$$

y el par motor máximo regenerativo puede determinarse de la ecuación (15-18), al suponer

$$s = -s_m$$

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \tag{15-22}$$

Si se considera que R_s es pequeño en comparación con otras impedancias del circuito, cosa que por lo común resulta una aproximación válida en motores de más de 1 kW de especificación, las expresiones correspondientes se convierten en

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15-23}$$

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s[(R_r^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15-24}$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r} \tag{15-25}$$

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s(X_s + X_r)} \tag{15-26}$$

Al normalizar las ecuaciones (15-23) y (15-24) en función de la ecuación (15-26) obtenemos

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} = \frac{2ss_m}{s_m^2 + s^2} \tag{15-27}$$

y

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{R_r^2 + (X_s + X_r)^2} = \frac{2s_m}{s_m^2 + 1} \tag{15-28}$$

Si $s < 1$, $s^2 << s_m^2$ la ecuación (15-28) puede aproximarse a

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(\omega_s - \omega_m)}{s_m\omega_s} \tag{15-29}$$

lo que nos da que la velocidad es una función del par motor,

$$\omega_m = \omega_s\left(1 - \frac{s_m}{2T_{mm}}T_d\right) \tag{15-30}$$

Puede notarse, a partir de las ecuaciones (15-29) y (15-30), que si el motor opera con un deslizamiento pequeño, el par motor desarrollado resulta proporcional al deslizamiento y la velocidad se reduce con el par motor. La corriente del rotor, que a la velocidad síncrona es cero, aumenta debido a una reducción en R_r/s conforme se reduce la velocidad. El par motor desarrollado también aumenta hasta que llega a su valor máximo en $s = s_m$. Para $s < s_m$, el motor opera en forma estable en la porción de las características de velocidad-par motor. Si la resistencia del rotor es baja, s_m también es bajo. Esto es, el cambio en la velocidad del motor desde que no hay carga hasta el par motor especificado es sólo un porcentaje pequeño. El motor opera esencialmente a velocidad constante. Cuando el par motor de la carga excede el par motor de ruptura, el motor se detiene y la protección de sobrecarga debe desconectar de inmediato la fuente, a fin de impedir un daño debido al sobrecalentamiento. Debe hacerse notar que para $s > s_m$, el par motor se reduce, a pesar del incremento en la corriente de rotor, y en la mayor parte de los motores la operación sigue inestable. La velocidad y el par motor de los motores de inducción puede variarse mediante uno de los siguientes procedimientos:

1. Control de voltaje de estator
2. Control de voltaje de rotor
3. Control de frecuencia
4. Control de voltaje y frecuencia de estator
5. Control de corriente de estator
6. Control de voltaje, corriente y frecuencia

A fin de cumplir con el ciclo de trabajo par motor-velocidad de un propulsor, es común utilizar el control de voltaje, corriente y frecuencia.

Ejemplo 15-1*

Un motor de inducción trifásico de 460-V 60-Hz y cuatro polos conectado en estrella tiene los siguientes parámetros de circuito equivalente: $R_s = 0.42\ \Omega$, $R_r = 0.23\ \Omega$, $X_s = X_r = 0.82\ \Omega$, y $X_m =$

22 Ω. La pérdida sin carga, $P_{\text{sin carga}} = 60$ W, y puede suponerse constante. La velocidad del motor es 1750 rpm. Utilice el circuito equivalente aproximado de la figura 15-2 para determinar (a) la velocidad síncrona ω_s; (b) el deslizamiento s; (c) la corriente de entrada I_i; (d) la potencia de entrada P_i; (e) el factor de potencia de entrada de la alimentación, PF_s; (f) la potencia en el entrehierro P_g; (g) la pérdida en el cobre del rotor P_{ru}; (h) la pérdida en el cobre del estator P_{su}; (i) el par motor desarrollado T_d; (j) la eficiencia; (k) la corriente de arranque I_{rs} y el par motor de arranque T_s; (l) el deslizamiento para el par motor máximo s_m; (m) el par motor máximo desarrollado en funcionamiento como motor, T_{mm}; (n) el par motor máximo regenerativo desarrollado T_{mr}; y (o) T_{mm} y T_{mr} si se desprecia R_s.

Solución $f = 60$ Hz, $p = 4$, $R_s = 0.42$ Ω, $R_r = 0.23$ Ω, $X_s = X_r = 0.82$ Ω, $X_m = 22$ Ω y $N = 1750$ rpm. El voltaje por fase es $V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, y $\omega_m = 1750\,\pi/30 = 183.26$ rad/s.

(a) De la ecuación (15-1), $\omega_s = 2\omega/p = 2 \times 377/4 = 188.5$ rad/s.

(b) De la ecuación (15-4), $s = (188.5 - 183.26)/188.5 = 0.028$.

(c) De la ecuación (15-15),

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-22 \times (0.82 + 0.82) + j22 \times (0.42 + 0.23/0.028)}{0.42 + 0.23/0.028 + j(22 + 0.82 + 0.82)} = 7.732 \angle \underline{149.2°}$$

$$\mathbf{I}_i = \frac{V_s}{Z_i} = \frac{265.58}{7.732} \angle \underline{-149.2°} = 34.35 \angle \underline{-149.2°} \text{ A}$$

(d) El factor de potencia del motor es

$$PF_m = \cos(-149.2°) = 0.858 \text{ (retrasado)}$$

De la ecuación (15-13),

$$P_i = 3 \times 265.58 \times 34.35 \times 0.858 = 23{,}482 \text{ W}$$

(e) El factor de potencia de la alimentación de entrada es $PF_s = PF_m = 0.858$ (en atraso) que es el mismo que el factor de potencia del motor, PF_m, dado que la alimentación es senoidal

(f) De la ecuación (15-17), la corriente rms del rotor es

$$I_r = \frac{265.58}{[(0.42 + 0.23/0.028)^2 + (0.82 + 0.82)^2]^{1/2}} = 30.1 \text{ A}$$

De la ecuación (15-9),

$$P_g = \frac{3 \times 30.1^2 \times 0.23}{0.028} = 22{,}327 \text{ W}$$

(g) De la ecuación (15-7), $P_{ru} = 3 \times 30.1^2 \times 0.23 = 625$ W.

(h) La pérdida en el cobre del estator, $P_{su} = 3 \times 30.1^2 \times 0.42 = 1142$ W.

(i) De la ecuación (15-12a), $T_d = 22{,}327/188.5 = 118.4$ N·m.

(j) $P_0 = P_g - P_{ru} - P_{\text{sin carga}} = 22{,}327 - 625 - 60 = 21{,}642$ W.

(k) Para $s = 1$, la ecuación (15-17) da la corriente rms de arranque del rotor

$$I_{rs} = \frac{265.58}{[(0.42 + 0.23)^2 + (0.82 + 0.82)^2]^{1/2}} = 150.5 \text{ A}$$

De la ecuación (15-19),

$$T_s = \frac{3 \times 0.23 \times 150.5^2}{188.5} = 82.9 \text{ N·m}$$

(l) De la ecuación (15-20), el deslizamiento para el par motor máximo (o para la potencia máxima)

$$s_m = \pm \frac{0.23}{[0.42^2 + (0.82 + 0.82)^2]^{1/2}} = \pm 0.1359$$

(m) De la ecuación (15-21), el par motor máximo desarrollado

$$T_{mm} = \frac{3 \times 265.58^2}{2 \times 188.5 \times [0.42 + \sqrt{0.42^2 + (0.82 + 0.82)^2}]}$$
$$= 265.64 \text{ N·m}$$

(n) De la ecuación (15-22), el par motor máximo regenerativo es

$$T_{mr} = -\frac{3 \times 265.58^2}{2 \times 188.5 \times [-0.42 + \sqrt{0.42^2 + (0.82 + 0.82)^2}]}$$
$$= -440.94 \text{ N·m}$$

(o) De la ecuación (15-25),

$$s_m = \pm \frac{0.23}{0.82 + 0.82} = \pm 0.1402$$

De la ecuación (15-26),

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3 \times 265.58^2}{2 \times 188.5 \times (0.82 + 0.82)} = 342.2 \text{ N·m}$$

Nota. R_s reparte la diferencia entre T_{mm} y T_{mr}. Para $R_s = 0$, $T_{mm} = -T_{mr} = 342.2$ N·m, en comparación con $T_{mm} = 265.64$ N·m y $T_{mr} = -440.94$ N·m.

15-2.2 Control del voltaje del estator

La ecuación (15-18) indica que el par motor es proporcional al cuadrado del voltaje de alimentación del estator y una reducción en el voltaje del estator producirá una reducción en la velocidad. Si el voltaje terminal se reduce a bV_s, la ecuación (15-18) da el par motor desarrollado

$$T_d = \frac{3R_r(bV_s)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]}$$

donde $b \leq 1$.

La figura 15-4 muestra las características típicas par motor-velocidad para varios valores de b. Los puntos de intersección con la línea de carga definen los puntos de operación estable. En cualquier circuito magnético, el voltaje inducido es proporcional al flujo y a la frecuencia, y el flujo rms del entrehierro se puede expresar como

$$V_a = bV_s = K_m\omega\phi$$

es decir,

$$\phi = \frac{V_a}{K_m\omega} = \frac{bV_s}{K_m\omega} \tag{15-31}$$

donde K_m es una constante y depende del número de vueltas del bobinado del estator. Conforme el voltaje del estator se reduce, el flujo en el entrehierro y el par motor se reducen también. Para un voltaje menor, la corriente tendrá un pico en un deslizamiento de $s_a = \frac{1}{3}$. El rango del control de

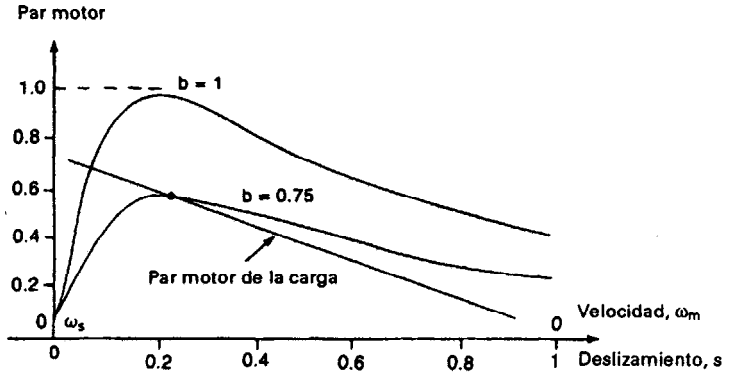


Figura 15-4 Características par motor-velocidad con un voltaje variable de estator.

velocidad depende del deslizamiento correspondiente al par motor máximo, s_m. Para un motor de bajo deslizamiento, el rango de velocidades es muy angosto. Este tipo de control de voltaje no es adecuado para una carga de par motor constante y por lo general se usa en aplicaciones que requieren de un par motor de arranque bajo y un rango pequeño de velocidades, con un deslizamiento relativamente bajo.

El voltaje del estator puede modificarse mediante (1) controladores trifásicos de voltaje en ca, (2) inversores de enlace variables en cd alimentados por voltaje o (3) inversores PWM. Sin embargo, debido a los requisitos limitados del rango de velocidades, por lo general para obtener el control del voltaje se utilizan los controladores de voltaje en ca. Estos son muy sencillos. Sin embargo, el contenido armónico es alto y el factor de potencia de entrada de los controladores es bajo. Se utilizan principalmente en aplicaciones de baja potencia, como ventiladores, sopladores y bombas centrífugas, en las que el par motor de arranque es bajo. También se utilizan en el arranque de motores de inducción de alta potencia, a fin de limitar la corriente de arranque.

Ejemplo 15-2*

Un motor de inducción conectado en estrella de cuatro polos trifásico de 460-V 60-Hz tiene los parámetros siguientes: $R_s = 1.01\ \Omega$, $R_r = 0.69\ \Omega$, $X_s = 1.3\ \Omega$, $X_r = 1.94\ \Omega$ y $X_m = 43.5\ \Omega$. La pérdida sin carga, $P_{\text{sin carga}}$, es despreciable. El par motor de carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es 41 N·m en 1740 rpm. Si la velocidad del motor es 1550 rpm, determine (a) el par motor de la carga T_L; (b) la corriente del rotor I_r; (c) el voltaje de alimentación del estator V_a; (d) la corriente de entrada al motor I_i; (e) la potencia de entrada al motor P_i; (f) el deslizamiento correspondiente a la corriente máxima s_a; (g) la corriente máxima del rotor $I_{r(\text{max})}$; (h) la velocidad a la corriente máxima del rotor ω_a; e (i) el par motor a la corriente máxima T_a.

Solución $p = 4$, $f = 60$ Hz, $V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $R_s = 1.01\ \Omega$, $R_r = 0.69\ \Omega$, $X_s = 1.3\ \Omega$, $X_r = 1.94\ \Omega$ y $X_m = 43.5\ \Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s y $\omega_s = 377 \times 2/4 = 188.5$ rad/s. Dado que el par motor es proporcional al cuadrado de la velocidad,

$$T_L = K_m \omega_m^2 \tag{15-32}$$

En $\omega_m = 1740\ \pi /30 = 182.2$ rad/s, $T_L = 41$ N·m y la ecuación (15-32) nos da que $K_m = 41/182.2^2 = 1.235 \times 10^{-3}$ y $\omega_m = 1550\ \pi /30 = 162.3$ rad/s. De la ecuación (15-4), $s = (188.5 - 162.3)/188.500 = 0.139$.

(a) De la ecuación (15-32), $T_L = 1.235 \times 10^{-3} \times 162.3^2 = 32.5$ N·m.

(b) De las ecuaciones (15-10) y (15-32),

$$P_d = 3I_r^2 \frac{R_r}{s}(1 - s) = T_L\omega_m + P_{\text{sin carga}} \tag{15-33}$$

En el caso de pérdidas despreciables con carga

$$\begin{aligned} I_r &= \left[\frac{sT_L\omega_m}{3R_r(1 - s)}\right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{0.139 \times 32.5 \times 162.3}{3 \times 0.69\,(1 - 0.139)}\right]^{1/2} = 20.28 \text{ A} \end{aligned} \tag{15-34}$$

(c) El voltaje de alimentación del estator

$$\begin{aligned} V_a &= I_r\left[\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_s + X_r)^2\right]^{1/2} \\ &= 20.28 \times \left[\left(1.01 + \frac{0.69}{0.139}\right)^2 + (1.3 + 1.94)^2\right]^{1/2} = 137.82 \end{aligned} \tag{15-35}$$

(d) De la ecuación (15-15),

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-43.5 \times (1.3 + 1.94) + j43.5 \times (1.01 + 0.69/0.139)}{1.01 + 0.69/0.139 + j(43.5 + 1.3 + 1.94)} = 6.27 \angle \underline{144.26°}$$

$$\mathbf{I}_i = \frac{V_a}{\mathbf{Z}_i} = \frac{137.2}{6.27} \angle \underline{-144.26°} = 22 \angle \underline{-144.26°} \text{ A}$$

(e) $PF_m = \cos(-144.26°) = 0.812$ (retrasado). De la ecuación (15-13),

$$P_i = 3 \times 137.82 \times 22.0 \times 0.812 = 7386 \text{ W}$$

(f) Sustituyendo $\omega_m = \omega_s(1 - s)$ y $T_L = K_m\omega^2{}_m$ en la ecuación (15-34) obtenemos

$$I_r = \left[\frac{sT_L\omega_m}{3R_r(1 - s)}\right]^{1/2} = (1 - s)\omega_s\left(\frac{sK_m\omega_s}{3R_r}\right)^{1/2} \tag{15-36}$$

El deslizamiento en el cual I_r se hace máxima se puede obtener al hacer que $dI_r/ds = 0$, esto nos da

$$s_a = \tfrac{1}{3} \tag{15-37}$$

(g) Sustituyendo $s_a = \frac{1}{3}$ en la ecuación (15-36) obtenemos la corriente máxima del rotor

$$\begin{aligned} I_{r(\max)} &= \omega_s\left(\frac{4K_m\omega_s}{81R_r}\right)^{1/2} \\ &= 188.5 \times \left(\frac{4 \times 1.235 \times 10^{-3} \times 188.5}{81 \times 0.69}\right)^{1/2} = 24.3 \text{ A} \end{aligned} \tag{15-38}$$

(h) La velocidad a la corriente máxima

$$\begin{aligned} \omega_a &= \omega_s(1 - s_a = (2/3)\omega_s = 0.6667\omega_s \\ &= 188.5 \times 2/3 = 125.27 \text{ rad/s} \quad \text{or} \quad 1200 \text{ rpm} \end{aligned} \tag{15-39}$$

(i) De las ecuaciones (15-9), (15-12a) y (15-36),

$$T_d = 9I_{r(\text{máx})}^2 \frac{R_r}{\omega_s} \qquad (15\text{-}40)$$

$$= 9 \times 24.3^2 \times \frac{0.69}{188.5} = 19.45 \text{ N·m}$$

15-2.3 Control del voltaje del rotor

En un motor de rotor devanado, se puede conectar una resistencia externa trifásica a los anillos de deslizamiento, tal y como se muestra en la figura 15-5a. Si se varía la resistencia R_x, puede variarse el par motor desarrollado. Si R_x se refiere al bobinado del estator y se suma a R_r, la ecuación (15-18) puede aplicarse, a fin de determinar el par motor desarrollado. Las características típicas par motor-velocidad en función de la resistencia del rotor aparecen en la figura 15-5b. Este método incrementa el par motor de arranque, en tanto limita la corriente de arranque. Sin embargo, se trata de un método ineficiente y, si las resistencias en el circuito del rotor no son iguales, existirán desequilibrios en los voltajes y corrientes. Un motor de inducción de rotor devanado se diseña para tener una baja resistencia al rotor, de tal manera que en operación la eficiencia sea alta y el deslizamiento a plena carga sea bajo. El incremento en la resistencia del rotor no afecta el valor del par motor máximo, pero aumenta el deslizamiento. Los motores de rotor devanado se utilizan ampliamente en aplicaciones que requieren de arranques y frenados frecuentes, con pares motor de arranque grandes (por ejemplo, malacates de grúas). En vista de la disponibilidad de los bobinados del rotor para modificar la resistencia del mismo, el rotor devanado ofrece una mayor flexibilidad de control. Sin embargo, el costo aumenta y el mantenimiento es necesario, debido a los anillos y escobillas de deslizamiento. El uso del motor del rotor devanado es menos común en comparación con el motor de jaula de ardilla.

La resistencia trifásica puede reemplazarse por un rectificador trifásico de diodos y un pulsador, tal y como se ve en la figura 15-6a, donde el GTO opera como interruptor pulsador. El inductor, L_d, actúa como fuente de corriente, I_d, y el pulsador varía la resistencia efectiva, misma que puede determinarse a partir de la ecuación (14-45):

$$R_e = R(1 - k) \qquad (15\text{-}41)$$

donde k es el ciclo de trabajo del pulsador. Si se varía el ciclo de trabajo también es posible controlar

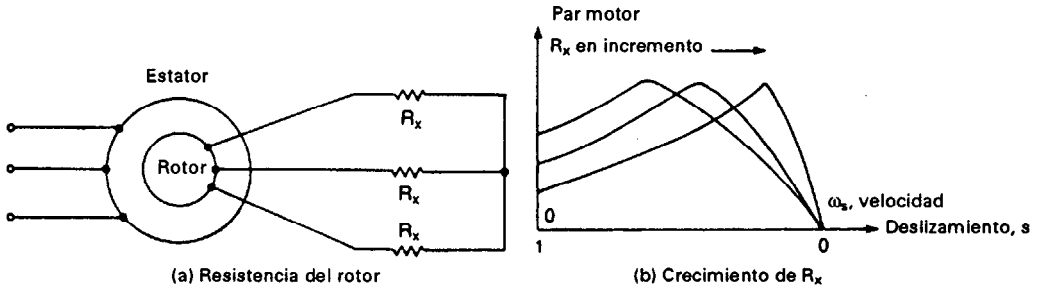


Figura 15-5 Control de la velocidad mediante la resistencia del motor.

la velocidad. La porción de la potencia en el entrehierro que no es convertida en potencia mecánica, se le conoce como *potencia de deslizamiento*. La potencia de deslizamiento se disipa en la resistencia R.

La potencia de deslizamiento del circuito del rotor puede devolverse a la alimentación, reemplazando el pulsador y las resistencias, R, con un convertidor trifásico completo, tal y como se muestra en la figura 15-6b. El convertidor opera en modo de inversión, con un rango de retraso

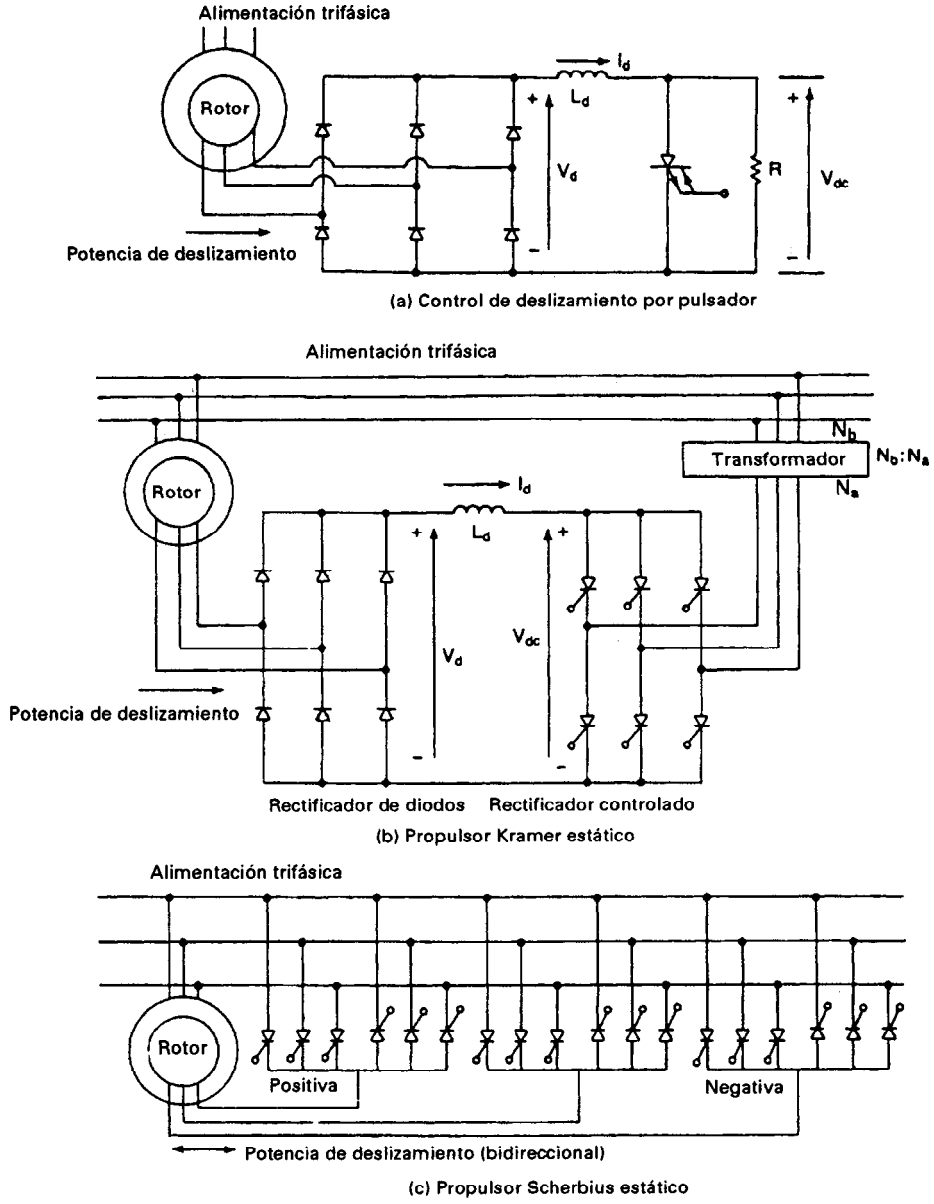


Figura 15-6 Control de la potencia de deslizamiento.

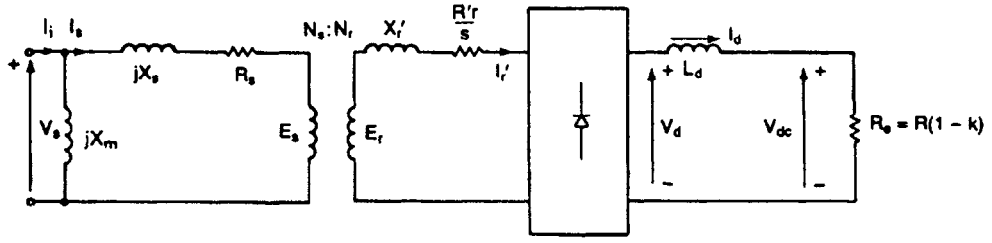
$\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$, por lo que devuelve energía a la fuente. La variación del ángulo de retraso permite un flujo de potencia y el control de la velocidad. Este tipo de propulsores se conocen como propulsores *Kramer estáticos*. De nuevo, si se reemplaza el puente de rectificadores por tres convertidores trifásicos duales (o cicloconvertidores), como aparece en la figura 15-6c, el flujo de potencia de deslizamiento en cualquier dirección resulta posible; esta disposición se conoce como propulsor *Scherbius estático*. Los propulsores Kramer y Scherbius estáticos se utilizan en las aplicaciones de gran potencia de las bombas y los sopladores, en las que sólo se requiere de un rango limitado del control de velocidades. Dado que el motor está conectado directamente con la fuente, el factor de potencia de estos propulsores es por lo general alto.

Ejemplo 15-3*

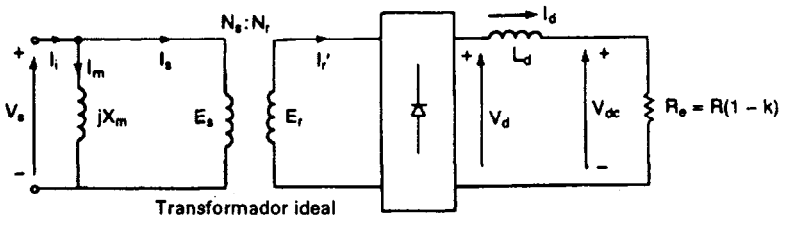
Un motor de inducción de rotor devanado conectado en estrella de seis polos trifásico de 460-V 60-Hz cuya velocidad está controlada por el deslizamiento de potencia, tal y como se muestra en la figura 15-6a, tiene los parámetros siguientes: $R_s = 0.041\ \Omega$, $R_r = 0.044\ \Omega$, $X_s = 0.29\ \Omega$, $X_r = 0.44\ \Omega$ y $X_m = 6.1$ W. La relación de vueltas entre los embobinados del rotor y el estator es $n_m = N_r/N_s = 0.9$. La inductancia L_d es muy grande y su corriente I_d tiene una componente ondulatoria despreciable. Los valores de R_s, R_r, X_s y X_r para el circuito equivalente de la figura 15-2 se pueden considerar despreciables en comparación con la impedancia efectiva de L_d. La pérdida en vacío del motor es despreciable. Las pérdidas en el rectificador, en el inductor L_d y en el pulsador GTO también son despreciables.

El par motor de la carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es de 750 N·m a 1175 rpm. (a) Si el motor debe operar a una velocidad mínima de 800 rpm, determine la resistencia, R. Con este valor de R, si la velocidad deseada es 1050 rpm, calcule (b) la corriente del inductor I_d, (c) el ciclo de trabajo del pulsador k, (d) el voltaje en cd V_d, (e) la eficiencia y (f) el factor de potencia de entrada, PF_s del propulsor.

Solución $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, y $\omega_s = 2 \times 377/6 = 125.66$ rad/s. El circuito equivalente del propulsor aparece en la figura 15-7a, que se puede redu-



(a) Circuito equivalente



(b) Circuito equivalente aproximado

Figura 15-7 Circuitos equivalentes para el ejemplo 15-3.

cir a la figura 15-7b suponiendo que se desprecian los parámetros del motor. De la ecuación (15-41), el voltaje en cd de la salida en el rectificador es

$$V_d = I_d R_e = I_d R(1 - k) \tag{15-42}$$

y

$$E_r = sV_s \frac{N_r}{N_s} = sV_s n_m \tag{15-43}$$

Para un rectificador trifásico, la ecuación (3-77) relaciona E_r y V_d como

$$V_d = 1.654 \times \sqrt{2} E_r = 2.3394 E_r$$

Utilizando la ecuación (15-43),

$$V_d = 2.3394 sV_s n_m \tag{15-44}$$

Si P_r es la potencia de deslizamiento, la ecuación (15-9) da la potencia en el entrehierro

$$P_g = \frac{P_r}{s}$$

y la ecuación (15-10) da la potencia desarrollada como

$$P_d = 3(P_g - P_r) = 3\left(\frac{P_r}{s} - P_r\right) = \frac{3P_r(1 - s)}{s} \tag{15-45}$$

Dado que la potencia total de deslizamiento es $3P_r = V_d I_d$ y $P_d = T_L \omega_m$, la ecuación (15-45) se convierte en

$$P_d = \frac{(1 - s)V_d I_d}{s} = T_L \omega_m = T_L \omega_s (1 - s) \tag{15-46}$$

Sustituyendo V_d de la ecuación (15-44) en la ecuación (15-46) y resolviendo en función de I_d obtenemos

$$I_d = \frac{T_L \omega_s}{2.3394 V_s n_m} \tag{15-47}$$

lo que indica que la corriente del inductor es independiente de la velocidad. Igualando la ecuación (15-42) con la ecuación (15-44) obtenemos

$$2.3394 sV_s n_m = I_d R(1 - k)$$

lo que nos da

$$s = \frac{I_d R(1 - k)}{2.3394 V_s n_m} \tag{15-48}$$

La velocidad se puede determinar a partir de la ecuación (15-48) como

$$\omega_m = \omega_s(1 - s) = \omega_s \left[1 - \frac{I_d R(1 - k)}{2.3394 V_s n_m}\right] \tag{15-49}$$

$$= \omega_s \left[1 - \frac{T_L \omega_s R(1 - k)}{(2.3394 V_s n_m)^2}\right] \tag{15-50}$$

lo que demuestra que para un ciclo de trabajo fijo, la velocidad se reduce con el par motor de la carga. Si se varía k desde 0 hasta 1, se puede variar la velocidad a partir de un valor mínimo hasta ω_s.

(a) $\omega_m = 800\ \pi/30 = 83.77$ rad/s. De la ecuación (15-32), el par motor a 900 rpm es

$$T_L = 750 \times \left(\frac{800}{1175}\right)^2 = 347.67\ \text{N·m}$$

De la ecuación (15-47), la corriente del inductor correspondiente es

$$I_d = \frac{347.67 \times 125.66}{2.3394 \times 265.58 \times 0.9} = 78.13 \text{ A}$$

La velocidad será mínima cuando el ciclo de trabajo k sea cero y la ecuación (15-49) da la velocidad mínima

$$83.77 = 125.66\left(1 - \frac{78.13R}{2.3394 \times 265.58 \times 0.9}\right)$$

y esto da como resultado $R = 2.3856\ \Omega$.

(b) A 1050 rpm

$$T_L = 750 \times \left(\frac{1050}{1175}\right)^2 = 598.91 \text{ N·m}$$

$$I_d = \frac{598.91 \times 125.66}{2.3394 \times 265.58 \times 0.9} = 134.6 \text{ A}$$

(c) $\omega_m = 1050\ \pi/30 = 109.96$ rad/s y la ecuación (15-49) obtenemos

$$109.96 = 125.66\left[1 - \frac{134.6 \times 2.3856(1 - k)}{2.3394 \times 265.58 \times 0.9}\right]$$

lo que nos da $k = 0.782$.

(d) Utilizando la ecuación (15-4), el deslizamiento es

$$s = \frac{125.66 - 109.96}{125.66} = 0.125$$

De la ecuación (15-44),

$$V_d = 2.3394 \times 0.125 \times 265.58 \times 0.9 = 69.9 \text{ V}$$

(e) La pérdida de potencia,

$$P_1 = V_d I_d = 69.9 \times 134.6 = 9409 \text{ W}$$

La potencia de salida,

$$P_o = T_L \omega_m = 598.91 \times 109.96 = 65{,}856 \text{ W}$$

La corriente rms del rotor con respecto al estator es

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d n_m = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134.6 \times 0.9 = 98.9 \text{ A}$$

La pérdida en el cobre del rotor $P_{ru} = 3 \times 0.044 \times 98.9^2 = 1291$ W, y la pérdida en el cobre del estator, $P_{su} = 3 \times 0.041 \times 98.9^2 = 1203$ W. La potencia de entrada

$$P_i = 65{,}856 + 9409 + 1291 + 1203 = 77{,}759 \text{ W}$$

La eficiencia es 65,856/77,759 = 85%.

(f) De la ecuación (5-62) para $n = 1$, la componente fundamental de la corriente del rotor con respecto al estator es

$$I_{r1} = 0.7797 I_d \frac{N_r}{N_s} = 0.7797 I_d n_m$$

$$= 0.7797 \times 134.6 \times 0.9 = 94.45 \text{ A}$$

y la corriente rms a través de la rama magnetizante es

$$I_m = \frac{V_a}{X_m} = \frac{265.58}{6.1} = 43.54 \text{ A}$$

La componente fundamental rms de la corriente de entrada es

$$\begin{aligned} I_{i1} &= \left[(0.7797 I_d n_m)^2 + \left(\frac{V_a}{X_m}\right)^2\right]^{1/2} \\ &= (94.45^2 + 43.54^2)^{1/2} = 104 \text{ A} \end{aligned} \tag{15-51}$$

El ángulo del factor de potencia está determinado aproximadamente por

$$\begin{aligned} \theta_m &= -\tan^{-1} \frac{V_a/X_m}{0.7797 I_d n_m} \\ &= -\tan^{-1} \frac{43.54}{94.45} = \underline{/-24.74°} \end{aligned} \tag{15-52}$$

El factor de potencia de entrada $PF_s = \cos(-24.74°) = 0.908$ (atrasado).

Ejemplo 15-4*

El motor de inducción del ejemplo 15-3 está controlado por un propulsor Kramer estático, tal y como se muestra en la figura 15-6b. La relación de vueltas del voltaje en ca del convertidor al voltaje de alimentación es $N_c = N_a/N_b = 0.40$. El par motor de la carga es 750 N·m a 1175 rpm. Si es necesario que el motor opere a una velocidad de 1050 rpm, calcule (a) la corriente del inductor I_d; (b) el voltaje en cd V_d; (c) el ángulo de retraso del convertidor, α; (d) la eficiencia; y (e) el factor de potencia de entrada del propulsor, PF_s. Las pérdidas en el rectificador del diodo, convertidor, transformador e inductor L_d son despreciables.

Solución $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega_s = 2 \times 377/6 = 125.66$ rad/s y $\omega_m = 1050\,\pi/30 = 109.96$ rad/s. Entonces

$$s = \frac{125.66 - 109.96}{125.66} = 0.125$$

$$T_L = 750 \times \left(\frac{1050}{1175}\right)^2 = 598.91 \text{ N·m}$$

(a) El circuito equivalente del propulsor aparece en la figura 15-8 donde los parámetros del motor se desprecian. De la ecuación (15-47) la corriente del inductor es

$$I_d = \frac{598.91 \times 125.66}{2.3394 \times 265.58 \times 0.9} = 134.6 \text{ A}$$

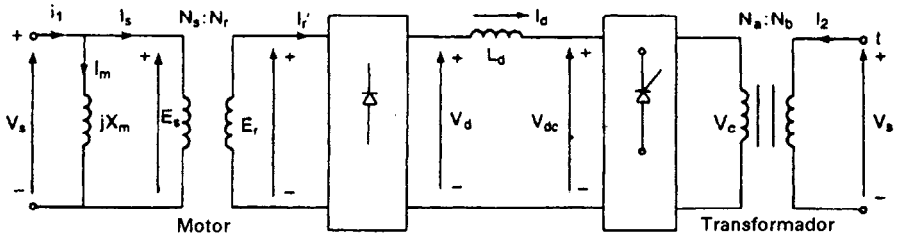


Figura 15-8 Circuito equivalente para el propulsor Kramer estático.

(b) De la ecuación (15-44),

$$V_d = 2.3394 \times 0.125 \times 265.58 \times 0.9 = 69.9 \text{ V}$$

(c) Dado que el voltaje de entrada en ca al convertidor es $V_c = n_c V_s$, la ecuación (5-57) da el voltaje promedio del convertidor en el lado de la cd como

$$V_{dc} = -\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}n_c V_s}{\pi} \cos \alpha = -2.3394 n_c V_s \cos \alpha \tag{15-53}$$

Dado que $V_d = V_{dc}$, las ecuaciones (15-44) y (15-53) dan

$$2.3394 s V_s n_m = -2.3394 n_c V_s \cos \alpha$$

lo que da

$$s = \frac{-n_c \cos \alpha}{n_m} \tag{15-54}$$

La velocidad, que es independiente del par motor, se convierte en

$$\omega_m = \omega_s(1 - s) = \omega_s \left(1 + \frac{n_c \cos \alpha}{n_m}\right)$$

$$109.96 = 125.66 \times \left(1 + \frac{0.4 \cos \alpha}{0.9}\right) \tag{15-55}$$

que nos da el ángulo de retraso, $\alpha = 106.3°$.

(d) La potencia devuelta

$$P_1 = V_d I_d = 69.9 \times 134.6 = 9409 \text{ W}$$

La potencia de salida

$$P_o = T_L \omega_m = 598.91 \times 109.96 = 65{,}856 \text{ W}$$

La corriente rms del rotor referida al estator es

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d n_m = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134.6 \times 0.9 = 98.9 \text{ A}$$

$$P_{ru} = 3 \times 0.044 \times 98.9^2 = 1291 \text{ W}$$

$$P_{su} = 3 \times 0.041 \times 98.9^2 = 1203 \text{ W}$$

$$P_i = 65{,}856 + 1291 + 1203 = 68{,}350 \text{ W}$$

La eficiencia es 65,856/68,350 = 96%.

(e) De la parte (f) del ejemplo 15-3, $I_{r1} = 0.7797 I_d n_m = 94.45$ A, $I_m = 265.58/6.1 = 43.54$ A, e $\mathbf{I}_{i1} = 104\underline{/-24.74°}$. Del ejemplo 5-11, la corriente rms devuelta a la alimentación es

$$\mathbf{I}_{i2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d n_c \underline{/-\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134.6 \times 0.4 \underline{/-\alpha} = 41.98 \underline{/-106.3°}$$

La corriente de entrada efectiva del propulsor es

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_{i1} + \mathbf{I}_{i2} = 104 \underline{/-24.74°} + 41.98 \underline{/-106.3°} = 117.7 \underline{/-45.4°} \text{ A}$$

El factor de potencia de entrada $PF_s = \cos(-45.4°) = 0.702$ (atrasado).

Nota. La eficiencia de este propulsor es más alta que la del control de la resistencia del rotor mediante pulsador. El factor de potencia depende de la relación de vueltas del transformador (es decir, si $n_c = 0.9$, $\alpha = 97.1°$ y $PF_s = 0.5$; si $n_c = 0.2$, $\alpha = 124.2°$, y $PF_s = 0.8$).

15-2.4 Control por frecuencia

El par motor y la velocidad de los motores de inducción pueden controlarse modificando la frecuencia de alimentación. Podemos notar de la ecuación (15-31) que al voltaje y la frecuencia especificados, el flujo es también el valor especificado. Si el voltaje se mantiene fijo en su valor especificado, en tanto se reduce la frecuencia por abajo de su valor, el flujo aumenta. Esto causa saturación del flujo en el entrehierro, y los parámetros del motor no son válidos en la determinación de las características par motor-velocidad. A baja frecuencia, las reactancias se reducen y la corriente del motor puede resultar demasiado alta. Este tipo de control de frecuencia normalmente no se utiliza.

Si la frecuencia se incrementa por arriba de su valor especificado, el flujo y el par motor se reducen. Si la velocidad síncrona, correspondiente a la frecuencia especificada se conoce como *velocidad base* ω_b, la velocidad síncrona a cualquier otra frecuencia se convierte en

$$\omega_s = \beta\omega_b$$

y

$$s = \frac{\beta\omega_b - \omega_m}{\beta\omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta\omega_b} \tag{15-56}$$

La expresión del par motor en la ecuación (15-18) se convierte en

$$T_d = \frac{3R_r V_a^2}{s\beta\omega_b[(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \tag{15-57}$$

Las características típicas par motor-velocidad se muestran en la figura 15-9, para diversos valores de β. El inversor trifásico de la figura 10-5a puede hacer variar la frecuencia manteniendo fijo el voltaje. Si R_s es despreciable, la ecuación (15-26) da el par motor máximo a la velocidad base

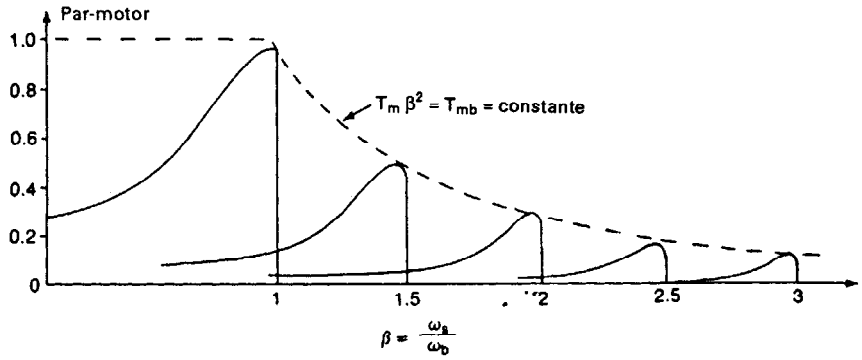


Figura 15-9 Características de par motor con control por frecuencia.

como

$$T_{mb} = \frac{3V_a^2}{2\omega_b(X_s + X_r)} \tag{15-58}$$

El par motor máximo a cualquier otra frecuencia es

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)} \left(\frac{V_a}{\beta}\right)^2 \tag{15-59}$$

y de la ecuación (15-25), el deslizamiento correspondiente es

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \tag{15-60}$$

Normalizando la ecuación (15-59) en función de la ecuación (15-58) obtenemos

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \tag{15-61}$$

y

$$T_m\beta^2 = T_{mb} \tag{15-62}$$

Por lo tanto, de las ecuaciones (15-61) y (15-62), se puede llegar a la conclusión de que el par motor máximo es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, y $T_m\beta^2$ se mantiene constante en forma similar al comportamiento de los motores serie de cd. En este tipo de control, se dice que el motor opera en *modo de debilitamiento de campo*. Para $\beta > 1$, el motor opera a un voltaje terminal constante y el flujo se reduce, limitando por lo tanto la capacidad de par del motor. Para $1 < \beta < 1.5$, la relación entre T_m y β se puede considerar prácticamente lineal. Para $\beta < 1$, el motor opera normalmente a un flujo constante; el voltaje terminal V_a se reduce junto con la frecuencia, de tal forma que el flujo se conserve constante.

Ejemplo 15-5

Un motor de inducción conectado en estrella de cuatro polos trifásico de 11.2-kW 1750-rpm 460-V 60-Hz tiene los siguientes parámetros: $R_s = 0$, $R_r = 0.38\ \Omega$, $X_s = 1.14\ \Omega$, $X_r = 1.71\ \Omega$, y $X_m = 33.2\ \Omega$. El motor se controla variando la frecuencia de la alimentación. Si el requisito de par motor de ruptura es 35 N·m, calcule (a) la frecuencia de alimentación y (b) la velocidad ω_m al par motor máximo.

Solución $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $\omega_b = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $p = 4$, $P_0 = 11{,}200$ W, $T_{mb} \times 1750\ \pi/30 = 11{,}200$, $T_{mb} = 61.11$ N·m y $T_m = 35$ N·m.

(a) De la ecuación (15-62)

$$\beta = \sqrt{\frac{T_{mb}}{T_m}} = \sqrt{\frac{61.11}{35}} = 1.321$$

$$\omega_s = \beta\omega_b = 1.321 \times 377 = 498.01 \text{ rad/s}$$

De la ecuación (15-1), la frecuencia de alimentación es

$$\omega = \frac{4 \times 498.01}{2} = 996 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 158.51 \text{ Hz}$$

(b) De la ecuación (15-60), el deslizamiento correspondiente al par motor máximo es

$$s_m = \frac{R_r/\beta}{X_s + X_r} = \frac{0.38/1.321}{1.14 + 1.71} = 0.101$$

$$\omega_m = 498.01 \times (1 - 0.101) = 447.711 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 4275 \text{ rpm}$$

15-2.5 Control de voltaje y de frecuencia

Si se mantiene constante la relación entre voltaje frecuencia, el flujo en la ecuación (15-31) se conserva constante. La ecuación (15-59) indica que el par motor máximo, que es independiente de la frecuencia, se puede mantener aproximadamente constante. Sin embargo, a una baja frecuencia, el flujo se reduce en el entrehierro, debido a la reducción de la impedancia del estator, y el voltaje debe incrementarse para mantener el nivel del par motor. Este tipo de control normalmente se conoce como *control volts/hertz*.

Si $\omega_s = \beta\omega_b$, y la relación entre voltaje y frecuencia es constante, de forma que

$$\frac{V_a}{\omega_s} = d \tag{15-63}$$

La relación d, que se calcula a partir del voltaje terminal especificado V_s y la velocidad base ω_b, está dado por

$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \tag{15-64}$$

Sustituyendo V_a de la ecuación (15-56) en la ecuación (15-57), obtenemos el par motor T_d, y el deslizamiento para el par motor máximo es

$$s_m = \frac{R_r}{[R_s^2 + \beta^2(X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15-65}$$

Las características típicas par motor-velocidad se muestran en la figura 15-10. Conforme la frecuencia se reduce, β disminuye y el deslizamiento correspondiente al par motor máximo aumenta. Para una demanda dada de par motor, la velocidad se puede controlar si se varía la frecuencia, de acuerdo con la ecuación (15-64). Por lo tanto, al variar tanto el voltaje como la frecuencia, es posible controlar el par motor y la velocidad. Normalmente el par motor se mantiene constante, en tanto se varía la velocidad. El voltaje a frecuencia variable se puede obtener mediante inversores trifásicos, es decir, cicloconvertidores. Los cicloconvertidores se utilizan en

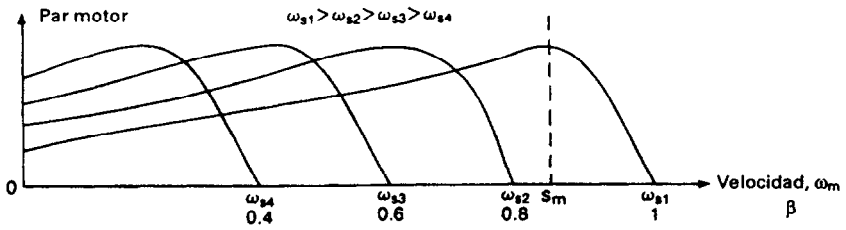
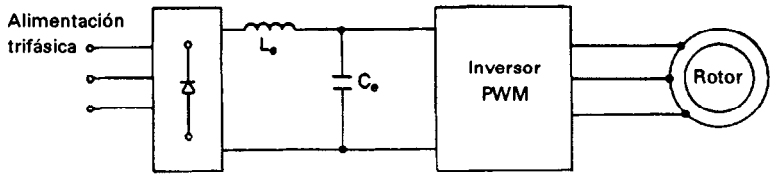


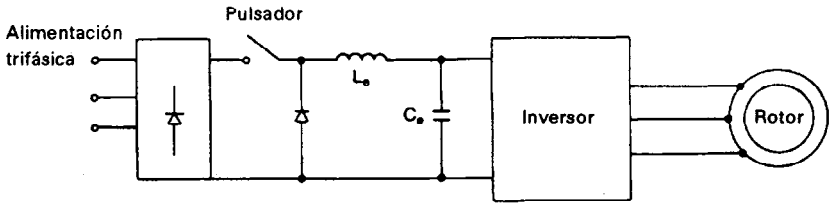
Figura 15-10 Características par motor-velocidad con control volts/hertz.

aplicaciones de potencias muy grandes (por ejemplo, locomotoras y molinos de cemento) en las que el requisito de frecuencia es la mitad o una tercera parte de la frecuencia de línea.

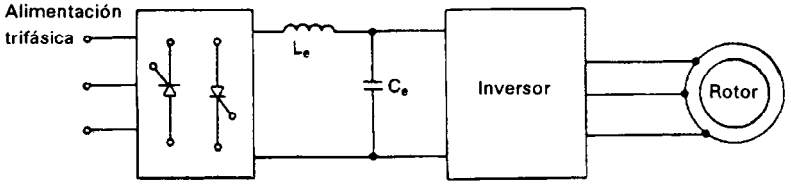
En la figura 15-11 se muestran tres disposiciones posibles de un circuito para la obtención de voltajes y frecuencias variables. En la figura 15-11a, el voltaje en cd se conserva constante, se aplican técnicas PWM para variar tanto el voltaje como la frecuencia dentro del inversor. En razón de la existencia del rectificador de diodos, la regeneración no es posible y el inversor generará armónicas de regreso a la alimentación en ca. En la figura 15-11b, el pulsador varía el voltaje en cd al inversor y este controla la frecuencia. Debido al pulsador, la inyección de armónicas a la alimentación en ca es reducida. En la figura 15-11c, se varía el voltaje en cd mediante el convertidor dual, y dentro del inversor la frecuencia es controlada. Este arreglo permite la regeneración; sin embargo, el factor de potencia de entrada al convertidor es bajo, especialmente a un ángulo grande de retraso.



(a) Cd fija y propulsor inversor PWM



(b) Cd variable e inverso



(c) Cd variable proveniente del convertidor dual y del inversor

Figura 15-11 Propulsores de motor de inducción de fuente de voltaje.

Ejemplo 15-6*

Un motor de inducción trifasico conectado en estrella de cuatro polos de 11.2-kW 1750-rpm 460-V 60-Hz tiene los parámetros siguientes: $R_s = 0.66\ \Omega$, $R_r = 0.38\ \Omega$, $X_s = 1.14\ \Omega$, $X_r = 1.71\ \Omega$ y $X_m = 33.2\ \Omega$. El motor está controlado mediante la variación de la frecuencia y el voltaje. La relación volts/hertz, que corresponde al voltaje y la frecuencia especificados, se mantiene constante. (a) Calcule el par motor máximo P_m y la velocidad correspondiente ω_m para 60 Hz y para 30 Hz. (b) Repita la parte (a) si R_s es despreciable.

Solución $p = 4$, $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s y de la ecuación (15-1), $\omega_b = 2 \times 377/4 = 188.5$ rad/s. De la ecuación (15-63), $d = 265.58/188.5 = 1.409$.

(a) A 60 Hz, $\omega_b = \omega_s = 188.5$ rad/s, $\beta = 1$ y $V_a = d\omega_s = 1.409 \times 188.5 = 265.58$ V. De la ecuación (15-65),

$$s_m = \frac{0.38}{[0.66^2 + (1.14 + 1.71)^2]^{1/2}} = 0.1299$$

$$\omega_m = 188.5 \times (1 - 0.1299) = 164.01 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 1566 \text{ rpm}$$

De la ecuación (15-21), el par motor máximo es

$$T_m = \frac{3 \times 265.58^2}{2 \times 188.5 \times [0.66 + \sqrt{0.66^2 + (1.14 + 1.71)^2}]} = 156.55 \text{ N·m}$$

A 30 Hz, $\omega_s = 2 \times 2 \times \pi\ 30/4 = 94.25$ rad/s, $\beta = 30/60 = 0.5$ y $V_a = d\omega_s = 1.409 \times 94.25 = 132.79$ V. De la ecuación (15-65), el deslizamiento correspondiente al par motor máximo es

$$s_m = \frac{0.38}{[0.66^2 + 0.5^2 \times (1.14 + 1.71)^2]^{1/2}} = 0.242$$

$$\omega_m = 94.25 \times (1 - 0.242) = 71.44 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 682 \text{ rpm}$$

$$T_m = \frac{3 \times 132.79^2}{2 \times 94.25 \times [0.66 + \sqrt{0.66^2 + 0.5^2 \times (1.14 + 1.71)^2}]} = 125.82 \text{ N·m}$$

(b) A 60 Hz, $\omega_b = \omega_s = 188.5$ rad/s y $V_a = 265.58$ V. De la ecuación (15-60),

$$s_m = \frac{0.38}{1.14 + 1.71} = 0.1333$$

$$\omega_m = 188.5 \times (1 - 0.1333) = 163.36 \text{ rad/s o } 1560 \text{ rpm}$$

De la ecuación (15-59), el par motor máximo es $T_m = 196.94$ N·m.

A 30 Hz, $\omega_s = 94.25$ rad/s, $\beta = 0.5$ y $V_a = 132.79$ V. De la ecuación (15-60)

$$s_m = \frac{0.38/0.5}{1.14 + 1.71} = 0.2666$$

$$\omega_m = 94.25 \times (1 - 0.2666) = 69.11 \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad 660 \text{ rpm}$$

De la ecuación (15-59) el par motor máximo es $T_m = 196.94$ N·m.

Nota: Al despreciar R_s puede introducirse un error significativo en la estimación del par motor, especialmente a una frecuencia baja.

15-2.6 Control de corriente

El par motor de los motores de inducción puede controlarse variando la corriente del rotor. La corriente de entrada, que es fácilmente accesible, se modifica en vez de variar la corriente del rotor. Para una corriente de entrada fija, la corriente del rotor depende de los valores relativos de las impedancias magnetizantes y del circuito del rotor. De la figura 15-2, se puede encontrar que la corriente del rotor es

$$\bar{\mathbf{I}}_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \angle \theta_1 \tag{15-66}$$

De las ecuaciones (15-9) y (15-12a), el par motor desarrollado es

$$T_d = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \tag{15-67}$$

y el par motor de arranque en $s = 1$ es

$$T_s = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \tag{15-68}$$

El deslizamiento correspondiente al par motor máximo es

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15-69}$$

En una situación real, como la que se muestra en la figura 15-1b y c, la corriente del estator, a través de R_s y de X_s será constante en I_i. Por lo general, X_m es mucho mayor que X_s y que R_s, mismas que se pueden despreciar en la mayor parte de las aplicaciones. Despreciando los valores de R_s y de X_s, la ecuación (15-69) se convierte en

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_m + X_r} \tag{15-70}$$

y en $s = s_m$, la ecuación (15-67) nos proporciona el par motor máximo,

$$T_m = \frac{3X_m^2}{2\omega_s(X_m + X_r)} I_i^2 = \frac{3L_m^2}{2(L_m + L_r)} I_i^2 \tag{15-71}$$

Se puede observar a partir de la ecuación (15-71), que el par motor máximo depende del cuadrado de la corriente y que es aproximadamente independiente de la frecuencia. Las características típicas par motor-velocidad se muestran en la figura 15-12. Dado que X_m es grande en comparación con X_s y X_r, el par motor de arranque es bajo. Conforme aumenta la velocidad, o el deslizamiento se reduce, el voltaje en el estator se eleva y el par motor aumenta. La corriente de arranque es baja debido a los bajos valores del flujo (ya que I_m es bajo y X_m es grande) y de la corriente del rotor, comparados con sus valores especificados. En razón del incremento de flujo, el par motor aumenta con la velocidad. Un incremento adicional en la velocidad hacia la pendiente positiva de las características aumenta el voltaje terminal más allá del valor especificado. También el flujo y la corriente magnetizante se incrementan, saturando por lo tanto el flujo. Se puede controlar el par motor mediante la corriente y el deslizamiento en el estator. Para mantener constante el flujo en el entrehierro y a fin de evitar saturación debida al alto voltaje, normalmente el motor se opera en la pendiente negativa de las características equivalentes par motor-velocidad,

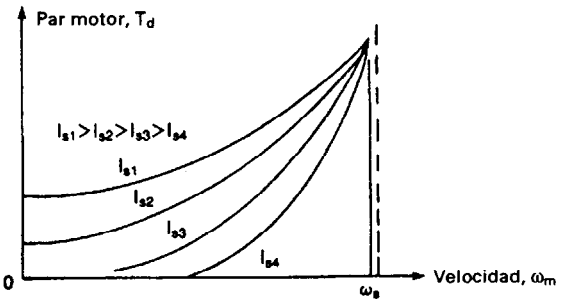
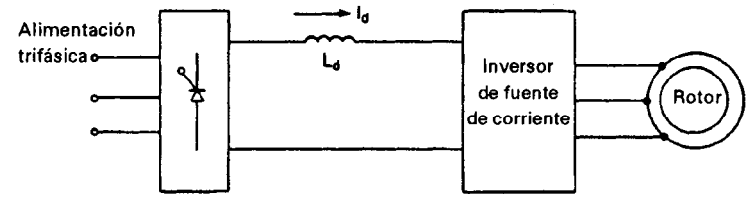


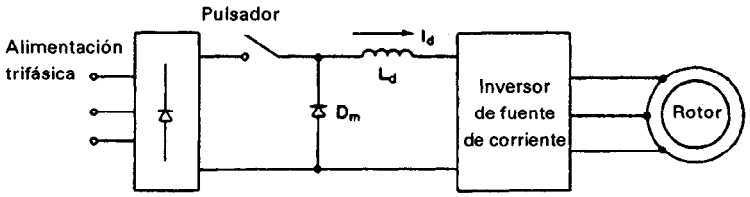
Figura 15-12 Características par motor–velocidad mediante control de corriente.

con control de voltaje. La pendiente negativa está en la región inestable y el motor debe operarse en control de lazo cerrado. A un deslizamiento bajo, el voltaje terminal puede resultar excesivo y el flujo se saturará. Debido a la saturación, el pico de par motor, tal y como aparece en la figura 15-12, será menor de lo mostrado.

La corriente constante puede suministrarse por inversores de fuente de corriente trifásicos. El inversor alimentado por corriente tiene las ventajas del control de corriente de falla y la corriente es menos sensible a las variaciones de los parámetros del motor. Sin embargo, genera armónicas y pulsación en el par motor. En la figura 15-13 se muestran dos disposiciones posibles de propulsores de inversor alimentado por corriente. En la figura 15-13a el inductor actúa como fuente de corriente y el rectificador controlado maneja la fuente de corriente. El factor de potencia de entrada de esta disposición es muy bajo. En la figura 15-13b, el pulsador controla la fuente de corriente y el factor de potencia de entrada es más alto.



(a) Fuente de corriente alimentada por rectificador controlado



(b) Fuente de corriente alimentada por pulsador

Figura 15-13 Propulsor de motor inductor de fuente de corriente.

Ejemplo 15-7*

Un motor de inducción trifasico conectado en estrella de cuatro polos de 11.2-kW 1750-rpm 460-V 60-Hz tiene los siguientes parámetros: $R_s = 0.66\ \Omega$, $R_r = 0.38\ \Omega$, $X_s = 1.14\ \Omega$, $X_r = 1.71\ \Omega$ y $X_m = 33.2\ \Omega$. La pérdida sin carga es despreciable. El motor está controlado por un inversor de fuente de corriente y la corriente de entrada se mantiene constante en 20 A. Si la frecuencia es 40 Hz y el par motor desarrollado es 55 N·m, determine (a) el deslizamiento correspondiente al par motor máximo S_m y el par motor máximo T_m; (b) el deslizamiento s; (c) la velocidad del rotor ω_m; (d) el voltaje terminal por fase, V_a; y (e) el factor de potencia PF_m.

Solución $V_{a(\text{especificados})} = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $I_i = 20$ A, $T_L = T_d = 55$ N·m y $p = 4$. A 40 Hz, $\omega = 2\pi \times 40 = 251.33$ rad/s, $\omega_s = 2 \times 251.33/4 = 125.66$ rad/s, $R_s = 0.66\ \Omega$, $R_r = 0.38\ \Omega$, $X_s = 1.14 \times 40/60 = 0.76\ \Omega$, $X_r = 1.71 \times 40/60 = 1.14\ \Omega$ y $X_m = 33.2 \times 40/60 = 22.13\ \Omega$.

(a) De la ecuación (15-69),

$$s_m = \frac{0.38}{[0.66^2 + (22.13 + 0.78 + 1.14)^2]^{1/2}} = 0.0158$$

De la ecuación (15-67), $T_m = 94.68$ N·m.

(b) De la ecuación (15-67),

$$T_d = 55 = \frac{3(R_r/s)(22.13 \times 20)^2}{125.66 \times [(0.66 + R_r/s)^2 + (22.13 + 0.76 + 1.14)^2]}$$

lo que nos da $(R_r/s)^2 - 83.74(R_s/s) + 578.04 = 0$ y resolviendo en función de R_r/s obtenemos que

$$\frac{R_s}{s} = 76.144 \quad \text{o} \quad 7.581$$

y $s = 0.00499$ o 0.0501. Dado que el motor opera por lo general con un deslizamiento grande en la parte negativa de la pendiente de las características par motor-velocidad,

$$s = 0.0501$$

(c) $\omega_m = 125.656 \times (1 - 0.0501) = 119.36$ rad/s, es decir, 1140 rpm.

(d) De la figura 15-2, se puede deducir la impedancia de entrada como

$$\overline{\mathbf{Z}}_i = R_i + jX_i = (R_i^2 + X_i^2)^{1/2} \underline{/\theta_m} = Z_i \underline{/\theta_m}$$

donde

$$R_i = \frac{X_m^2(R_s + R_r/s)}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \tag{15-72}$$

$$= 6.26\ \Omega$$

$$X_i = \frac{X_m[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)(X_m + X_s + X_r)]}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \tag{15-73}$$

$$= 3.899\ \Omega$$

y

$$\theta_m = \tan^{-1}\frac{X_i}{R_i}$$

$$= 31.9° \tag{15-74}$$

$$Z_i = (6.26^2 + 3.899^2)^{1/2} = 7.38\ \Omega$$

$$V_a = Z_i I_i = 7.38 \times 20 = 147.6\ \text{V}$$

(e) $\text{PF}_m = \cos(31.9°) = 0.849$ (atrasado).

Nota. Si se calcula el par motor máximo a partir de la ecuación (15-71), $T_m = 100.49$ y V_a (en $s = s_m$) es 313 V. Para una frecuencia de la alimentación de 90 Hz, el cálculo de los valores da $\omega_s = 282.74$ rad/s, $X_s = 1.71\ \Omega$, $X_r = 2.565\ \Omega$, $X_m = 49.8\ \Omega$, $s_m = 0.00726$, $T_m = 96.1$ N·m, $s = 0.0225$, $V_a = 316$ V y V_a (en $s = s_m$) = 699.6 V. Resulta evidente que a un deslizamiento bajo y una alta frecuencia, el voltaje terminal puede exceder el valor especificado y saturar el flujo del entrehierro.

15-2.7 Control de voltaje, corriente y frecuencia

Las características par motor-velocidad del motor de inducción dependen del tipo de control. Puede ser necesario variar el voltaje, la frecuencia y la corriente a fin de cumplir con los requisitos de

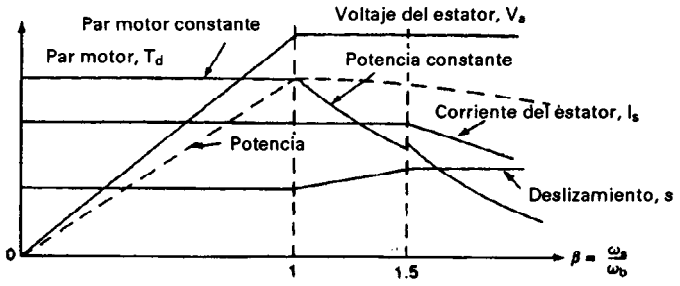


Figura 15-14 Variables de control en función de la frecuencia.

par motor-velocidad tal y como se muestra en la figura 15-14, donde aparecen tres regiones. En la primera región, la velocidad puede variarse mediante el control del voltaje (o de la corriente) a un par motor constante. En la segunda región, el motor opera a una corriente constante y lo que varía es el deslizamiento. En la tercera región, la velocidad queda controlada por la frecuencia a un valor reducido de la corriente del estator.

Las variaciones del par motor y de la potencia para un valor de corriente del estator y de la frecuencia por debajo de la frecuencia especificada aparecen en líneas punteadas en la figura 15-15. Para $\beta < 1$, el motor opera a un flujo constante. Para $\beta > 1$, el motor opera bajo el control de frecuencia, pero a un voltaje constante. El motor opera en el modo de debilitamiento de campo.

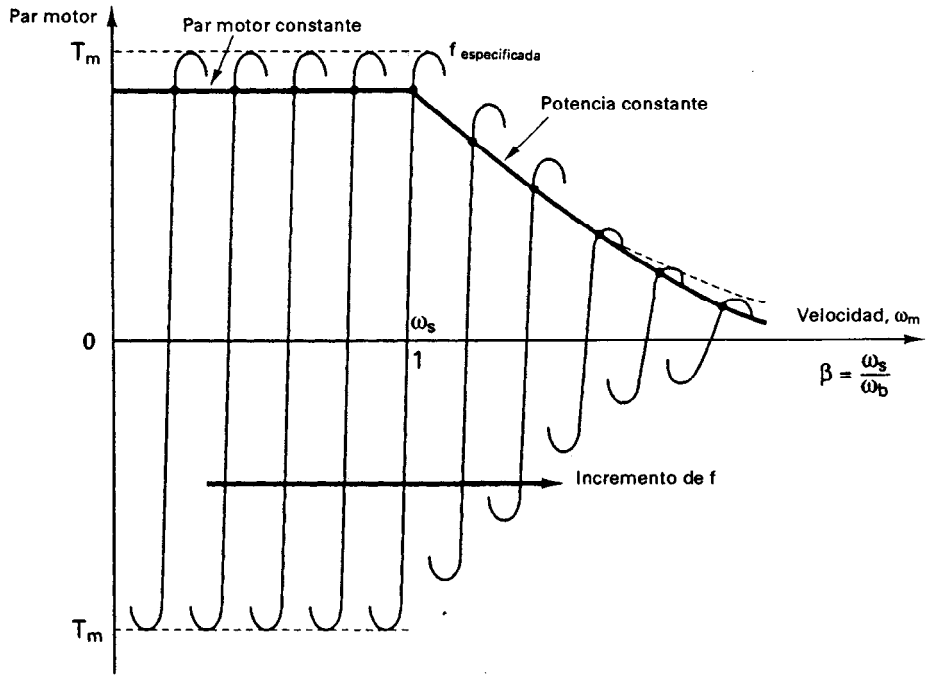


Figura 15-15 Características de par motor–velocidad para un control de frecuencia variable.

En el funcionamiento como motor, una disminución en el comando de la velocidad reduce la frecuencia de la alimentación. Esto convierte la operación en frenado regenerativo. El propulsor desacelera, bajo la influencia del par motor del frenado y del par motor de la carga. Para velocidades por debajo del valor especificado ω_b, el voltaje y la frecuencia se reducen, junto con la velocidad, a fin de mantener la relación deseada de V/f o de flujo constante y la operación de las curvas velocidad-par motor con una pendiente negativa mediante la limitación de la velocidad de deslizamiento. Para velocidades por arriba de ω_b, sólo se reduce la frecuencia con la velocidad para mantener la operación de la porción de las curvas de velocidad-par motor dentro de la pendiente negativa. Cuando se está cerca de la velocidad deseada, la operación se transforma en una operación de vigilancia y el propulsor llega a la velocidad deseada.

En el funcionamiento como motor, un incremento en el comando de la velocidad hace que aumente la frecuencia de la alimentación. El par motor de la máquina excede el par motor de la carga y el motor se desacelera. La operación se mantiene en la porción de las curvas de velocidad–par motor con una pendiente negativa y limitando las velocidades de deslizamiento. Finalmente, la propulsión se detiene en la velocidad deseada.

15-2.8 Control en lazo cerrado de motores de inducción

A fin de satisfacer las especificaciones de régimen permanente y de rendimiento transitorio de los propulsores de ca, es por lo general necesario un control en lazo cerrado. La estrategia de control puede ponerse en práctica mediante (1) un *control escalar*, en el que las variables de control sean cantidades en cd y sólo sus magnitudes sean controladas; (2) un *control vectorial*, en el que se controlen tanto la magnitud como la fase de las variables de control, o (3) un *control adaptable*, en el que los parámetros del controlador varíen en forma continua, a fin de adaptarse a los cambios en las variables de salida.

El modelo dinámico de los motores de inducción difiere en forma significativa del que se muestra en la figura 15-1, y es más complejo que el de los motores en cd. El diseño de los parámetros de lazo de retroalimentación requiere de un análisis completo y de la simulación del propulsor completo. El control y la evaluación de los modelos de propulsores en ca van más allá del alcance de este libro [2, 5, 17, 18]; y en esta sección sólo se analizan algunas de las técnicas fundamentales de retroalimentación escalar.

Un sistema de control está por lo común caracterizado por la jerarquía de los lazos de control, donde el lazo externo controla los lazos internos. Los lazos internos se diseñan para una ejecución cada vez más rápida. Los lazos normalmente se diseñan para tener una excursión limitada de comandos. La figura 15-16a muestra una disposición para un control del voltaje del estator de motores de inducción mediante controladores de voltaje en ca a una frecuencia fija. El controlador de velocidad, K_1, procesa el error de velocidad y genera la corriente de referencia $I_{s(\text{ref})}$. K_2 es el controlador de corriente. K_3 genera el ángulo de retraso del convertidor con tiristor, y el lazo interno limitador de corriente establece indirectamente el límite del par motor. El limitador de corriente tiene la ventaja de devolver la corriente de corto circuito en caso de falla, en lugar de fijarla. El controlador de velocidad, K_1, puede ser un compensador de ganancia sencillo (de tipo proporcional), uno de tipo proporcional integral, o uno de atraso-adelanto. Este tipo de control se caracteriza por un mal rendimiento estático y dinámico, y por lo general se utiliza en ventiladores, bombas y propulsores de sopladores. En la figura 15-17 se muestra un regulador (o controlador) de voltaje en ca trifásico de 187-kW para una máquina estiradora, en la que la electrónica de control aparece instalada en un panel lateral.

La disposición de la figura 15-16a se puede extender a un control volts/hertz con la adición de un rectificador controlado y de un lazo de control de voltaje de cd, tal y como se muestra en la

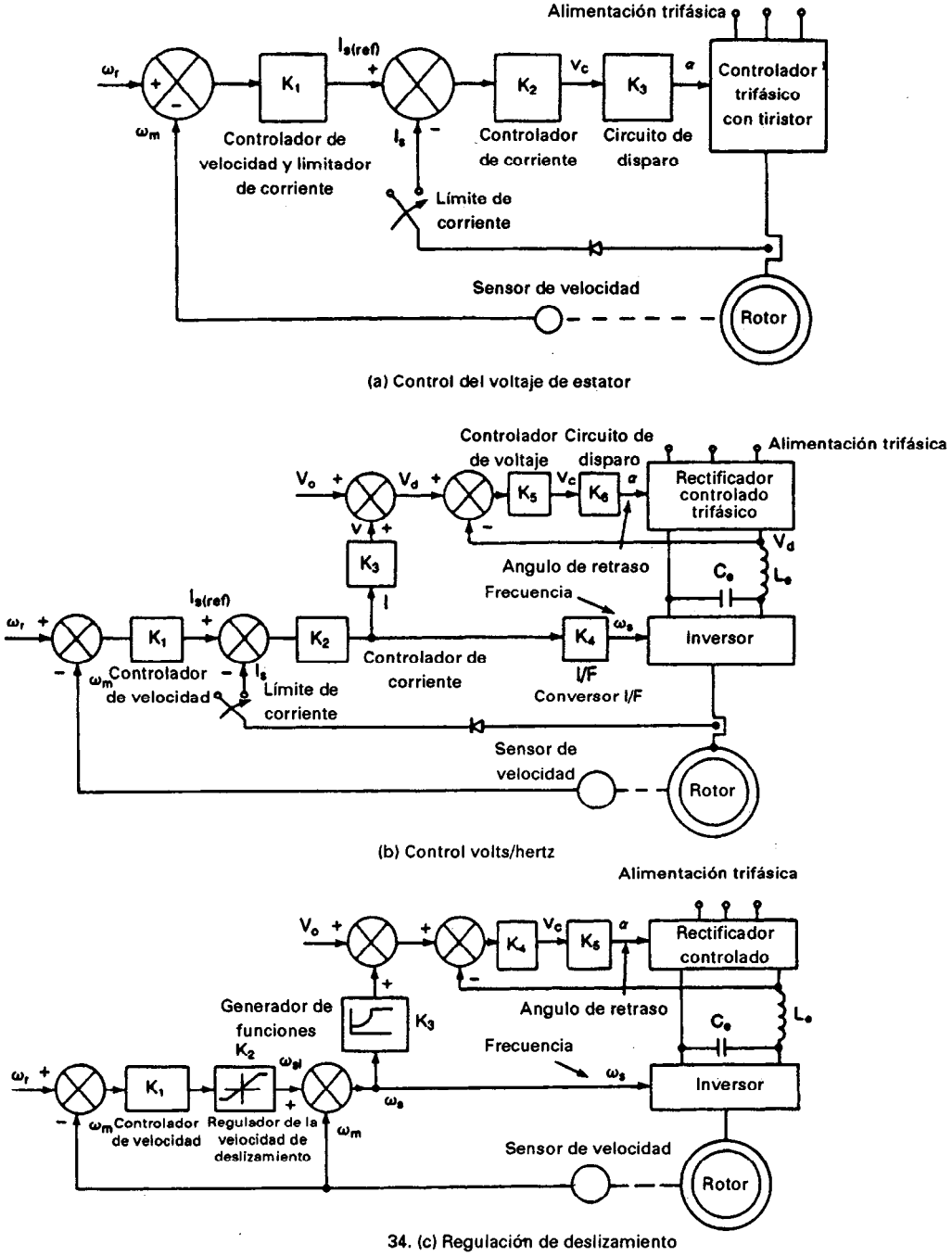


Figura 15-16 Control en lazo cerrado de los motores de inducción.

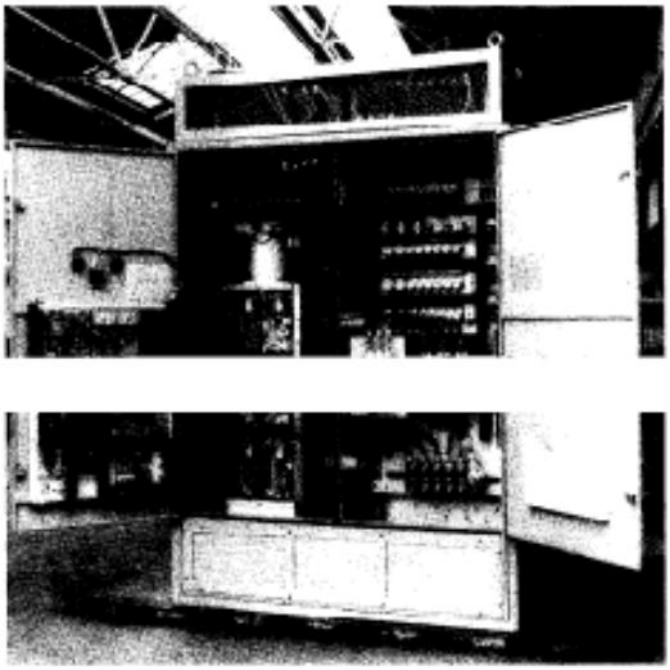


Figura 15-17 Regulador trifásico de voltaje en ca de 187 kW. (Reproducido con el permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

figura 15-16b. Después del limitador de corriente, la misma señal genera la frecuencia del inversor y proporciona la entrada al controlador de ganancia de enlace en cd, K_3. Para compensar por la caída de la resistencia en el estator en baja frecuencia se añade un pequeño voltaje V_0 a la referencia de voltaje en cd. El voltaje en cd V_d actúa como referencia para el control de voltaje del rectificador controlado. En el caso de un inversor PWM, no se requiere de un rectificador controlado y la señal V_d controla directamente el voltaje del inversor variando el índice de modulación. Para la vigilancia de la corriente, se requiere de un sensor, mismo que introduce un retraso en la respuesta del sistema. En la figura 15-18 se muestran 15 gabinetes de inversores conmutados, para controlar los ventiladores enfriadores inferiores de la parrilla de un molino de cemento, en el que cada unidad tiene una capacidad de 100 kW.

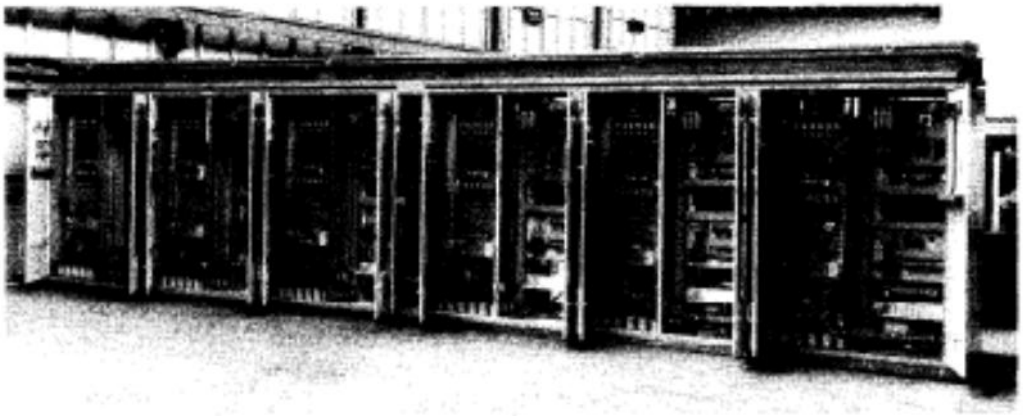


Figura 15-18 Quince gabinetes de inversor de conmutación forzada para un molino de cemento. (Reproducidos con el permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

Dado que el par motor de los motores de inducción es proporcional a la frecuencia de deslizamiento, $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s$, es posible controlar la frecuencia de deslizamiento en vez de la corriente del estator. El error en la velocidad genera el comando de frecuencia de deslizamiento, tal y como se muestra en la figura 15-16c, donde los límites de deslizamiento definen los límites del par motor. El generador de funciones, que produce la señal de comando para el control de voltaje en respuesta a la frecuencia, ω_s, no es lineal y también puede tomar en consideración la caída de compensación V_o a bajas frecuencias. La caída de compensación V_o aparece en la figura 15-16c. Para un cambio en escalón en el comando de la velocidad, el motor acelera o desacelera dentro de los límites del par motor, a un valor de deslizamiento de régimen permanente, correspondiente al par motor de la carga. Este dispositivo controla indirectamente el par motor dentro del lazo de control de velocidad y no requiere de un sensor de corriente.

Una disposición sencilla para un control de la corriente aparece en la figura 15-19. El error en la velocidad genera la señal de referencia para la corriente de enlace en cd. La frecuencia de deslizamiento, $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m$, está fija. En el caso de un comando de velocidad en escalón, la máquina se acelera con una alta corriente, proporcional al par motor. En régimen permanente, la corriente del motor es baja. Sin embargo, el flujo en el entrehierro fluctúa, y en razón del flujo variable en diferentes puntos de operación, el rendimiento de este propulsor es inadecuado.

Una disposición práctica para el control de la corriente, en la que el flujo se mantiene constante, aparece en la figura 15-20. El error en la velocidad genera la frecuencia de deslizamiento; misma que controla la frecuencia del inversor y la fuente de corriente del enlace en cd. El generador de funciones produce el comando de corriente, a fin de mantener constante el flujo en el entrehierro, normalmente en su valor especificado.

La disposición que se muestra en la figura 15-16a para un control de la velocidad con un lazo de control interno de corriente puede aplicarse a un propulsor Kramer estático, tal y como se muestra en la figura 15-21, donde el par motor es proporcional a la corriente de enlace en cd, I_d. El error en la velocidad genera el comando de corriente de enlace en cd. Un incremento en escalón en la velocidad fija la corriente al valor máximo y el motor se acelera a un par motor constante, que corresponde a la corriente máxima. Un decremento en escalón en la velocidad establece a cero el comando de corriente y el motor se desacelera debido al par motor de la carga. En la figura 15-22 se muestra un propulsor tipo Kramer estático de 110-kW, para los ventiladores de una fábrica de cemento.

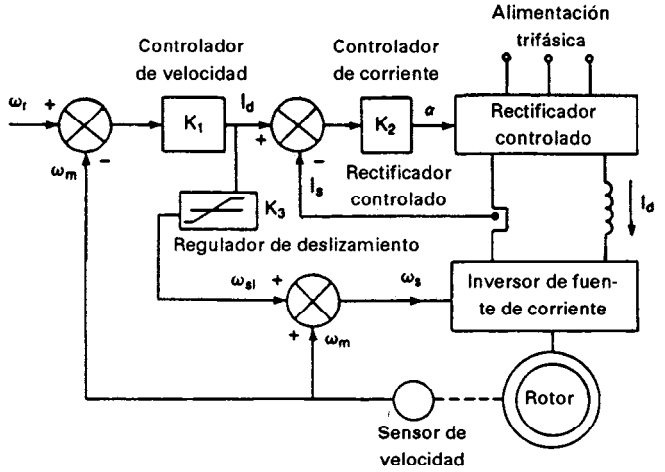


Figura 15-19 Control de corriente con deslizamiento constante.

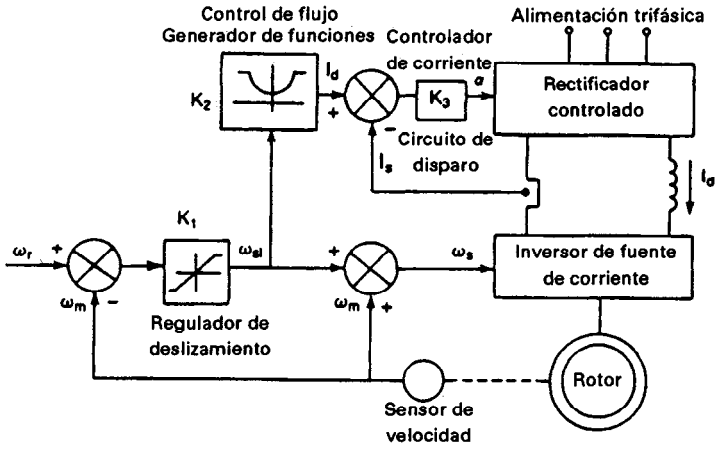


Figura 15-20 Control de corriente con operación de flujo constante.

Los métodos de control que se han analizado hasta ahora proporcionan un rendimiento satisfactorio en régimen permanente, pero su respuesta dinámica no es buena. Un motor de inducción tiene una característica altamente acoplada, de multivariables no lineales. *El control orientado al campo* (FOC) desacopla los dos componentes de la corriente del estator: una que proporciona el flujo en el entrehierro y la otra que proporciona el par motor. Este control es independiente del flujo y del par motor, y su característica queda linearizada. Las corrientes del estator se convierten en un marco de referencia, en rotación síncrona ficticia, alineada con el corrector de flujo y se transforman de nuevo en el marco del estator, antes de ser devueltas a la máquina. Los dos componentes son análogos en i_{ds} al eje de la d con la corriente de la armadura, y análogos en i_{qs} al eje de las q con la corriente de campo de un motor en cd de excitación independiente. El vector de enlace de flujo del rotor queda alineado a lo largo del eje del marco de referencia. El eje de rotación correspondiente a varias cantidades aparece en la figura 15-23a.

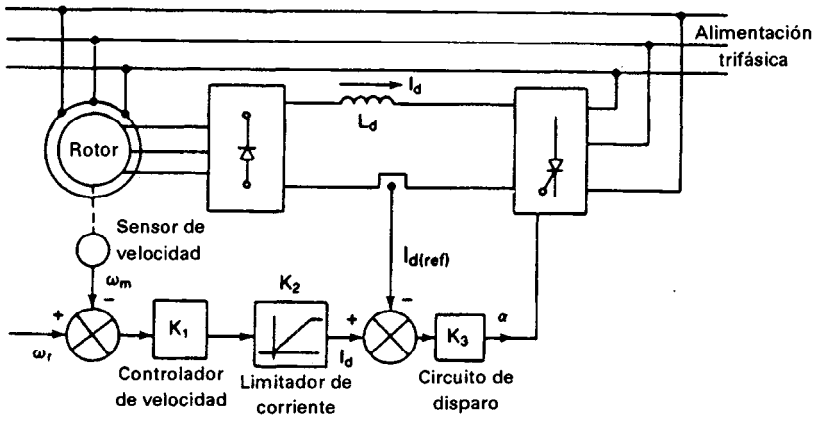


Figura 15-21 Control de velocidad de un propulsor Kramer estático.

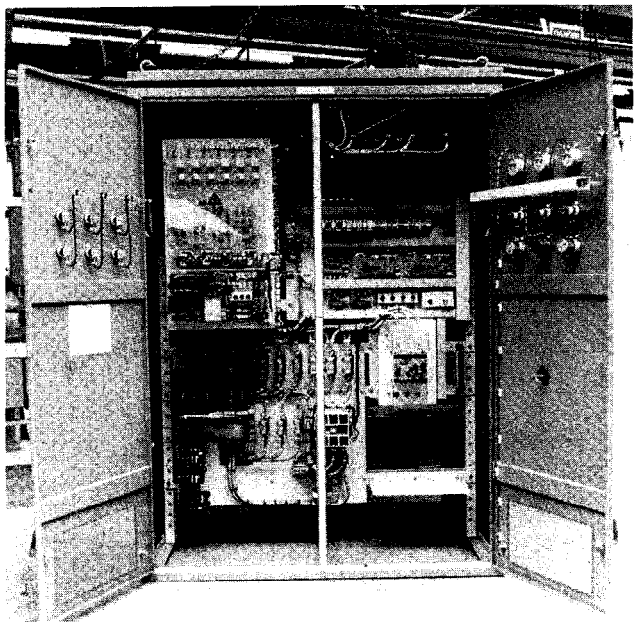


Figura 15-22 Un propulsor estático tipo Kramer de 110 kW. (Reproducido con el permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

Este tipo de control puede ponerse en práctica ya sea según un método directo o un método indirecto. En el método directo, se calcula el vector de flujo a partir de las cantidades terminales del motor, tal y como aparece en la figura 15-23b. El método indirecto [18] utiliza la frecuencia de deslizamiento del motor ω_{s1} para calcular el vector de flujo deseado, tal y como aparece en la figura 15-23c. Resulta más sencillo poner en práctica el método directo, por lo que se utiliza cada vez más en el control de motores de inducción. T_d es el par motor deseado, ω_r es el enlace de flujo del rotor, τ_r es la constante de tiempo del rotor y L_m es la inductancia mutua. La cantidad de desacoplamiento depende de los parámetros del motor, a menos que el flujo se mida en forma directa. Sin el conocimiento exacto de los parámetros del motor no es posible, un desacoplamiento ideal.

15-3 PROPULSORES DE MOTORES SINCRONOS

Los motores síncronos tienen un bobinado polifásico en el estator, también conocido como armadura, y un bobinado de campo en el rotor, que conduce una corriente directa. Existen dos fuerzas magnetomotrices involucradas: una debida a la corriente de campo y otra debida a la corriente de la armadura. La fuerza magnetomotriz resultante es la que produce el par motor. La armadura es idéntica a la del estator de los motores de inducción, pero en el rotor no hay inducción. Un motor síncrono es una máquina de velocidad constante que siempre gira con un deslizamiento cero a la velocidad síncrona, que depende de la frecuencia y del número de polos, tal y como se observa en la ecuación (15-1). Un motor síncrono se puede operar como motor o como generador. El factor de potencia puede controlarse variando la corriente de campo. Los cicloconvertidores y los

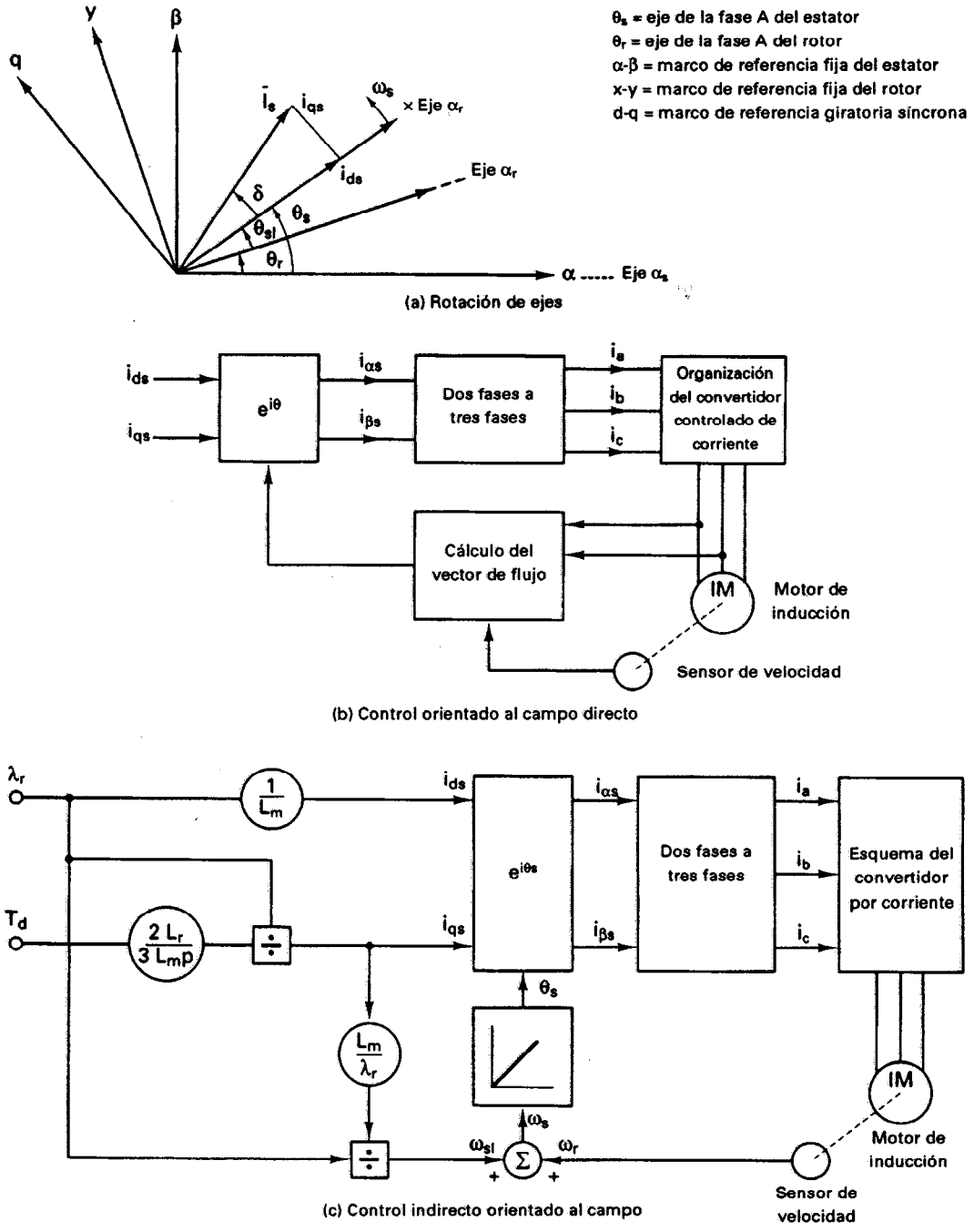


Figura 15-23 Control orientado al campo del motor de inducción.

inversores están ampliando las aplicaciones de los motores síncronos en los propulsores de velocidad variable. Los motores síncronos se pueden clasificar en seis tipos distintos:

1. Motores de rotor cilíndrico
2. Motores de polo saliente
3. Motores de reluctancia
4. Motores de imán permanente
5. Motores de reluctancia conmutada
6. Motores de corriente directa y alterna sin escobilla

15-3.1 Motores de rotor cilíndrico

El bobinado de campo es enrollado en el rotor, que es cilíndrico. Estos motores tienen un entrehierro uniforme. Las reactancias son independientes de las posiciones del rotor. El circuito equivalente por fase, si se desprecia la pérdida sin carga, aparece en la figura 15-24a, siendo R_a la resistencia de la armadura por fase y X_s la *reactancia síncrona* por fase. V_f, que es dependiente de la corriente de campo, se conoce como voltaje de *excitación* o *de campo*.

El factor de potencia depende de la corriente de campo. Las curvas V, que muestran las variaciones típicas de la corriente de la armadura en función de la corriente de excitación, se muestran en la figura 15-25. Para la misma corriente de la armadura, el factor de potencia puede adelantarse o atrasarse, dependiendo de la corriente de excitación I_f.

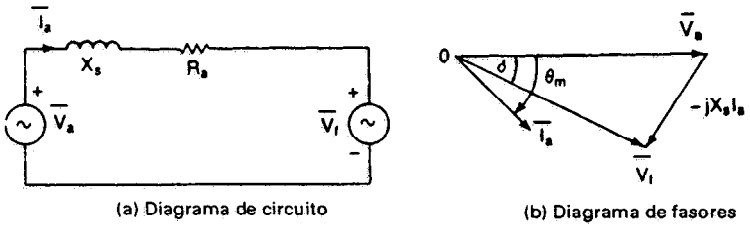


Figura 15-24 Circuito equivalente para motores síncronos.

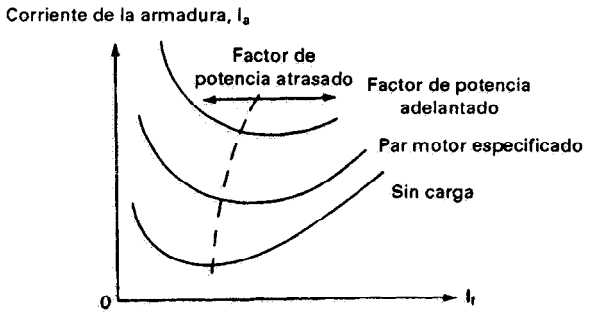


Figura 15-25 Curvas V típicas de los motores síncronos.

Si θ_m es el ángulo del factor de potencia atrasado del motor, la figura 15-24a da

$$\overline{\mathbf{V}}_f = V_a \angle 0 - \bar{I}_a(R_a + jX_s) \tag{15-75}$$

$$= V_a \angle 0 - I_a(\cos\theta_m - j \operatorname{sen}\theta_m)(R_a + jX_s)$$

$$= V_a - I_aX_s \operatorname{sen}\theta_m - I_aR_a \cos\theta_m - jI_a(X_s \cos\theta_m - R_a \operatorname{sen}\theta_m) \tag{15-75a}$$

$$= V_f \angle \delta \tag{15-75b}$$

donde

$$\delta = \tan^{-1} \frac{-(I_aX_s \cos\theta_m - I_aR_a \operatorname{sen}\theta_m)}{V_a - I_aX_s \operatorname{sen}\theta_m - I_aR_a \cos\theta_m} \tag{15-76}$$

y

$$V_f = [(V_a - I_aX_s \operatorname{sen}\theta_m - I_aR_a \cos\theta_m)^2 + (I_aX_s \cos\theta_m - I_aR_a \operatorname{sen}\theta_m)^2]^{1/2} \tag{15-77}$$

El diagrama de fasores de la figura 15-24b obtenemos

$$\overline{\mathbf{V}}_f = V_f(\cos\delta + j \operatorname{sen}\delta) \tag{15-78}$$

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \frac{\overline{V}_a - \overline{V}_f}{R_a + jX_s} = \frac{[V_a - V_f(\cos\delta + j \operatorname{sen}\delta)](R_a - jX_s)}{R_a^2 + X_s^2} \tag{15-79}$$

La parte real de la ecuación (15-79) se convierte en

$$I_a \cos\theta_m = \frac{R_a(V_a - V_f \cos\delta) - V_fX_s \operatorname{sen}\delta}{R_a^2 + X_s^2} \tag{15-80}$$

La potencia de entrada puede determinarse a partir de la ecuación (15-80),

$$P_i = 3V_aI_a \cos\theta_m = \frac{3[R_a(V_a^2 - V_aV_f \cos\delta) - V_aV_fX_s \operatorname{sen}\delta]}{R_a^2 + X_s^2} \tag{15-81}$$

La pérdida en el cobre del estator (o armadura) es

$$P_{su} = 3I_a^2R_a \tag{15-82}$$

La potencia en el entrehierro, que es igual a la potencia desarrollada, es

$$P_d = P_g = P_i - P_{su} \tag{15-83}$$

Si ω_s es la velocidad síncrona, que es igual a la velocidad del rotor, el par motor desarrollado se convierte en

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_s} \tag{15-84}$$

Si la resistencia de la armadura es despreciable, T_d en la ecuación (15-84) se convierte en

$$T_d = \frac{3V_aV_f \operatorname{sen}\delta}{X_s\omega_s} \tag{15-85}$$

y la ecuación (15-76) se convierte en

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{I_a X_s \cos \theta_m}{V_a - I_a X_s \operatorname{sen} \theta_m} \tag{15-86}$$

Para la operación motora, δ es negativo y el par motor en la ecuación (15-85) se hace positivo. En el caso de la acción generadora, δ es positivo y la potencia (y el par motor) se convierten en negativos. El ángulo δ es conocido como *ángulo del par motor*. Para un voltaje y una frecuencia fijos, el par motor depende del ángulo, δ, y es proporcional al voltaje de excitación, V_f. Para valores fijos de V_f y de δ, el par motor depende de la relación entre voltaje y frecuencia, y un control volts/hertz constante proporciona un control de la velocidad a un par motor constante. Si V_a, V_f y δ se conservan fijos, el par motor se reducirá con la velocidad y el motor operará en el modo de disminución de campo.

Si $\delta = 90°$, el par motor se convierte en máximo y el par motor desarrollado máximo, que se conoce como *par motor crítico*, se convierte en

$$T_p = T_m = -\frac{3V_a V_f}{X_s \omega_s} \tag{15-87}$$

El trazo del par motor desarrollado en función del ángulo, δ, aparece en la figura 15-26. Por consideraciones de estabilidad, el motor opera en la pendiente positiva de las características T_d–δ, lo que limita el ángulo de rango del par motor, $-90° \leq \delta \leq 90°$.

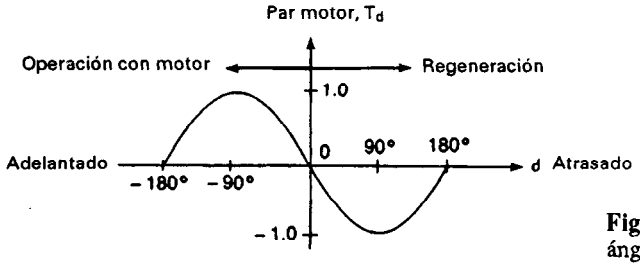


Figura 15-26 Par motor en comparación con el ángulo del par motor en el caso del motor cilíndrico.

Ejemplo 15-8*

Un motor síncrono de rotor cilíndrico trifásico conectado en estrella de seis polos de 460-V 60-Hz tiene una reactancia síncrona $X_s = 2.5\ \Omega$ y la resistencia de la armadura es despreciable. El par motor de la carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es $T_L = 398$ N·m a 1200 rpm. El factor de potencia se mantiene en la unidad mediante el control de campo y la relación entre voltaje y frecuencia se mantiene constante en el valor especificado. Si la frecuencia del inversor es 36 Hz y la velocidad del motor es 720 rpm, calcule (a) el voltaje de entrada V_a, (b) la corriente de la armadura I_a, (c) el voltaje de excitación V_f, (d) el ángulo del par motor δ y (e) el par motor crítico T_p.

Solución PF = cos $\theta_m = 1.0$, $\theta_m = 0$, $V_{a(\text{especificado})} = V_b = V_s = 460/\sqrt{3} = 265.58$ V, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega_b = \omega_s = \omega_m = 2 \times 377/6 = 125.67$ rad/s, es decir, 1200 rpm, y $d = V_b/\omega_b = 265.58/125.67 = 2.1133$. A 720 rpm,

$$T_L = 398 \times \left(\frac{720}{1200}\right)^2 = 143.28 \text{ N·m} \qquad \omega_s = \omega_m = 720 \times \frac{\pi}{30} = 75.4 \text{ rad/s}$$

$$P_0 = 143.28 \times 75.4 = 10{,}803 \text{ W}$$

(a) $V_a = d\omega_s = 2.1133 \times 75.4 = 159.34$ V.
(b) $P_0 = 3V_aI_a$ PF = 10,803 o $I_a = 10{,}803/(3 \times 159.34) = 22.6$ A.
(c) De la ecuación (15-75),

$$\bar{\mathbf{V}}_f = 159.34 - 22.6 \times (1 + j0)(j2.5) = 169.1 \underline{/-19.52^\circ}$$

(d) El ángulo del par motor $\delta = -19.52°$.
(e) De la ecuación (15-87),

$$T_p = \frac{3 \times 159.34 \times 169.1}{2.5 \times 75.4} = 428.82 \text{ N·m}$$

15-3.2 Motores de polos salientes

La armadura de los motores de polos salientes es similar a la de los motores de rotores cilíndricos. Sin embargo, debido a su geometría, el entrehierro no es uniforme y el flujo depende de la posición del rotor. El bobinado de campo está enrollado individualmente sobre las piezas polares. La corriente de la armadura y las reactancias pueden resolverse en las componentes de los ejes directo y cuadrático. I_d e I_q son las componentes de la corriente de la armadura en el eje directo (d) y en el eje de cuadratura (q), respectivamente. X_d y X_q son las reactancias del eje d y del eje q respectivamente. Utilizando la ecuación (15-75), el voltaje de excitación se convierte en

$$\bar{\mathbf{V}}_f = \bar{\mathbf{V}}_a - jX_d\bar{\mathbf{I}}_d - jX_q\bar{\mathbf{I}}_q - R_a\bar{\mathbf{I}}_a$$

Para una resistencia de la armadura despreciable, el diagrama de fasores se muestra la figura 15-27. Del diagrama de fasores,

$$I_d = I_a \operatorname{sen}(\theta_m - \delta) \tag{15-88}$$

$$I_q = I_a \cos(\theta_m - \delta) \tag{15-89}$$

$$I_dX_d = V_a \cos\delta - V_f \tag{15-90}$$

$$I_qX_q = V_a \operatorname{sen}\delta \tag{15-91}$$

Sustituyendo I_q de la ecuación (15-89) en la ecuación (15-91), tenemos

$$\begin{aligned} V_a \operatorname{sen}\delta &= X_qI_a \cos(\theta_m - \delta) \\ &= X_qI_q(\cos\delta \cos\theta_m + \operatorname{sen}\delta \operatorname{sen}\theta_m) \end{aligned} \tag{15-92}$$

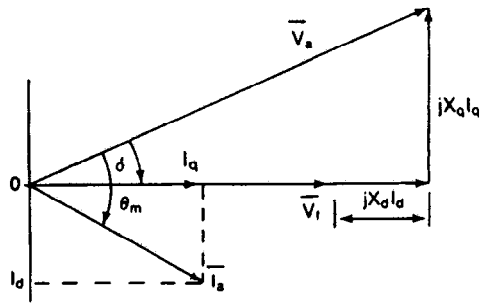


Figura 15-27 Diagrama de fase para los motores síncronos de polos salientes.

Dividiendo ambos términos entre el coseno de δ y resolviendo en función de δ tenemos

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{I_a X_q \cos \theta_m}{V_a - I_a X_q \operatorname{sen} \theta_m} \tag{15-93}$$

donde el signo negativo significa que V_f está detrás de V_a. Si el voltaje terminal se resuelve en los ejes d y q,

$$V_{ad} = -V_a \operatorname{sen} \delta \quad \text{y} \quad V_{aq} = V_a \cos \delta$$

La potencia de entrada se convierte en

$$\begin{aligned} P &= -3(I_d V_{ad} + I_q V_{aq}) \\ &= 3I_d V_a \operatorname{sen} \delta - 3I_q V_a \cos \delta \end{aligned} \tag{15-94}$$

Sustituyendo I_d de la ecuación (15-90) e I_q de la ecuación (15-91) en la ecuación (15-94) tenemos

$$P_d = -\frac{3V_a V_f}{X_d} \operatorname{sen} \delta - \frac{3V_a^2}{2} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \operatorname{sen} 2\delta \tag{15-95}$$

Dividiendo la ecuación (15-95) entre la velocidad, obtenemos el par motor desarrollado, como

$$T_d = -\frac{3V_a V_f}{X_d \omega_s} \operatorname{sen} \delta - \frac{3V_a^2}{2\omega_s} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \operatorname{sen} 2\delta \tag{15-96}$$

El par motor de la ecuación (15-96) tiene dos componentes. El primero es el mismo del motor cilíndrico si X_d es reemplazado por X_s, y el segundo se debe a la geometría del rotor. El trazo típico de T_d en función del ángulo del par motor aparece en la figura 15-28, donde el par motor tiene un valor máximo en $\delta = \pm\delta_m$. Por razones de estabilidad, el ángulo del par motor está limitado en el rango de $-\delta_m \leq \delta \leq \delta_m$ y en este rango estable, la pendiente de la característica T_d–δ es mayor que la correspondiente a un motor cilíndrico.

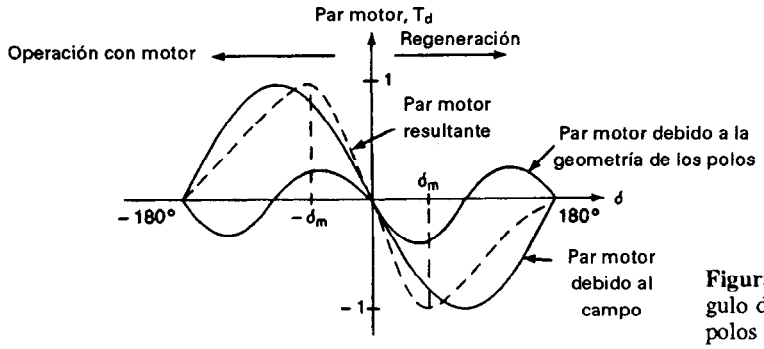


Figura 15-28 Par motor en función del ángulo del par motor en el caso de un rotor de polos salientes.

15-3.3 Motores de reluctancia

Los motores de reluctancia son similares a los motores de polos salientes, excepto porque en el rotor no existen bobinados de campo. El circuito de la armadura, que produce un campo magnético giratorio en el entrehierro, induce un campo en el rotor, con tendencia a alinearse con el campo de la armadura. Los motores de reluctancia son muy sencillos y se utilizan en las aplicaciones en

las que se requiere de varios motores para que giren en sincronismo. Estos motores tienen un bajo factor de potencia en atraso, típicamente en el rango de 0.65 a 0.75.

Con $V_f = 0$, se puede aplicar la ecuación (15-96) a fin de determinar el par motor de reluctancia,

$$T_d = -\frac{3V_a^2}{2\omega_s} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \operatorname{sen} 2\delta \tag{15-97}$$

donde

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{I_a X_q \cos \theta_m}{V_a - I_a X_q \operatorname{sen} \theta_m} \tag{15-98}$$

El par motor crítico para $\delta = -45°$ es

$$T_p = \frac{3V_a^2}{2\omega_s} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \tag{15-99}$$

15-3.4 Motores de imán permanente

Los motores de imán permanente son similares a los motores de polos salientes, excepto porque en el rotor no hay un embobinado de campo y este se genera montando imanes permanentes sobre el rotor. El voltaje de excitación no puede variar. Para una estructura del mismo tamaño, los motores de imán permanente tienen un par motor crítico más alto. Las ecuaciones para los motores de polos salientes se pueden aplicar a los motores de imán permanente, si se supone constante el voltaje de excitación V_f. La eliminación de la bobina de campo, de la alimentación de cd y de los anillos colectores reduce las pérdidas del motor y su complejidad. Estos motores también se conocen como *motores sin escobillas* y encuentran aplicación creciente en robots y en máquinas herramienta. Un motor de imán permanente (PM) puede ser alimentado a partir de una corriente rectangular o senoidal. Los motores alimentados por corriente rectangular, que tienen bobinados concentrados en el estator que inducen un voltaje cuadrado o trapezoidal, se utilizan por lo general en los propulsores de baja potencia. Los motores alimentados por corriente senoidal, que tienen bobinados distribuidos en el estator, proporcionan un par motor más suave, y normalmente se utilizan en los propulsores de alta potencia.

Ejemplo 15-9*

Un motor de reluctancia trifásico conectado en estrella de cuatro polos de 230 V 60 Hz tiene $X_d = 22.5\ \Omega$ y $X_q = 3.5\ \Omega$. La resistencia de la armadura es despreciable. El par motor de la carga es $T_L = 12.5$ N·m. La relación entre voltaje y frecuencia se mantiene constante en el valor especificado. Si la frecuencia de la alimentación es 60 Hz, determine (a) el ángulo del par motor δ, (b) la corriente de línea I_a y (c) el factor de potencia de entrada PF.

Solución $T_L = 12.5$ N·m, $V_{a(\text{especificado})} = V_b = 230/\sqrt{3} = 132.79$ V, $p = 4$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega_b = \omega_s = \omega_m = 2 \times 377/4 = 188.5$ rad/s, es decir, 1800 rpm, y $V_a = 132.79$ V.

(a) $\omega_s = 188.5$ rad/s. De la ecuación (15-97),

$$\operatorname{sen} 2\delta = -\frac{12.5 \times 2 \times 188.5 \times 22.5 \times 3.5}{3 \times 132.79^2 \times (22.5 - 3.5)}$$

y $\delta = -10.84°$.

(b) $P_0 = 12.5 \times 188.5 = 2356$ W. De la ecuación (15-98),

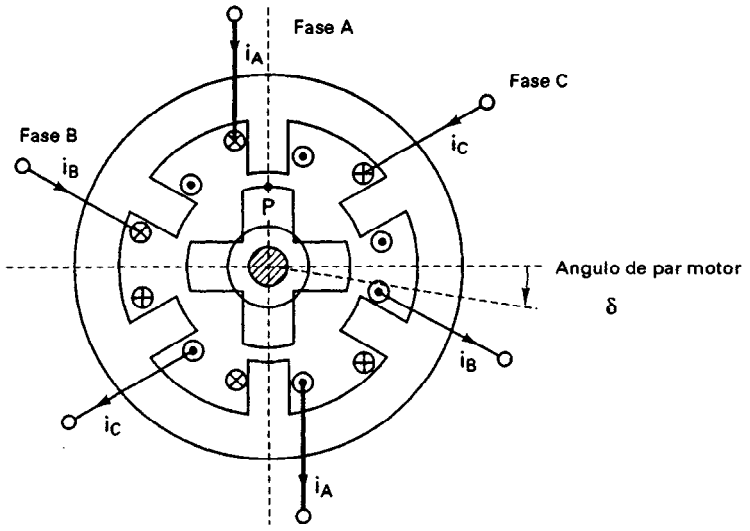
$$\tan(10.84°) = \frac{3.5 I_a \cos \theta_m}{132.79 - 3.5 I_a \operatorname{sen} \theta_m}$$

y $P_0 = 2356 = 3 \times 132.79 I_a \cos \theta_m$. De estas dos ecuaciones, se puede determinar I_a y θ_m mediante un método de solución iterativo, lo que da $I_a = 9.2$ A y $\theta_m = 49.98°$.

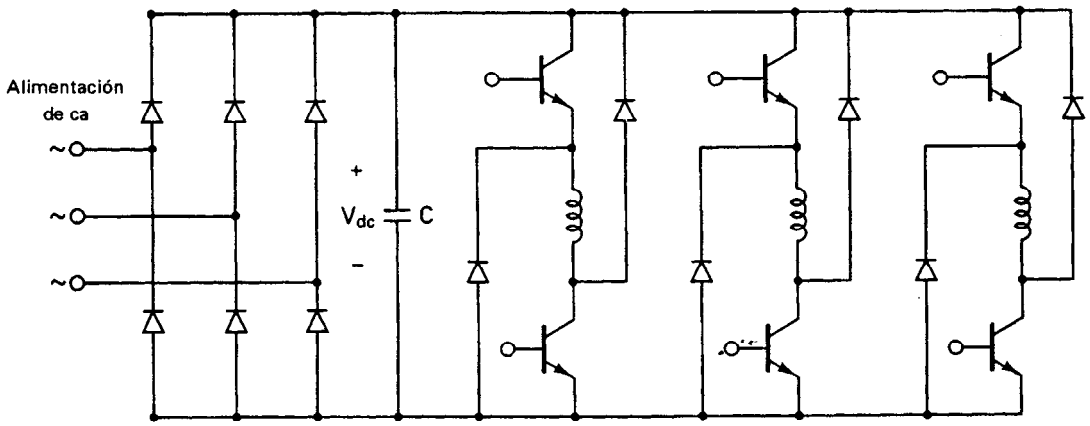
(c) PF = cos(49.98°) = 0.643.

15-3.5 Motores de reluctancia conmutada

Un motor de reluctancia conmutada (SRM) es un motor escalonado de reluctancia variable. En la figura 15-29a aparece un corte transversal. Se muestran tres fases ($q = 3$) con seis dientes de estator, $N_s = 6$, y cuatro dientes de rotor, $N_r = 4$. N_r está relacionado con N_s y con q mediante $N_r = N_s$



(a) Sección transversal



(b) Circuito del propulsor

Figura 15-29 Motor de reluctancia conmutado.

$\pm N_s/q$. Cada embobinado de fase está colocado en dos dientes opuestos diametralmente. Si se excita la fase A mediante la corriente I_a, se desarrolla un par motor y éste hace que un par de polos del rotor queden magnéticamente alineados con los polos de la fase A. Si la fase B y la fase C se excitan en secuencia, ocurrirán giros adicionales. Se puede variar la velocidad del motor excitando en secuencia las fases A, B y C. Un circuito comúnmente utilizado para propulsar un SRM aparece en la figura 15-29b. Por lo general, se requiere de un detector de posición absoluta para controlar en forma directa los ángulos de la excitación del estator con respecto a la posición del rotor. Se incluye un control de retroalimentación de posición para la generación de señales de compuerta. Si la conmutación ocurre en una posición fija del rotor en relación con los polos del mismo, un SRM exhibiría las características de un motor serie en cd. Al variar la posición del rotor, se pueden obtener todo rango de características de operación.

15-3.6 Control en lazo cerrado de los motores síncronos

Las características típicas del par motor, la corriente y el voltaje de excitación en función de la relación β de la frecuencia aparecen en la figura 15-30. Existen dos regiones de operación: par motor constante y potencia constante. En la región de par motor constante, se mantienen constantes los volts/hertz, y en la región de potencia constante, el par motor se reduce con la frecuencia. En la figura 15-30b se muestran las características velocidad-par motor para distintas frecuencias. En forma similar a los motores de inducción, se puede controlar la velocidad de los motores síncronos variando el voltaje, la frecuencia y la corriente. Existen varias configuraciones para el control en lazo cerrado de motores síncronos. Una disposición básica para el control volts/hertz constante de motores síncronos aparece en la figura 15-31, donde el error de velocidad genera el comando de frecuencia de voltaje necesario para el inversor PWM. Dado que la velocidad de los motores síncronos depende únicamente de la frecuencia de la alimentación, se utilizan propulsores de varios motores, que requieren de un preciso control de la velocidad entre los motores, como en los trenes de hilaturas textiles, en los trenes de fabricación de papel, en los trenes textiles y en las máquinas herramienta. En la figura 15-32 se muestra un sistema de arranque suave de 3.3-kW para propulsores de compresor con motor síncrono, donde dos pilas trifásicas están conectadas en paralelo, para dar una operación de 12 pulsos. El gabinete de control para el propulsor de la figura 15-32 aparece en la figura 15-33.

15-3.7 Propulsores de motor en cd y en ca sin escobillas

Los propulsores sin escobillas son básicamente propulsores de motor síncrono en modo de autocontrol. La frecuencia de alimentación de la armadura se modifica en proporción con los cambios en la velocidad del rotor, de tal forma que el campo de la armadura siempre se mueve a la misma velocidad que el rotor. El autocontrol asegura que para todos los puntos de operación, los campos de la armadura del rotor se muevan exactamente a la misma velocidad. Esto impide que el rotor se salga de ritmo, que existan oscilaciones, y la inestabilidad debida a un cambio de par motor o de frecuencia en escalón. El registro preciso de la velocidad se obtiene normalmente mediante un detector de posición del rotor. Se puede mantener el factor de potencia en la unidad modificando o variando la corriente de campo. Los diagramas de bloque de un motor síncrono auto controlado alimentado a partir de un inversor o de un cicloconvertidor trifásico se muestran en la figura 15-34.

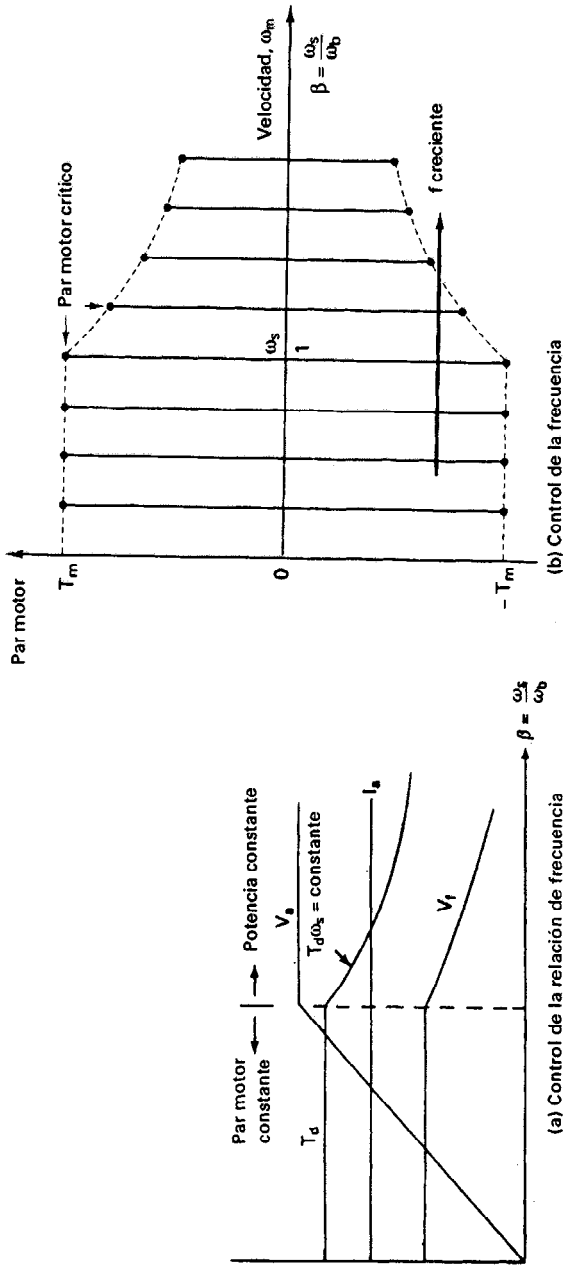


Figura 15-30 Características par motor-velocidad de los motores síncronos.

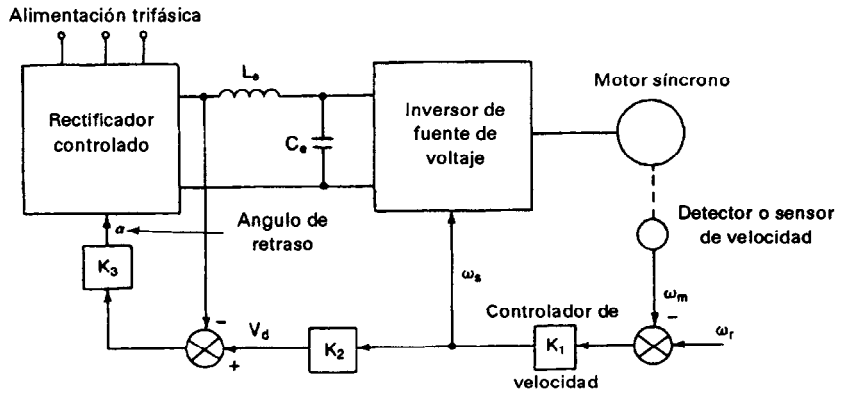


Figura 15-31 Control volts/hertz de los motores síncronos.

Para un propulsor alimentado por inversor como se muestra en la figura 15-34a, la fuente de entrada es en cd. Dependiendo del tipo de inversor, la fuente en cd puede ser una fuente de corriente, una corriente constante, o una fuente de voltaje controlable. La frecuencia del inversor se modifica en proporción a la velocidad, de tal forma que las ondas de fuerza magnetomotriz de la armadura y del rotor giren a la misma velocidad, y por lo tanto produzcan un par motor uniforme a todas las velocidades, como si fuera un motor en cd. La posición del rotor y el inversor ejecutan la misma función que las escobillas y el conmutador de un motor en cd. Debido a la similitud en la operación con un motor de cd, un motor síncrono autocontrolado alimentado por inversor se cono-

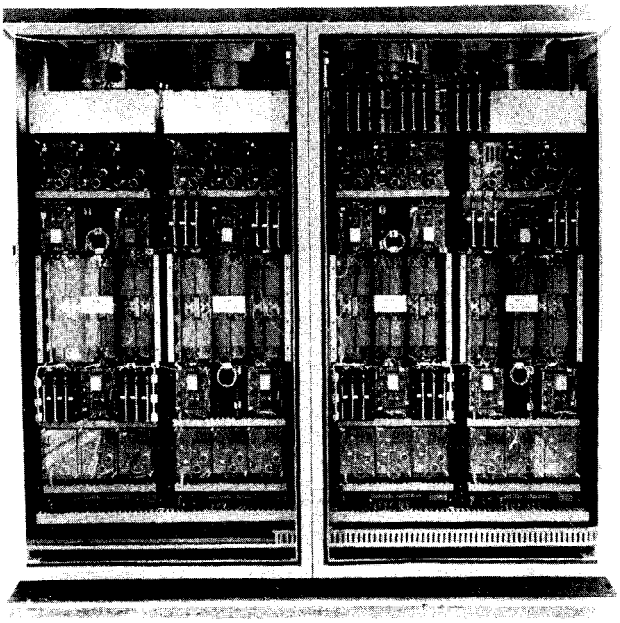


Figura 15-32 Propulsor para compresor con motor síncrono de 3.3 MW. (Reproducido con el permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

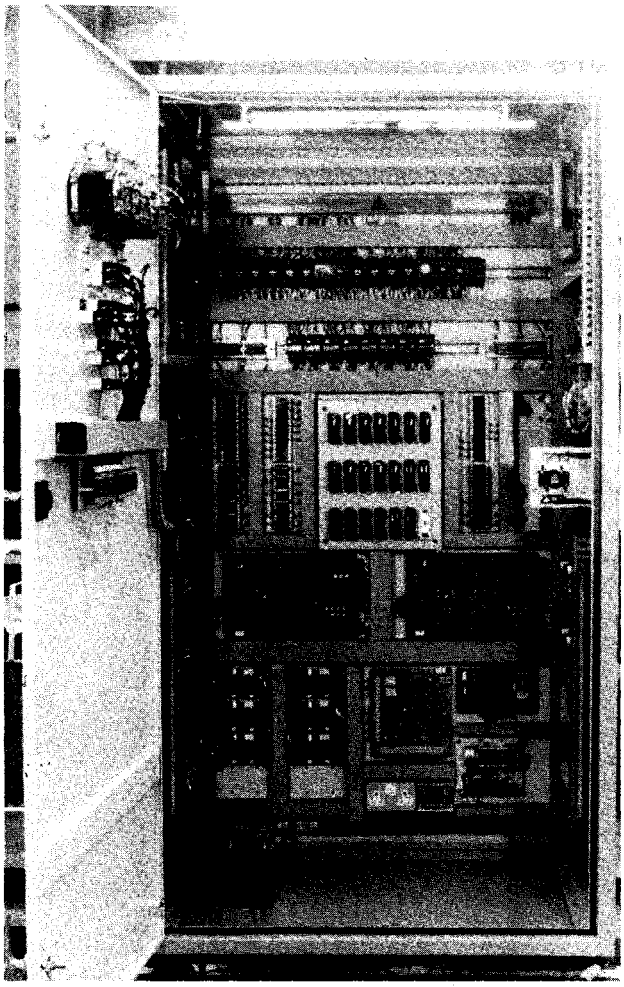


Figura 15-33 Gabinete de control para el propulsor de la figura 15-32. (Reproducido con el permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

ce como un *motor en cd sin conmutador*. Si el motor síncrono es un motor de imán permanente, un motor de reluctancia o un motor de campo bobinado con una excitación sin escobillas, se conoce como un motor *sin escobillas*, un motor *sin conmutador* o simplemente un *motor en cd sin escobillas*. La conexión del campo en serie con la alimentación en cd da las características de un motor serie en cd. Los motores en cd sin escobillas ofrecen las características de los motores en cd, sin algunas limitaciones como son la necesidad de mantenimiento frecuente y la imposibilidad de operar en entornos explosivos. Cada vez se encuentran más aplicaciones crecientes en servo propulsiones.

Si el motor síncrono es alimentado a partir de una fuente de ca, como la que se muestra en la figura 15-34b, se conoce como motor en ca *sin escobillas* y *sin conmutador*, o simplemente como *motor en ca sin escobillas*. Estos motores en ca se utilizan para aplicaciones de alta potencia (hasta el rango de los megawatz) como compresores, sopladores, ventiladores, transportadores, trenes de laminación de acero, mecanismos de direccionamiento de barcos y plantas de cemento. También se utiliza el autocontrol para el arranque de grandes motores síncronos en las plantas de turbinas de gas y de almacenamiento de bombas.

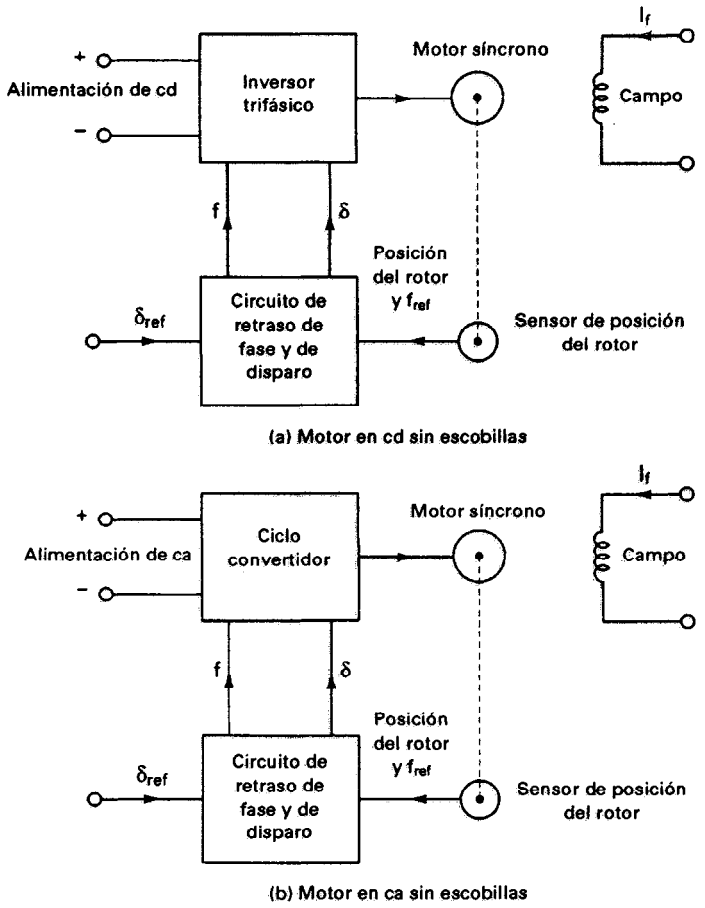


Figura 15-34 Motores síncronos autocontrolados.

RESUMEN

Aunque los propulsores en ca requieren de avanzadas técnicas de control para el voltaje, la frecuencia y la corriente, tienen ventajas sobre los propulsores en cd. El voltaje y la frecuencia pueden controlarse mediante inversores de fuente de voltaje. La corriente y la frecuencia pueden controlarse mediante inversores de fuente de corriente. Los procedimientos de recuperación de potencia de deslizamiento utilizan rectificadores controlados para recuperar la potencia de deslizamiento de motores de inducción. El método más común de control en lazo cerrado de los motores de inducción es el control de volts/hertz, de flujo o de deslizamiento. En los propulsores de velocidad variable se utilizan tanto los motores de jaula de ardilla como el motor embobinado. Un inversor de fuente de voltaje puede alimentar a varios motores conectados en paralelo, en tanto que un inversor de fuente de corriente sólo puede alimentar un motor. Los motores síncronos son má-

quinas de velocidad constante y sus velocidades pueden controlarse mediante voltaje, frecuencia y/o corriente.

Los motores síncronos son de seis tipos: de rotor cilíndrico, de polos salientes, de reluctancia, de imán permanente, de reluctancia conmutada y motores en cd y ca sin escobillas. Existe literatura abundante referente a los propulsores en ca, por lo que en este capítulo sólo se han presentado los fundamentos.

REFERENCIAS

1. B. K. Bose, *Power Electronics y AC Drives.* Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1986.
2. B. K. Bose, *Adjustable AC Drives.* Nueva York: IEEE Press, 1980.
3. S. B. Dewan, G. B. Slemon y A. Straughen, *Power Semiconductor Drives.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1984.
4. W. Leonhard, "Control of ac machines with the help of electronics", *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics y Electrical Drives,* Lausana, Suiza, sesión tutorial, septiembre 1983, pp. 35-58.
5. W. Leonhard, *Control of Electrical Drives.* Nueva York: Springer-Verlag, 1985.
6. Y. D. Landau, *Adaptive Control.* Nueva York: Marcel Dekker, Inc., 1979.
7. H. Le-Huy, R. Perret y D. Roye, "Microprocessor control of a current-fed synchronous motor drive". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1980, pp. 562-569.
8. A. Brickwedde, "Microprocessor-based adaptive speed y position control for electrical drives". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1984, pp. 411-417.
9. K. Masato, M. Yano, I. Kamiyana y S. Yano, "Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification". *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. IA22, No. 3, 1986, pp. 453-459.
10. S. K. Biswas, S. Sahtiakumar y J. Vithayathil, "High efficiency direct torque control scheme for CSI fed induction motor". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 216-221.
11. E. Prasad, J. F. Lindsay y M. H. Rashid, "Parameter estimation y dynamic performance of permanent magnet synchronous motors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1985, pp. 627-633.
12. T. J. E. Miller, "Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1984, pp. 813-819.
13. C. Wang, D. V. Novotny y T. A. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives. " *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 140-146.
14. R. Krishnan y P. Pillay, "Sensitivity analysis y comparison of parameter compensation scheme in vector control induction motor drives". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 155-161.
15. B. K. Bose, "Sliding mode control of induction motor". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1985, pp. 479-486.
16. A. Smith, "Static Scherbius system of induction motor speed control". *Proceedings IEEE,* Vol. 124, 1977, pp. 557-565.
17. G. K. Dubey, *Power Semiconductor Controlled Drives.* Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1989.
18. E. Ho y P. C. Sen, "Decoupling control of induction motor drives". *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. IE35, No. 2, 1988, pp. 253-262.
19. P. C. Sen, "Electric motor drives y control: past, present y future". *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. IE37, No. 6, 1990, pp. 562-575.

PREGUNTAS DE REPASO

15-1 ¿Cuáles son los tipos de motores de inducción?

15-2 ¿Qué es la velocidad síncrona?

15-3 ¿Qué es el deslizamiento de los motores de inducción?

15-4 ¿Qué es la frecuencia de deslizamiento de los motores de inducción?

15-5 ¿Qué es el deslizamiento en el arranque de los motores de inducción?

15-6 ¿Cuáles son las características par motor-velocidad de los motores de inducción?

15-7 ¿Cuáles son los procedimientos de control de velocidad de los motores de inducción?

15-8 Describe brevemente cuáles son las ventajas del control volts/hertz.

15-9 ¿Cuál es la frecuencia base de los motores de inducción?

15-10 ¿Cuáles son las ventajas del control de corriente?

15-11 ¿Qué es el control escalar?

15-12 ¿Qué es el control vectorial?

15-13 ¿Qué es el control adaptable?

15-14 ¿Qué es un propulsor Kramer estático?

15-15 ¿Qué es un propulsor Scherbius estático?

15-16 ¿Cuál es el modo de disminución de campo en un motor de inducción?

15-17 ¿Cuáles son los efectos del control de la frecuencia sobre los motores de inducción?

15-18 ¿Cuáles son las ventajas del control de flujo?

15-19 ¿Cuáles son los distintos tipos de motores síncronos?

15-20 ¿Cuál es el ángulo del par motor de los motores síncronos?

15-21 ¿Cuáles son las diferencias entre los motores de polos salientes y los motores de reluctancia?

15-22 ¿Cuáles son las diferencias entre los motores de polos salientes y los motores de imán permanente?

15-23 ¿Cuál es el par motor crítico de los motores síncronos?

15-24 ¿Cuál es el par motor inicial de los motores síncronos?

15-25 ¿Cuáles son las características par motor-velocidad de los motores síncronos?

15-26 ¿Cuáles son las curvas V de los motores síncronos?

15-27 ¿Cuáles son las ventajas de los propulsores alimentados por inversor de fuente de voltaje?

15-28 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los propulsores de motor de reluctancia?

15-29 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los motores de imán permanente?

15-30 ¿Qué es un motor de reluctancia conmutada?

15-31 ¿Cuál es el modo de autocontrol de los motores síncronos?

15-32 ¿Qué es un motor en cd sin escobillas?

15-33 ¿Qué es un motor en ca sin escobillas?

PROBLEMAS

15-1 Un motor de inducción trifásico conectado en estrella de ocho polos de 460-V 60-Hz tiene R_s = 0.08 Ω, R_r = 0.1 Ω, X_s = 0.62 Ω, X_r = 0.92 Ω y R_m = 6.7 Ω. La pérdida sin carga, $P_{\text{sin carga}}$ = 300 W. A una velocidad de motor de 850 rpm utilice el circuito equivalente aproximado de la figura 15-2 para determinar **(a)** la velocidad síncrona ω_s; **(b)** el deslizamiento s; **(c)** la corriente de entrada I_i; **(d)** la potencia de entrada P_i; **(e)** el factor de potencia de entrada de la alimentación, PF_s; **(f)** la potencia en el entrehierro P_g; **(g)** la pérdida en el cobre del rotor P_{ru}; **(h)** la pérdida en el cobre del estator P_{su}; **(i)** el par motor desarrollado T_d; **(j)** la eficiencia; **(k)** la corriente de arranque del rotor I_{rs} y el par motor crítico T_s; **(l)** el deslizamiento para el par motor máximo, s_m; **(m)** el par motor máximo desarrollado como motor, T_{mm}; y **(n)** el par motor máximo regenerativo desarrollado, T_{mr}.

15-2 Repita el problema 15-1 si R_s es despreciable.

15-3 Repita el problema 15-1 si el motor tiene dos polos y los parámetros son R_s = 1.02 Ω, R_r = 0.35 Ω, X_s = 0.72 Ω, X_r = 1.08 Ω y R_m = 60 Ω. La pérdida sin carga es $P_{\text{sin carga}}$ = 70 W y la velocidad del rotor es 3450 rpm.

15-4 Un motor de inducción trifásico conectado en estrella de seis polos 460-V 60-Hz tiene R_s = 0.32 Ω, R_r = 0.18 Ω, X_s = 1.04 Ω, X_r = 1.6 Ω y X_m = 18.8 Ω. La pérdida sin carga $P_{\text{sin carga}}$ es despreciable. El par motor de la carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es 180 N·m a 1180 rpm. Si la velocidad del motor es 950 rpm, determine (a) la demanda de par motor de la carga T_L; (b) la corriente del rotor I_r; (c) el voltaje de alimentación del estator V_a; (d) la corriente de entrada del motor I_i; (e) la potencia de entrada del motor P_i; (f) el deslizamiento correspondiente a la corriente máxima s_a; (g) la corriente máxima del rotor $I_{r(\text{máx})}$; (h) la velocidad a la corriente máxima del rotor, ω_a; e (i) el par motor a la corriente máxima, T_a.

15-5 Repita el problema 15-4, si R_s es despreciable.

15-6 Repita el problema 15-4 si el motor tiene cuatro polos y los parámetros son R_s = 0.25 Ω, R_r = 0.14 Ω, X_s = 0.7 Ω, X_r = 1.5 Ω y X_m = 20.6 Ω. El par motor de la carga es 121 N·m a 1765 rpm. La velocidad del motor es 1525 rpm.

15-7 Un motor de inducción trifásico de rotor devanado conectado en estrella de seis polos de 460-V 60-Hz cuya velocidad está controlada por la potencia de deslizamiento, tal y como se muestra en la figura 15-6a, tiene los parámetros siguientes: R_s = 0.11 Ω, R_r = 0.09 Ω, X_s = 0.4 Ω, X_r = 0.6 Ω y X_m = 11.6 Ω. La relación de vueltas entre los embobinados del rotor y los del estator es $n_m = N_r/N_s$ = 0.9. La inductancia L_d es muy grande y su corriente I_d tiene una componente ondulatoria despreciable. Los valores de R_s, R_r, X_s y X_r para el circuito equivalente de la figura 15-2 se pueden considerar despreciables en comparación con la impedancia efectiva de L_d. La pérdida en vacío es 275 W. El par motor de la carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es 455 N·m a 1175 rpm. (a) Si el motor tiene que operar a una velocidad mínima de 750 rpm, determine la resistencia, R. Con este valor de R, si la velocidad deseada es de 950 rpm, calcule (b) la corriente del inductor I_d, (c) el ciclo de trabajo k del pulsador, (d) el voltaje en cd V_d, (e) la eficiencia y (f) el factor de potencia de entrada PF del propulsor.

15-8 Repita el problema 15-7 si la velocidad mínima es 650 rpm.

15-9 Repita el problema 15-7 si el motor tiene ocho polos y los parámetros del motor son R_s = 0.08 Ω, R_r = 0.1 Ω, X_s = 0.62 Ω, X_r = 0.92 Ω y X_m = 6.7 Ω. La pérdida sin carga es $P_{\text{sin carga}}$ = 300 W. El par motor de la carga, proporcional a la velocidad, es 604 N·m a 885 rpm. El motor tiene que operar con una velocidad mínima de 650 rpm, y la velocidad deseada es de 750 rpm.

15-10 Un motor de inducción de rotor devanado conectado en estrella de seis polos trifásico 460-V 60-Hz cuya velocidad está controlada mediante un propulsor estático Kramer, tal y como se muestra en la figura 15-6b, tiene: R_s = 0.11 Ω, R_r = 0.09 Ω, X_s = 0.4 Ω, X_r = 0.6 Ω y X_m = 11.6 Ω. La relación de vueltas entre los bobinados del rotor y el estator es $n_m = N_r/N_s$ = 0.9. La inductancia L_d es muy grande y su corriente I_d tiene una componente ondulatoria despreciable. Los valores de R_s, R_r, X_s y X_r para el circuito equivalente de la figura 15-2 pueden considerarse despreciables en comparación con la impedancia efectiva de L_d. La pérdida en vacío es 275 W. La relación de vueltas del voltaje en ca del convertidor al voltaje de alimentación es $n_c = N_a/N_b$ = 0.5. Si se requiere que el motor opere a una velocidad de 950 rpm, calcule (a) la corriente del inductor I_d, (b) el voltaje en cd V_d, (c) el ángulo de retraso a del convertidor, (d) la eficiencia y (e) el factor de potencia de entrada PF_s del propulsor. El par motor de la carga, que es proporcional a la velocidad al cuadrado, es 455 N·m a 1175 rpm.

15-11 Repita el problema 15-10 para n_c = 0.9.

15-12 Para el problema 15-10 grafique el factor de potencia en función de la relación de vueltas n_c.

15-13 Un motor de inducción trifásico conectado en estrella de dos polos de 56-kW 3560-rpm 460-V 60-Hz tiene los siguientes parámetros: R_s = 0, R_r = 0.18 Ω, X_s = 0.13 Ω, X_r = 0.2 Ω y X_m =

11.4 Ω. El motor se controla variando la frecuencia de alimentación. Si el requisito del par motor de ruptura es de 160 N·m, calcule (a) la frecuencia de alimentación y (b) la velocidad ω_m al par motor máximo.

15-14 Si $R_s = 0.07\ \Omega$ y la frecuencia se modifica de 60 a 40 Hz en el problema 15-13, determine la modificación en el par motor de ruptura.

15-15 El motor del problema 15-13 está controlado por una relación volts/hertz constante correspondiente al voltaje y la frecuencia especificadas. Calcule el par motor máximo, T_m, y la velocidad correspondiente ω_m para una frecuencia de alimentación de (a) 60 Hz y (b) 30 Hz.

15-16 Repita el problema 15-15 si $R_s = 0.2\ \Omega$.

15-17 Un motor de inducción trifásico conectado en estrella de 8-polos de 40-hp 880-rpm 60-Hz tiene los siguientes parámetros: $R_s = 0.19\ \Omega$, $R_r = 0.22\ \Omega$, $X_s = 1.2\ \Omega$, $X_r = 1.8\ \Omega$ y $X_m = 13\ \Omega$. La pérdida en vacío es despreciable. El motor está controlado por un inversor de fuente de corriente y esta se mantiene constante en 50 A. Si la frecuencia es 40 Hz y el par motor desarrollado es 200 N·m, determine (a) el deslizamiento correspondiente al par motor máximo s_m y el par motor máximo T_m, (b) el deslizamiento s, (c) la velocidad del rotor ω_m, (d) el voltaje terminal por fase V_a y (e) el factor de potencia PF_m.

15-18 Repita el problema 15-17 si la frecuencia es 80 Hz.

15-19 Un motor síncrono de rotor cilíndrico conectado en estrella de 10-polos tres fases 460-V 60-Hz tiene una reactancia síncrona de $X_s = 0.8\ \Omega$ por fase y la resistencia de la armadura es despreciable. El par motor de la carga, que es proporcional al cuadrado de la velocidad, es $T_L = 1250$ N·m a 720 rpm. El factor de potencia se mantiene en 0.8 atrás mediante el control del campo y la relación entre voltaje y frecuencia se mantiene constante en el valor especificado. Si la frecuencia del inversor es 45 Hz y la velocidad del motor es 540 rpm, calcule (a) el voltaje de entrada V_a, (b) la corriente de la armadura I_a, (c) el voltaje de excitación V_f, (d) el ángulo del par motor δ y (e) el par motor crítico T_p.

15-20 Un motor síncrono de polos salientes trifásico conectado en estrella de 8-polos de 230-V 60-Hz de 40-kW tiene $X_d = 2.5\ \Omega$ y $X_q = 0.4\ \Omega$. La resistencia de la armadura es despreciable. Si el motor opera con una potencia de entrada de 25 kW a un factor de potencia adelantado de 0.86, determine (a) el ángulo del par motor δ, (b) el voltaje de excitación V_f y (c) el par motor T_d.

15-21 Un motor trifásico de reluctancia conectado en estrella de 10 polos de 230-V 60-Hz tiene $X_d = 18.5\ \Omega$ y $X_q = 3\ \Omega$. La resistencia de la armadura es despreciable. El par motor de la carga, que es proporcional a la velocidad, es $T_L = 12.5$ N·m. La relación entre voltaje y frecuencia se mantiene constante en el valor especificado. Si la frecuencia de alimentación es 60 Hz, determine (a) el ángulo del par motor δ, (b) la corriente de línea I_a y (c) el factor de potencia de entrada PF_m.

16

Protección de dispositivos y de circuitos

16-1 INTRODUCCION

Debido al proceso de recuperación inversa de los dispositivos de potencia y a las acciones de conmutación en presencia de las inductancias, en los circuitos de convertidor ocurren transitorios de voltaje. Aun en los circuitos cuidadosamente diseñados, pueden ocurrir situaciones de falla debidas a un corto circuito, que dan como resultado un flujo excesivo de corriente a través de los dispositivos. El calor producido por las pérdidas en un dispositivo semiconductor debe disiparse en forma suficiente y eficaz, a fin de que este opere por debajo de su límite superior de temperatura. Para la operación confiable de un convertidor es necesario asegurar que en ningún momento las condiciones del circuito excederán las especificaciones de los dispositivos de potencia, mediante la adición de protecciones contra sobrevoltaje, sobrecorriente y sobrecalentamiento. En la práctica, los dispositivos de potencia están protegidos de (1) excesos térmicos, mediante disipadores de calor, (2) dv/dt y di/dt altos, mediante circuitos de apoyo, (3) transitorios de recuperación inversos, (4) transitorios en el lado de la alimentación y de la carga y (5) condiciones de falla, mediante fusibles.

16-2 ENFRIADORES Y DISIPADORES DE CALOR

Debido a las pérdidas por operación y por conmutación, dentro del dispositivo de potencia se genera calor. Este calor debe transferirse del dispositivo a un medio mas frío, a fin de mantener la temperatura de operación de la unión dentro del rango especificado. Aunque esta transferencia de calor puede llevarse a cabo mediante conducción, convección o radiación, ya sea natural o de aire forzado, en las aplicaciones industriales es común utilizar el enfriamiento por convección.

El calor debe fluir lejos del dispositivo hacia su carcaza y de ahí hacia el disipador de calor en el medio enfriador. Si P_A es la pérdida de potencia promedio del dispositivo, el análogo eléctrico de un dispositivo, que está montado en un disipador de calor, aparece en la figura 16-1. La

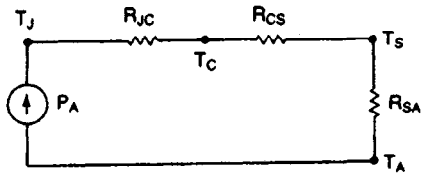


Figura 16-1 Análogo eléctrico de la transferencia de calor.

temperatura de la unión de un dispositivo T_j está dada por

$$T_J = P_A(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{16-1}$$

donde R_{JC} = resistencia térmica de la unión a la carcasa, °C/W
R_{CS} = resistencia térmica de la carcaza al disipador, °C/W
R_{SA} = resistencia térmica del disipador al ambiente, °C/W
T_A = temperatura ambiente, °C

R_{JC} y R_{CS} quedan por lo general especificados por los fabricantes del dispositivo de potencia. Una vez que se conoce la pérdida de potencia del dispositivo, P_A, se puede calcular la resistencia térmica requerida del disipador de calor, en relación con una temperatura ambiente conocida, T_A. El siguiente paso es seleccionar el disipador de calor de una dimensión que cumpla con el requisito de la resistencia térmica.

Hay una amplia variedad de disipadores de calor de aluminio extruido disponibles comercialmente, que utilizan aletas de enfriamiento a fin de aumentar la capacidad de transferencia de calor. Las características de resistencia térmica de un disipador de calor típico, con enfriamiento natural y forzado aparecen en la figura 16-2, donde la disipación de potencia en función de la ele-

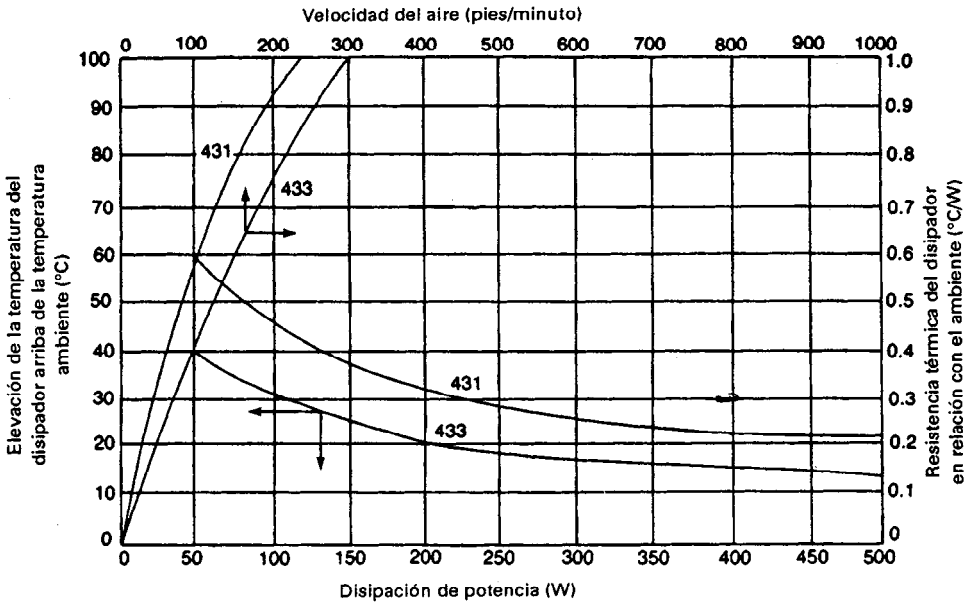


Figura 16-2 Características de la resistencia térmica. (Cortesía de EG&G Wakefield Engineering.)

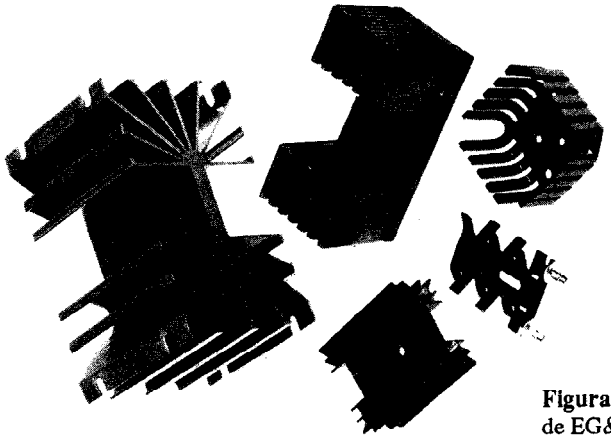


Figura 16-3 Disipadores de calor. (Cortesía de EG&G Wakefield Engineering.)

vación de la temperatura del disipador queda ilustrada para un enfriamiento natural. En el caso de un enfriamiento forzado, la resistencia térmica se reduce con la velocidad del aire. Sin embargo, más allá de cierta velocidad, la reducción de la resistencia térmica no es significativa. En la figura 16-3 se muestran disipadores de calor de varios tipos.

El área de contacto entre el dispositivo y el disipador de calor es de extrema importancia para minimizar la resistencia térmica entre la carcaza y el disipador. Las superficies deben ser planas, lisas y libres de suciedad, corrosión y óxidos superficiales. Normalmente, para mejorar la capacidad de transferencia de calor y minimizar la formación de óxidos y agentes corrosivos, se aplican grasas de silicio.

El dispositivo debe montarse en forma correcta sobre el disipador de calor, a fin de conseguir la presión exacta de montaje entre las superficies de contacto. Los procedimientos correctos de instalación normalmente son indicados por los fabricantes del dispositivo. En el caso de los dispositivos montados con perno, pares de torsión de montaje excesivos podrían causar daño mecánico a la oblea de silicio; el perno y la tuerca no deben engrasarse ni lubricarse, ya que la lubricación aumenta la tensión sobre el perno.

El dispositivo puede enfriarse mediante tuberías parcialmente llenas con un líquido de vapor de baja presión. El dispositivo queda montado en un costado de la tubería, con un mecanismo de condensación (o un disipador de calor) en el otro extremo, tal y como se muestra en la figura 16-4. El calor producido por el dispositivo vaporiza el líquido, y entonces el vapor fluye al otro extremo, donde se condensa, regresando el líquido a la fuente de calor. Este dispositivo puede quedar a cierta distancia del disipador de calor.

En las aplicaciones de alta potencia, los dispositivos se enfrían con mayor éxito mediante un líquido, por lo común aceite o agua. El enfriamiento por agua es muy eficaz; aproximadamente

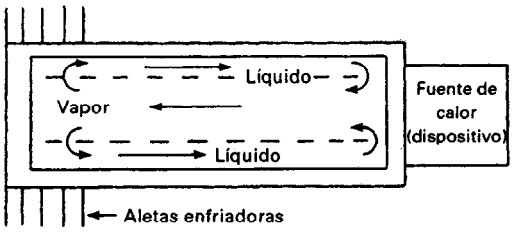


Figura 16-4 Tuberías de calor.

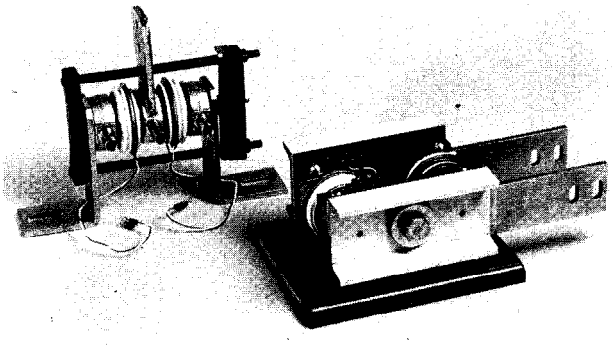


Figura 16-5 Interruptores de ca enfriados por agua. (Cortesía de Powerex, Inc.)

tres veces más efectivo que el enfriamiemto por aceite. Sin embargo, a fin de minimizar la corrosión, es necesario utilizar agua destilada, y para evitar el congelamiento debe incluirse anticongelante. El aceite es inflamable. El enfriamiento por aceite, que puede quedar restringido a algunas aplicaciones, proporciona un buen aislamiento y elimina problemas de corrosión y de congelamiento. Las tuberías de calor y los disipadores de calor enfriados por líquido están comercialmente disponibles. En la figura 16-5 se muestran dos interruptores de ca enfriados por agua. Están disponibles convertidores de potencia en unidades preensambladas, tal como los que se muestran en la figura 16-6.

La impedancia térmica de un dispositivo de potencia es muy pequeña y, como resultado, la temperatura de la unión del dispositivo varía con la pérdida instantánea de potencia. La temperatura instantánea de la unión debe siempre mantenerse por debajo del valor aceptable. Una gráfica de la impedancia térmica transitoria, en función de la duración del pulso de onda cuadrada es por lo general suministrada por los fabricantes de dispositivos, como parte de la hoja de datos. A partir del conocimiento de la forma de onda de la corriente a través del dispositivo, se puede determinar una pérdida de potencia graficada en función del tiempo, y de ahí las características transitorias de la impedancia pueden utilizarse para calcular las variaciones de la temperatura con el tiempo. Si en los sistemas reales falla el medio de enfriamiento, la elevación de la temperatura en los disipadores de calor suele servir para interrumpir los convertidores de potencia, en especial en las aplicaciones de alta potencia.

La respuesta en escalón de un sistema de primer orden puede aplicarse para expresar la impedancia térmica transitoria. Si Z_0 es la impedancia térmica de la unión a la carcaza en régimen permanente, la impedancia térmica instantánea se puede expresar como

$$Z(t) = Z_0(1 - e^{-t/\tau_{th}}) \tag{16-2}$$

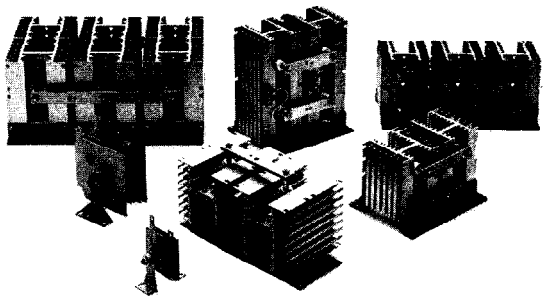


Figura 16-6 Unidades ensambladas. (Cortesía de Powerex, Inc.)

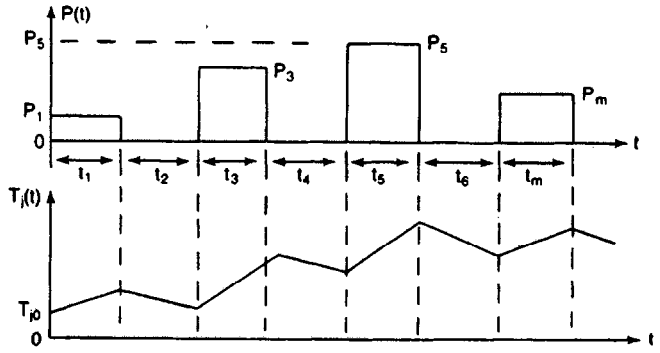


Figura 16-7 Temperatura de la unión con pulsos de potencia rectangulares.

donde τ_{th} es la constante térmica de tiempo del dispositivo. Si la pérdida de potencia es P_d, la elevación instantánea de temperatura en la unión por arriba de la carcaza es

$$T_J = P_d Z(t) \tag{16-3}$$

Si la pérdida de potencia es de tipo pulsante, tal y como se muestra en la figura 16-7, se puede aplicar la ecuación (16-3) para trazar las respuestas en escalón de la temperatura de la unión, $T_J(t)$. Si t_n es la duración de un pulso de potencia de orden n, las impedancias térmicas correspondientes al principio y al final del pulso de orden n son $Z_0 = Z(t = 0) = 0$ y $Z_n = Z(t = t_n)$, respectivamente. La impedancia térmica $Z_n = Z(t = t_n)$ correspondiente a la duración de t_n puede determinarse a partir de las características transitorias de impedancia térmica. Si $P_1, P_2, P_3,...$ son los pulsos de potencia con $P_2 = P_4 = \cdot\cdot\cdot = 0$, la temperatura de la unión al final del pulso de orden n pude expresarse como

$$\begin{aligned} T_J(t) &= T_{J0} + P_1(Z_1 - Z_2) + P_3(Z_3 - Z_4) + P_5(Z_5 - Z_6) + \cdots \\ &= T_{J0} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{m} P_n(Z_n - Z_{n+1}) \end{aligned} \tag{16-4}$$

donde T_{J0} es la temperatura inicial de la unión. Los signos negativos de $Z_2, Z_4,...$ significan que la temperatura de la unión se abate durante los intervalos t_2, t_4, t_6 ...

El concepto de respuesta en escalón de la temperatura de la unión se puede extender hacia otras formas de onda de potencia. Una forma de onda cualquiera se puede representar de manera aproximada mediante pulsos rectangulares de duración igual o desigual, de modo que la amplitud de cada uno de ellos sea igual a la amplitud promedio del pulso real en el mismo período. La exactitud de estas aproximaciones puede mejorarse si se incrementa el número de pulsos y se reduce la duración de cada uno de ellos. Esto queda demostrado en la figura 16-8.

La temperatura de la unión al final del pulso de orden m puede determinarse a partir de

$$\begin{aligned} T_J(t) &= T_{J0} + Z_1P_1 + Z_2(P_2 - P_1) + Z_3(P_3 - P_2) + \cdots \\ &= T_{J0} + \sum_{n=1,2\ldots}^{m} Z_n(P_n - P_{n-1}) \end{aligned} \tag{16-5}$$

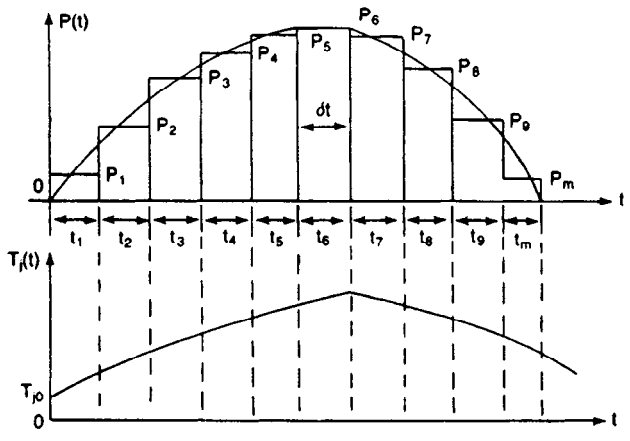


Figura 16-8 Aproximación de un pulso de potencia mediante pulsos rectangulares.

donde Z_n es la impedancia al final del pulso de orden m de duración $t_n = \delta t$. P_n es la pérdida de potencia correspondiente al pulso de orden n y $P_0 = 0$. t es el intervalo de tiempo.

Ejemplo 16-1

La pérdida de potencia de un dispositivo aparece en la figura 16-9. Grafique la elevación instantánea de la temperatura de la unión por arriba de su carcaza. $P_2 = P_4 = P_6 = 0$, $P_1 = 800$ W, $P_3 = 1200$ W y $P_5 = 600$ W. Para el caso de $t_1 = t_3 = t_5 = 1$ ms, la hoja de datos nos da

$$Z(t = t_1) = Z_1 = Z_3 = Z_5 = 0.035°C/W$$

Para $t_2 = t_4 = t_6 = 0.5$ ms,

$$Z(t = t_2) = Z_2 = Z_4 = Z_6 = 0.025°C/W$$

Solución Se puede aplicar la ecuación (16-4) directamente a fin de calcular la elevación de la temperatura de la unión.

$$\Delta T_J(t = 1 \text{ ms}) = T_J(t = 1 \text{ ms}) - T_{J0} = Z_1P_1 = 0.035 \times 800 = 28°C$$

$$\Delta T_J(t = 1.5 \text{ ms}) = 28 - Z_2P_1 = 28 - 0.025 \times 800 = 8°C$$

$$\Delta T_J(t = 2.5 \text{ ms}) = 8 + Z_3P_3 = 8 + 0.035 \times 1200 = 50°C$$

$$\Delta T_J(t = 3 \text{ ms}) = 50 - Z_4P_3 = 50 - 0.025 \times 1200 = 20°C$$

$$\Delta T_J(t = 4 \text{ ms}) = 20 + Z_5P_5 = 20 + 0.035 \times 600 = 41°C$$

$$\Delta T_J(t = 4.5 \text{ ms}) = 41 - Z_6P_5 = 41 - 0.025 \times 600 = 26°C$$

La temperatura de la unión arriba de la carcasa se muestra en la figura 16-10.

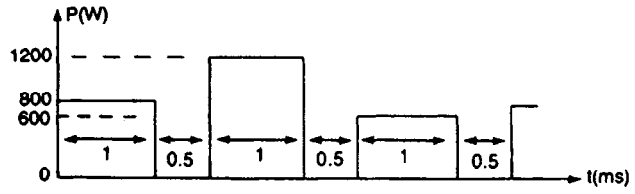


Figura 16-9 Pérdida de potencia del dispositivo.

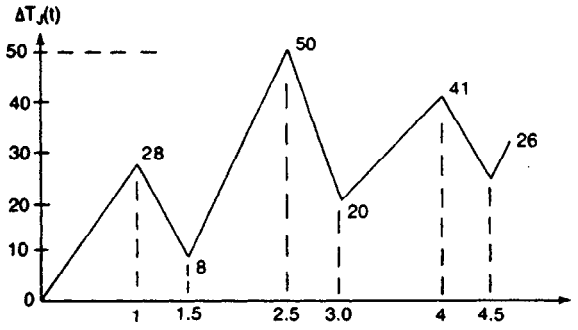


Figura 16-10 Elevación de la temperatura de la unión para el ejemplo 16-1.

16-3 CIRCUITOS DE APOYO

A fin de limitar el *dv/dt* dentro de la especificación máxima permisible, suele conectarse un circuito de apoyo *RC* a través de un dispositivo semiconductor. El circuito de apoyo puede o no estar polarizado. Un circuito de apoyo polarizado directo es adecuado cuando un tiristor o transistor está conectado con un diodo antiparalelo, tal y como se muestra en la figura 16-11a. La resistencia, R, limita el *dv/dt* directo; y R_1 limita la corriente de descarga del capacitor cuando el dispositivo está activo.

Un circuito de apoyo polarizado inversamente que limita el *dv/dt* inverso aparece en la figura 16-11b, donde R_1 limita la corriente de carga del capacitor. El capacitor no se descarga a través del dispositivo, por lo que reduce las pérdidas en el mismo.

Cuando se conecta un par de tiristores en paralelo inverso, el circuito de apoyo debe ser eficaz en ambas direcciones. En la figura 16-11c se muestra un circuito de apoyo no polarizado.

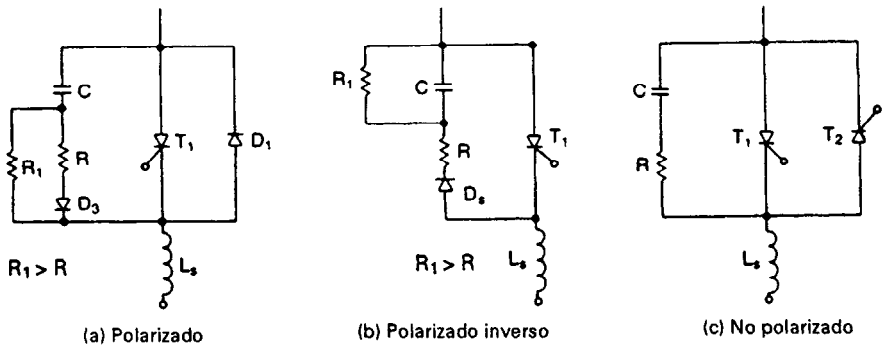


Figura 16-11 Redes de circuito de apoyo.

16-4 TRANSITORIOS DE RECUPERACION INVERSA

Debido al tiempo de recuperación inversa t_{rr} y a la corriente de recuperación I_R, cierta cantidad de energía queda atrapada en las inductancias del circuito, como resultado, aparecen voltajes transitorios a través del dispositivo. Además de la protección *dv/dt*, el circuito de apoyo limita el voltaje transitorio pico a través del dispositivo. En la figura 16-12 se muestra el circuito equivalente para

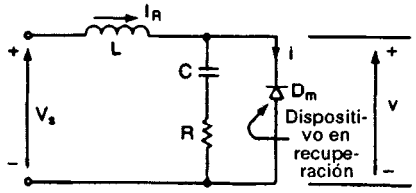


Figura 16-12 Circuito equivalente durante la recuperación.

una disposición del circuito, en la que el voltaje inicial del capacitor es cero y el inductor conduce la corriente inicial I_R. Los valores de R y de C del circuito de apoyo se seleccionan de tal forma que el circuito quede ligeramente por debajo de su punto de amortiguación crítica. En la figura 16-13 se muestra la corriente de recuperación y el voltaje transitorio. Por lo general una amortiguación crítica resulta en un valor grande de voltaje inicial inverso RI_R; y una amortiguación insuficiente provoca un sobretiro grande del voltaje transitorio. En el siguiente análisis, se supone que la recuperación es abrupta y la corriente de recuperación se conmuta bruscamente al valor cero.

La corriente del circuito de apoyo se expresa como

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{16-6}$$

$$v = V_s - L\frac{di}{dt} \tag{16-7}$$

con condiciones iniciales $i(t = 0) = I_R$ y $v_c(t = 0) = 0$. Hemos visto en la sección 3-3 que la forma de resolución de la ecuación 16-6 depende de los valores RLC. En el caso de una condición de amortiguación insuficiente, las soluciones de las ecuaciones (16-6) y (16-7) proporcionan el voltaje inverso a través del dispositivo como

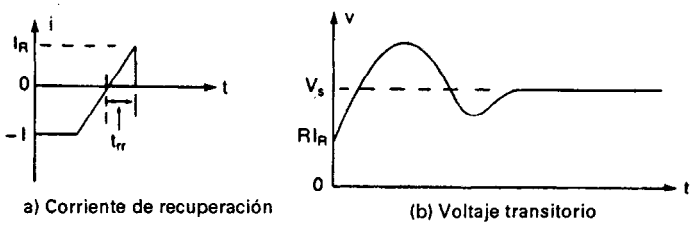
$$v(t) = V_s - (V_s - RI_R)\left(\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega}\operatorname{sen} \omega t\right) e^{-\alpha t} + \frac{I_R}{\omega C} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega t \tag{16-8}$$

donde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{16-9}$$

La frecuencia natural sin amortiguamiento es

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{16-10}$$



a) Corriente de recuperación (b) Voltaje transitorio

Figura 16-13 Transitorio de recuperación.

La relación de amortiguación es

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{16-11}$$

y la frecuencia natural amortiguada es

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = \omega_0\sqrt{1 - \delta^2} \tag{16-12}$$

La diferenciación de la ecuación (16-8) nos da

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= (V_s - RI_R)\left(2\alpha\cos\omega t + \frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega}\operatorname{sen}\omega t\right)e^{-\alpha t} \\ &\quad + \frac{I_R}{C}\left(\cos\omega t - \frac{\alpha}{\omega}\operatorname{sen}\omega t\right)e^{-\alpha t}\end{aligned} \tag{16-13}$$

El voltaje inverso inicial *dv/dt* puede determinarse a partir de las ecuaciones (16-18) y (16-13) mediante el establecimiento de $t = 0$:

$$v(t = 0) = RI_R \tag{16-14}$$

$$\begin{aligned}\left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} &= (V_s - RI_R)2\alpha + \frac{I_R}{C} = \frac{(V_s - RI_R)R}{L} + \frac{I_R}{C} \\ &= V_s\omega_0(2\delta - 4d\delta^2 + d)\end{aligned} \tag{16-15}$$

donde el factor (o relación) de corriente de *d* está dado por

$$d = \frac{I_R}{V_s}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_R}{I_p} \tag{16-16}$$

Si el *dv/dt* inicial de la ecuación (16-15) es negativo, el voltaje inicial inverso RI_R es máximo lo que puede producir un *dv/dt* destructivo. En el caso de un *dv/dt* positivo, $V_s\omega_0(2\delta - 4d\delta^2 + d) > 0$, es decir

$$\delta < \frac{1 + \sqrt{1 + 4d^2}}{4d} \tag{16-17}$$

y el voltaje inverso tendrá su máximo en $t = t_1$. El tiempo t_1, que puede obtenerse al igualar la ecuación (16-13) con cero, se determina como

$$\tan\omega t_1 = \frac{\omega[V_s - RI_R)2\alpha + I_R/C]}{(V_s - RI_R)(\omega^2 - \alpha^2) - \alpha I_R/C} \tag{16-18}$$

y el voltaje pico puede determinarse a partir de la ecuación (16-18):

$$V_p = v(t = t_1) \tag{16-19}$$

El voltaje de pico inverso depende de la relación de amortiguación, δ, y del factor de la corriente, *d*. Para un valor dado de *d*, existe un valor óptimo de la relación de amortiguación, δ_0, que minimiza el voltaje pico. Sin embargo, *dv/dt* varía con *d* y al minimizar el voltaje pico puede no minimizarse *dv/dt*. Es necesario obtener un valor intermedio entre el voltaje pico, V_p, y *dv/dt*. McMurray [1] propuso minimizar el producto $V_p(dv/dt)$; en la figura 16-14 se muestran las curvas

de diseño óptimo, en las que dv/dt es el valor promedio sobre el tiempo t_1 y d_o es el valor óptimo del factor de corriente.

La energía almacenada en el inductor, L, que se transfiere al capacitor del circuito de apoyo, C, se disipa principalmente en la resistencia del circuito de apoyo. Esta pérdida de potencia depende de la frecuencia de conmutación y de la corriente de la carga. En el caso de los convertidores de alta potencia, en los que la pérdida del circuito de apoyo resulta significativa, un circuito de apoyo no disipativo que utiliza un transformador de recuperación de energía, tal y como se muestra en la figura 16-17, puede mejorar la eficiencia del sistema. Cuando la corriente en el primario se eleva, el voltaje inducido E_2 es positivo y el diodo D_1 tiene polarización inversa. Si la corriente de recuperación del diodo D_m empieza a abatirse, el voltaje inducido E_2 se convierte en negativo y el diodo D_1 conduce, devolviendo energía a la alimentación de cd.

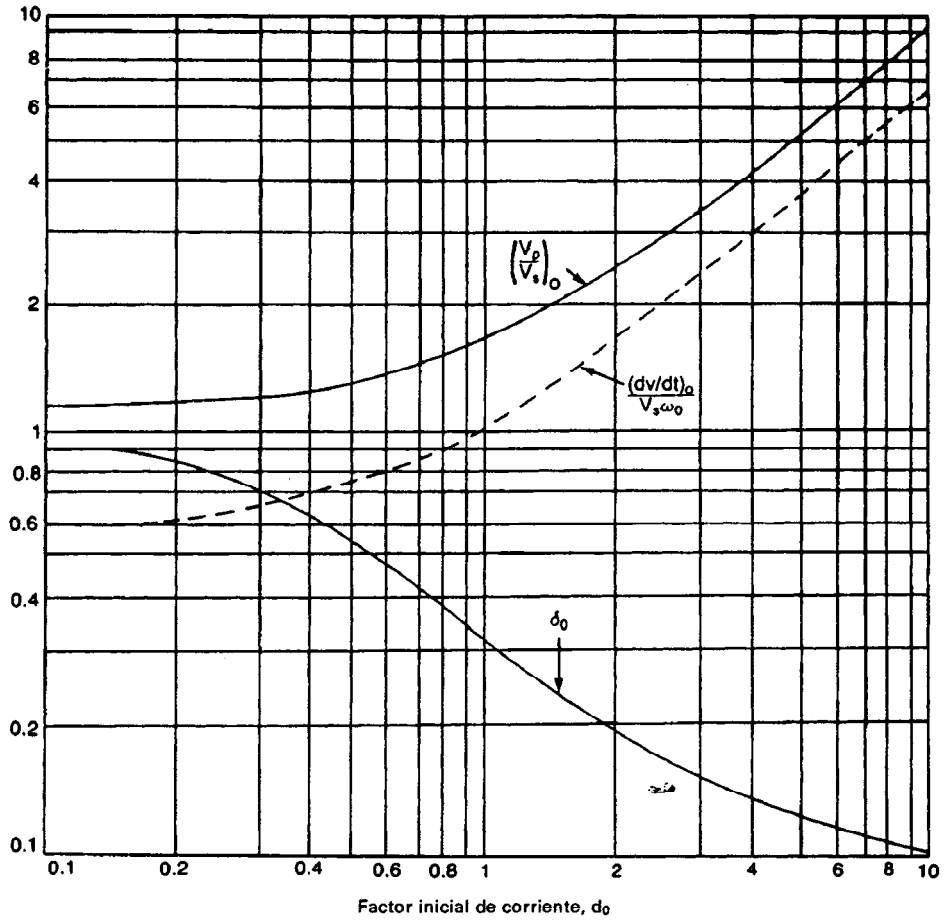


Figura 16-14 Parámetros óptimos del circuito de apoyo para un diseño intermedio. (Reproducido de W. McMurray, "Optimum snubbers for power semiconductors", *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. 1A8, No. 5, 1972, pp. 503-510, figura 7, © 1972 por IEEE.)

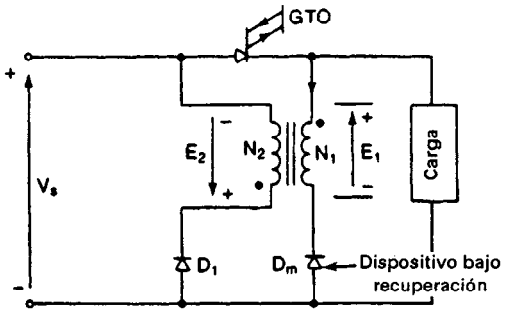


Figura 16-15 Circuito de apoyo no disipativo.

Ejemplo 16-2*

La corriente de recuperación de un diodo tal y como se muestra en la figura 16-12 es $I_R = 20$ A y la inductancia del circuito es $L = 50$ μH. El voltaje de entrada es $V_s = 220$ V. Si resulta necesario limitar el voltaje transitorio pico a 1.5 veces el voltaje de entrada, determine (a) el valor óptimo del factor de corriente α_0, (b) el factor óptimo de amortiguación δ_o, (c) la capacitancia del circuito de apoyo C, (d) la resistencia del circuito de apoyo R, (e) el dv/dt promedio y (f) el voltaje inicial inverso.

Solución $I_R = 20$ A, $L = 50$ μH, $V_s = 220$ V y $V_p = 1.5 \times 220 = 330$ V. Para $V_p/V_s = 1.5$, la figura 16-14 da

(a) El factor óptimo de corriente $d_0 = 0.75$.

(b) El factor óptimo de amortiguación $\delta_o = 0.4$.

(c) De la ecuación (16-16), la capacitancia del circuito de apoyo (con $d = d_o$) es

$$C = L\left[\frac{I_R}{dV_s}\right]^2 = 50\left[\frac{20}{0.75 \times 220}\right]^2 = 0.735\ \mu\text{F} \tag{16-20}$$

(d) De la ecuación (16-11), la resistencia del circuito de apoyo es

$$R = 2\delta\sqrt{\frac{L}{C}} = 2 \times 0.4\sqrt{\frac{50}{0.735}} = 6.6\ \Omega \tag{16-21}$$

(e) De la ecuación (16-10),

$$\omega_0 = \frac{10^6}{\sqrt{50 \times 0.735}} = 164{,}957\ \text{rad/s}$$

De la figura 16-14,

$$\frac{dv/dt}{V_s\omega_0} = 0.88$$

es decir,

$$\frac{dv}{dt} = 0.88V_s\omega_0 = 0.88 \times 220 \times 164{,}957 = 31.9\ \text{V}/\mu\text{s}$$

(f) De la ecuación (16-14), el voltaje inicial inverso es

$$v(t = 0) = 6.6 \times 20 = 132 \text{ V}$$

Ejemplo 16-3*

En la figura 16-11c aparece un circuito de apoyo RC con $C = 0.75$ μF, $R = 6.6$ Ω, y un voltaje de entrada $V_s = 220$ V. La inductancia del circuito es $L = 50$ μH. Determine (a) el voltaje pico directo V_p, (b) el dv/dt inicial y (c) el dv/dt máximo.

Solución $R = 6.6$ Ω, $C = 0.75$ μF, $L = 50$ μH y $V_s = 220$ V. Al definir $I_R = 0$, el voltaje directo a través del dispositivo puede determinarse a partir de la ecuación (16-8),

$$v(t) = V_s - V_s \left(\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega} \operatorname{sen} \omega t\right] e^{-\alpha t} \tag{16-22}$$

De la ecuación (16-13) para $I_R = 0$,

$$\frac{dv}{dt} = V_s \left(2\alpha \cos \omega t + \frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega} \operatorname{sen} \omega t\right) e^{-\alpha t} \tag{16-23}$$

El dv/dt inicial puede determinarse ya sea a partir de la ecuación (16-23), al definir $t = 0$, o a partir de la ecuación (16-15), al definir $I_R = 0$

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} = V_s 2\alpha = \frac{V_s R}{L} \tag{16-24}$$

El voltaje directo será máximo en $t = t_1$. El tiempo t_1, que puede obtenerse ya sea igualando la ecuación (16-23) con cero, o definiendo $I_R = 0$ en la ecuación (16-18), está dado por

$$\tan \omega t_1 = -\frac{2\alpha\omega}{\omega^2 - \alpha^2} \tag{16-25}$$

$$\cos \omega t_1 = -\frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega^2 + \alpha^2} \tag{16-26}$$

$$\operatorname{sen} \omega t_1 = \frac{2\alpha\omega}{\omega^2 + \alpha^2} \tag{16-27}$$

Al sustituir las ecuaciones (16-26) y (16-27) en la ecuación (16-22), se determina el voltaje pico como

$$V_p = v(t = t_1) = V_s(1 + e^{-\alpha t_1}) \tag{16-28}$$

donde

$$\alpha t_1 = \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \left(\pi - \tan^{-1} \frac{-2\delta\sqrt{1 - \delta^2}}{1 - 2\delta^2}\right) \tag{16-29}$$

Diferenciando la ecuación (16-23) con respecto a t, e igualándola con cero, dv/dt resultará máximo en $t = t_m$ cuando

$$-\frac{\alpha(3\omega^2 - \alpha^2)}{\omega} \operatorname{sen} \omega t_m + (\omega^2 - 3\alpha^2) \cos \omega t_m = 0$$

es decir,

$$\tan \omega t_m = \frac{\omega(\omega^2 - 3\alpha^2)}{\alpha(3\omega^2 - \alpha^2)} \tag{16-30}$$

Sustituyendo el valor de t_m en la ecuación (16-23) y simplificando los términos de seno y coseno se obtiene el valor máximo de dv/dt,

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \sqrt{\omega^2 + \alpha^2}\, e^{-\alpha t_m} \qquad \text{para } \delta \leq 0.5 \tag{16-31}$$

Para que ocurra un máximo, la diferencial de $(dv/dt)/dt$ debe ser positiva si $t \leq t_m$; y la ecuación (16-30) da la condición necesaria como

$$\omega^2 - 3\alpha^2 \geq 0 \qquad \text{o} \qquad \frac{\alpha}{\omega} \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \qquad \text{o} \qquad \delta \leq 0.5$$

La ecuación (16-31) es válida para $\delta \leq 0.5$. Para $\delta > 0.5$, dv/dt, que se convierte en máxima cuando $t = 0$, se obtiene a partir de la ecuación (16-23),

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\text{máx}} = \left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} = V_s 2\alpha = \frac{V_s R}{L} \qquad \text{para } \delta > 0.5 \tag{16-32}$$

(a) De la ecuación (16-9), $\alpha = 6.6/(2 \times 50 \times 10^{-6}) = 66{,}000$, y de la ecuación (16-10),

$$\omega_0 = \frac{10^6}{\sqrt{50 \times 0.75}} = 163{,}299 \text{ rad/s}$$

De la ecuación (16-11), $\delta = (6.6/2)\sqrt{0.75/50} = 0.404$, y de la ecuación (16-12),

$$\omega = 163{,}299\sqrt{1 - 0.404^2} = 149{,}379 \text{ rad/s}$$

De la ecuación (16-29), $t_1 = 15.46$ μs; por lo tanto, la ecuación (16-28) nos da el voltaje pico, $V_p = 220(1 + 2.36) = 299.3$ V.

(b) La ecuación (16-24) da el dv/dt inicial de $(220 \times 6.6/50) = 29$ V/μs.

(c) Dado que $\delta > 0.5$, deberá utilizarse la ecuación (16-31) a fin de calcular el dv/dt máximo. De la ecuación (16-30), $t_m = 2.16$ μs y la ecuación (16-31) nos da el dv/dt máximo como 31.2 V/μs.

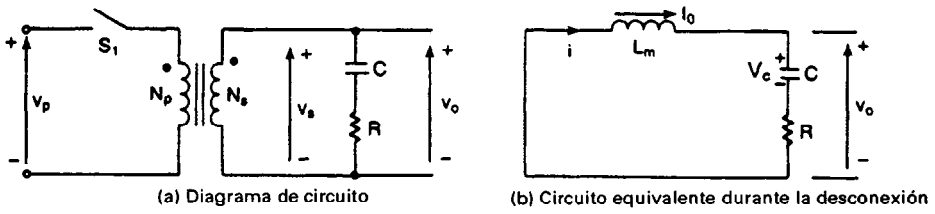
Nota. $V_p = 299.3$ V y el dv/dt máximo = 31.2 μs. El diseño de circuito de apoyo óptimo del ejemplo 16.2 da $V_p = 330$ V y el dv/dt promedio = 31.9 μs.

16-5 TRANSITORIOS DEL LADO DE LA ALIMENTACION Y DEL LADO DE LA CARGA

Por lo general, se conecta un transformador en el lado de la entrada de los convertidores. Bajo condiciones de régimen permanente, se almacena una cantidad de energía en la inductancia de magnetización, L_m, del transformador, y al conmutar la alimentación se produce un voltaje transitorio a la entrada del convertidor. A fin de limitar el voltaje transitorio se puede conectar un capacitor a través del primario o del secundario del transformador, tal y como se muestra en la figura 16-16a, en la práctica también se conecta una resistencia en serie con el capacitor, a fin de limitar la oscilación transitoria de voltaje.

Supongamos que se ha cerrado el interruptor durante un tiempo suficientemente largo. Bajo condiciones de régimen permanente, $V_s = V_m$ sen ωt y la corriente magnetizante está dada por

$$L_m \frac{di}{dt} = V_m \text{ sen } \omega t$$



(a) Diagrama de circuito (b) Circuito equivalente durante la desconexión

Figura 16-16 Transitorio de conmutación.

lo que nos da

$$i(t) = -\frac{V_m}{\omega L_m}\cos \omega t$$

Si el interruptor se desconecta en $\omega t = \theta$, el voltaje del capacitor al principio de la desconexión es

$$V_c = V_m \operatorname{sen} \theta \tag{16-33}$$

y la corriente de magnetización es

$$I_0 = -\frac{V_m}{\omega L_m}\cos \theta \tag{16-34}$$

El circuito equivalente durante la conducción transitoria aparece en la figura 16-16b, y la corriente del capacitor está expresada como

$$L_m \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\, dt + v_c(t = 0) = 0 \tag{16-35}$$

y

$$v_0 = -L_m \frac{di}{dt} \tag{16-36}$$

con condiciones iniciales $i(t = 0) = -I_0$ y $v_c(t = 0) = V_c$. El voltaje transitorio $v_0(t)$ puede determinarse a partir de las ecuaciones (16-35) y (16-36), para condiciones de subamortiguación. Una relación de amortiguación $\delta = 0.5$ es por lo común satisfactoria. El análisis puede simplificarse al suponer una amortiguación pequeña que tienda a cero, es decir, $\delta = 0$, (o bien, $R = 0$). La ecuación (7-19), que es similar a la ecuación (16-35), podrá aplicarse a fin de determinar el voltaje transitorio, $v_o(t)$. El voltaje transitorio, $v_o(t)$ es el mismo que el voltaje del capacitor, $v_c(t)$.

$$v_0(t) = v_c(t) = V_c \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L_m}{C}} \operatorname{sen} \omega_0 t \tag{16-37}$$

$$= \left(V_c^2 + I_0^2 \frac{L_m}{C}\right)^{1/2} \operatorname{sen}(\omega_0 t + \phi)$$

$$= V_m \left(\operatorname{sen}^2 \theta + \frac{1}{\omega^2 L_m C}\cos^2 \theta\right)^{1/2} \operatorname{sen}(\omega_0 t + \phi)$$

$$= V_m \left(1 + \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2} \cos^2 \theta\right)^{1/2} \text{sen}(\omega_0 t + \phi) \tag{16-38}$$

donde

$$\phi = \tan^{-1} \frac{V_c}{I_0} \sqrt{\frac{C}{L_m}} \tag{16-39}$$

y

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL_m}} \tag{16-40}$$

Si $\omega_0 < \omega$, el voltaje transitorio de la ecuación (16-38), que será máximo cuando el cos $\theta = 0$ (o $\theta = 90°$), es

$$V_p = V_m \tag{16-41}$$

En la práctica, $\omega_0 > \omega$ y el voltaje transitorio, que será máximo cuando cos $\theta = 1$ (o $\theta = 0°$), es

$$V_p = V_m \frac{\omega_0}{\omega} \tag{16-42}$$

lo que nos da el voltaje transitorio pico debido a la desconexión de la alimentación. Utilizando la relación de voltaje y corriente de un capacitor, la cantidad requerida de capacitancia a fin de limitar el voltaje transitorio se puede determinar a partir de

$$C = \frac{I_0}{V_p \omega_0} \tag{16-43}$$

Sustituyendo ω_0 de la ecuación (16-42) en la ecuación (16-43), obtenemos

$$C = \frac{I_0 V_m}{V_p^2 \omega} \tag{16-44}$$

Ahora con el capacitor conectado a través del secundario del transformador, el voltaje instantáneo máximo del capacitor dependerá del voltaje en ca de entrada instantánea en el momento de conmutación del voltaje de entrada. El circuito equivalente durante la conmutación aparece en la figura 16-17, donde L es la inductancia equivalente de alimentación más la inductancia de fuga del transformador.

Bajo una operación normal, una cierta cantidad de energía queda almacenada en la inductancia de alimentación y en la inductancia de fuga del transformador. Cuando se desconecta la carga, se producen voltajes transitorios debido a la energía almacenada en estas inductancias. El circuito equivalente debido a la desconexión de la carga aparece en la figura 16-18.

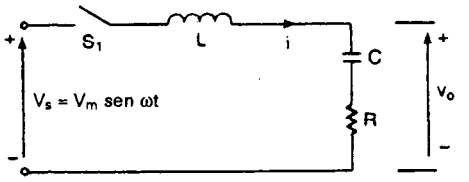


Figura 16-17 Circuito equivalente durante la conmutación de la alimentación.

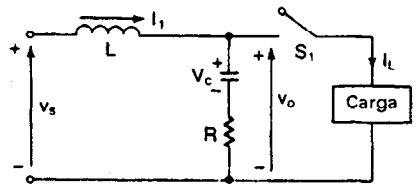


Figura 16-18 Circuito equivalente debido a la desconexión de la carga.

Ejemplo 16-4*

Un capacitor está conectado a través del secundario de un transformador de entrada tal y como se muestra en la figura 16-16a, con una resistencia de amortiguación de valor $R = 0$. El voltaje en el secundario es $V_s = 120$ V, 60 Hz. Si la inductancia de magnetización referida al secundario es $L_m = 2$ mH y la alimentación de entrada al primario del transformador se desconecta en un ángulo $\theta = 180°$ en relación con el voltaje en ca de entrada, determine (a) el valor inicial del capacitor V_0, (b) la corriente de magnetización I_0, y (c) el valor del capacitor necesario para limitar el voltaje transitorio máximo del capacitor a $V_p = 300$ V.

Solución $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V, $\theta = 180°$, $f = 60$ Hz, $L_m = 2$ mH y $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

(a) De la ecuación (16-33), $V_c = 169.7 \text{ sen } \theta = 0$.

(b) De la ecuación (16-34),

$$I_0 = -\frac{V_m}{\omega L_m} \cos \theta = \frac{169.7}{377 \times 0.002} = 225 \text{ A}$$

(c) $V_p = 300$ V. De la ecuación (16-44), la capacitancia requerida es

$$C = 225 \times \frac{169.7}{300^2 \times 377} = 1125.3 \ \mu\text{F}$$

16-6 PROTECCION DE VOLTAJE MEDIANTE DIODOS DE SELENIO Y VARISTORES DE OXIDO METALICO

Pueden utilizarse diodos de selenio para crear una protección contra sobrevoltajes transitorios. Estos diodos tienen un voltaje directo bajo, pero un voltaje de ruptura inverso bien definido. Las características de los diodos de selenio aparecen en la figura 16-19a. Normalmente, se selecciona el punto de operación antes de la rodilla de la curva característica y se utiliza una corriente muy pequeña desde el circuito. Sin embargo, cuando ocurre un sobrevoltaje, el punto de rodilla se cruza y el flujo de corriente inversa a través del selenio se incrementa en forma repentina, limitando por lo tanto el voltaje transitorio a dos veces el voltaje normal.

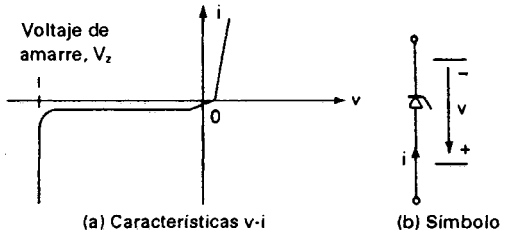
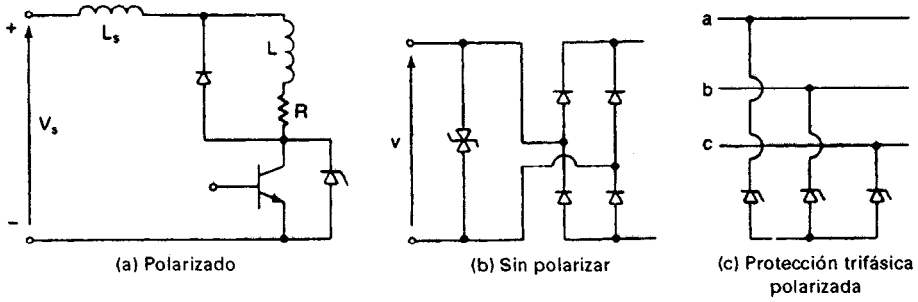


Figura 16-19 Características del diodo de selenio.

Un diodo de selenio (también llamado supresor) debe ser capaz de disipar la energía transitoria sin una elevación indebida de temperatura. Cada celda del diodo de selenio se define por lo general en un voltaje rms de 25 V, con un voltaje de amarre típicamente de 72 V. Para proteger el circuito en cd, el circuito de supresión está polarizado tal y como se muestra en la figura 16-20a. En los circuitos de ca, como los de la figura 16-20b, los supresores no están polarizados, de tal forma que puedan limitar los sobrevoltajes en ambas direcciones. En el caso de los circuitos trifásicos, se pueden utilizar supresores polarizados conectados en estrella, tal y como se muestra en la figura 16-20c.



(a) Polarizado (b) Sin polarizar (c) Protección trifásica polarizada

Figura 16-20 Diodos supresores de voltaje.

Si un circuito en cd de 240 V debe protegerse con celdas de selenio de 25 V, se requerirá de $240/25 \approx 10$ celdas y el voltaje total de amarre será de $10 \times 72 = 720$ V. A fin de proteger un circuito en ca monofásico de 208 V, 60 Hz, mediante celdas de selenio de 25 V, se requerirá de $208/25 \approx 9$ celdas en cada dirección y en total $2 \times 9 = 18$ celdas serán las necesarias para una supresión no polarizada. Debido a una capacitancia interna baja, los diodos de selenio no limitan el *dv/dt* en el mismo grado que los circuitos de apoyo *RC*. Sin embargo, limitan los voltajes transitorios a magnitudes bien definidas. En la protección de un dispositivo, la confiabilidad de un circuito *RC* es mejor que la de los diodos de selenio.

Los varistores son dispositivos no lineales de impedancia variable, formados de partículas de óxido metálico, separadas por un aislamiento o una película de óxido. Conforme el voltaje aplicado se incrementa, la película se hace conductora y el flujo de corriente aumenta. La corriente puede expresarse como

$$I = KV^{\alpha} \tag{16-45}$$

donde K es una constante y V es el voltaje aplicado. El valor de a varía entre 30 y 40.

16-7 PROTECCIONES CONTRA CORRIENTE

Los convertidores de potencia pueden provocar cortos circuitos o fallas, y las corrientes resultantes deberán eliminarse con rapidez. Normalmente se utilizan fusibles de acción rápida a fin de proteger los dispositivos semiconductores. Conforme aumenta la corriente de falla, el fusible se abre y elimina el problema en unos cuantos mili segundos.

16-7.1 Cómo utilizar los fusibles

Los dispositivos semiconductores pueden protegerse si se selecciona cuidadosamente la localización de los fusibles, tal y como se muestra en la figura 16-21. Sin embargo, los fabricantes de fusibles recomiendan que se coloque el fusible en serie con cada uno de los dispositivos, tal y como se muestra en la figura 16-22. La protección individual que permite una mejor coordinación entre el dispositivo y su fusible también proporciona una utilización superior de las capacitancias del dispositivo y protege del corto a través de fallas (es decir, a través de T_1 y T_4 de la figura 16-22a). Los diversos tamaños de los fusibles para semiconductor se muestran en la figura 16-23.

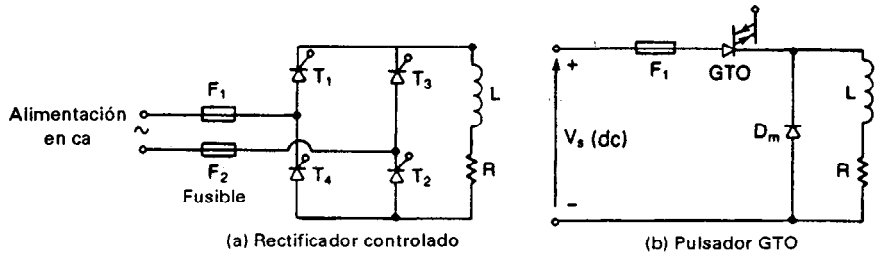


Figura 16-21 Protección de dispositivos de potencia.

Cuando se eleva la corriente de falla, también se eleva la temperatura del fusible hasta que $t = t_m$, tiempo en el cual el fusible se funde y se desarrollan arcos a través del mismo. En razón del arco, aumenta la impedancia del fusible, produciendo por lo tanto la corriente. Sin embargo, se forma un voltaje de arqueo a través del fusible. El calor generado vaporiza el elemento fusible, lo que da como resultado una longitud de arco mayor y una reducción aún más grande de la corriente. El efecto acumulado es la extinción del arco en un tiempo muy corto. Cuando el arco está terminado en el tiempo t_a, la falla se ha liberado. Mientras más aprisa se libere el fusible, más alto será el voltaje del arco.

El tiempo de liberación t_c es la suma del tiempo de fusión t_m y el tiempo del arco t_a. t_m depende de la corriente de la carga, en tanto que t_a depende del factor de potencia o de los parámetros del circuito de falla. El problema normalmente queda superado después de que la corriente de

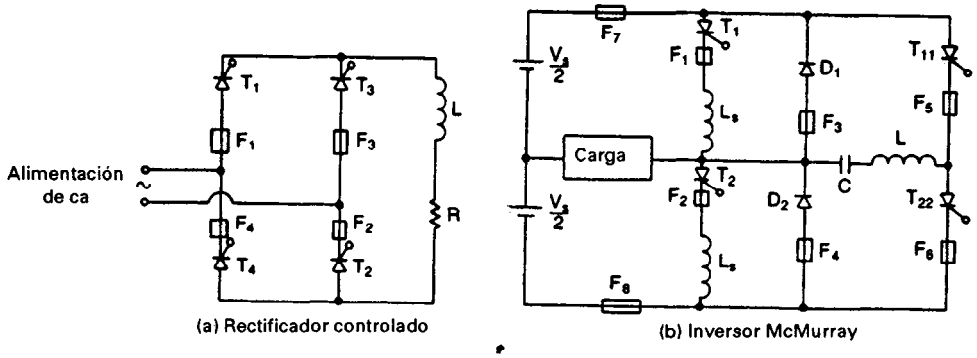


Figura 16-22 Protección individual de dispositivos.

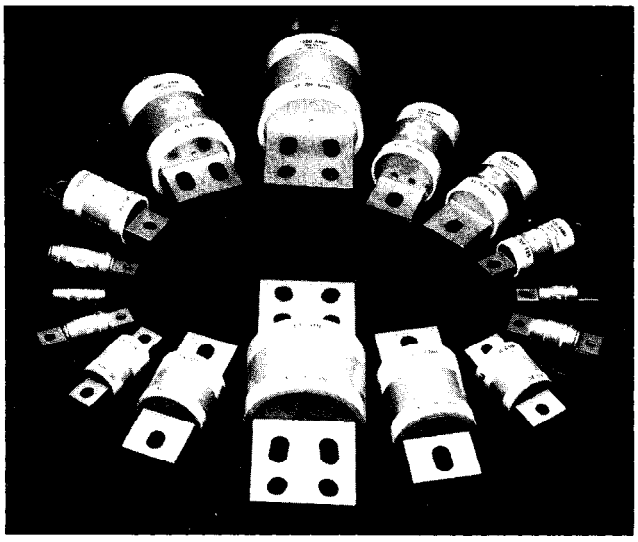


Figura 16-23 Fusibles semiconductores. (Reproducidos con permiso de Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra.)

falla llega a su primer pico. Esta corriente de falla, que podría haberse elevado si no existiera fusible, se denomina *corriente de falla posible*. Lo anterior queda mostrado en la figura 16-24.

Pueden utilizarse las curvas corriente-tiempo de los dispositivos y fusibles para la coordinación del fusible correspondiente para un dispositivo. En la figura 16-25a se muestran las características corriente-tiempo de un dispositivo y de su fusible, donde el dispositivo quedará protegido sobre una amplia gama de sobrecargas. Este tipo de protección es normalmente utilizada en convertidores de baja potencia. La figura 16-25b muestra el sistema de uso más común, en el cual el fusible se utiliza para la protección de corto circuito al principio de la falla; se incluye la protección normal de sobrecarga mediante un sistema de interruptor de circuito o cualquier otro sistema limitador de corriente.

Si R es la resistencia del circuito de falla e i es la corriente instantánea de falla entre el instante en que ocurre la falla y el instante en que se extingue el arco, la energía alimentada al circuito puede expresarse como

$$W_e = \int Ri^2\, dt \tag{16-46}$$

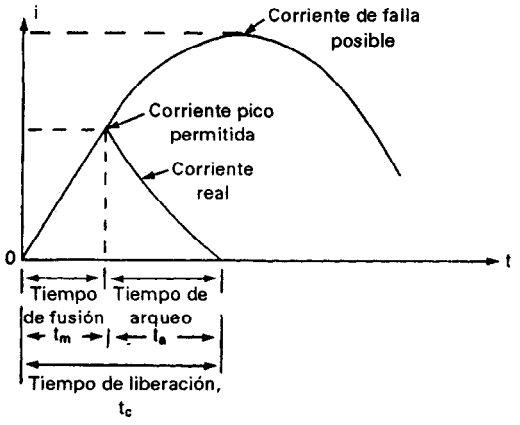


Figura 16-24 Corriente del fusible.

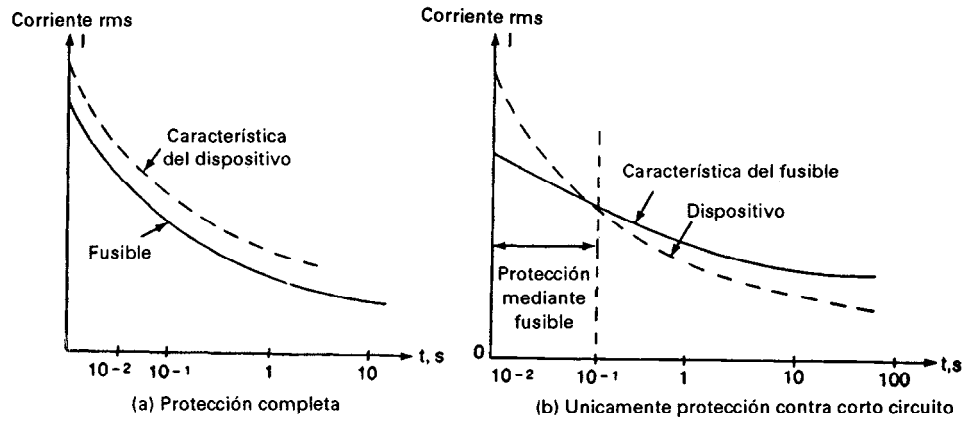


Figura 16-25 Características corriente-tiempo del dispositivo y del fusible.

Si la resistencia, R, se mantiene constante, el valor de i^2t es proporcional a la energía alimentada al circuito. El valor i^2t se conoce como energía permitida y es la responsable de la fusión del fusible. Los fabricantes de fusibles especifican la característica i^2t de los mismos, en la figura 16-26 se muestran las características típicas de los fusibles IR del tipo TT350.

Al seleccionar un fusible es necesario estimar la corriente de falla y a continuación satisfacer los requisitos siguientes:

1. El fusible debe conducir en forma continua la corriente de especificación del dispositivo.
2. El valor i^2t permitido del fusible antes de que se libere la corriente de falla debe ser menor que el i^2t del dispositivo protegido.
3. El fusible debe ser capaz de soportar el voltaje después de la extinción del arco.
4. El voltaje de arco en su valor pico debe ser menor que la especificación de voltaje pico del dispositivo.

En algunas aplicaciones puede ser necesario añadir una inductancia en serie, a fin de limitar el di/dt de la corriente de falla, y evitar un esfuerzo di/dt excesivo sobre el dispositivo y su fusible. Sin embargo, esta inductancia puede afectar el rendimiento normal del convertidor.

Los tiristores tienen una mayor capacidad de sobrecorriente que los transistores. Como resultado, es más difícil proteger los transistores que los tiristores. Los transistores bipolares son dispositivos que dependen de la ganancia y que controlan la corriente. La corriente máxima de colector depende de su corriente de base. Conforme se eleva la corriente de falla, el transistor puede salirse de saturación; esto hará que el voltaje colector emisor se eleve junto con la corriente de falla, en particular si la corriente de base no se modifica para hacer frente a la corriente aumentada del colector. Este efecto secundario puede causar una pérdida de potencia mayor dentro del transistor, debida al voltaje creciente colector-emisor, y puede dañar al transistor, aun cuando la corriente de falla no sea suficiente para fundir el fusible y liberar la corriente de falla. Por lo tanto, los fusibles de acción rápida pueden no ser apropiados para la protección de los transistores bipolares bajo condiciones de falla.

Los transistores pueden protegerse mediante un circuito crowbar, tal y como se muestra en la figura 16-27. Un crowbar se utiliza para la protección de circuitos o de equipo bajo condiciones

Series T350

Fusibles semiconductores de 290V/175-450 A rms

Adecuados para la protección de dispositivos semiconductores de alta potencia

Cumple con BS88: parte 4: 1976 y IEC 269-4.
Está disponible el certificado ASTA de las especificaciones de corto circuito y las características de verificación de i^2t de corte y voltajes de arco.

IMPORTANTE
***Nota 1:** los tiristores/diodos están especificados en corriente promedio en tanto que los fusibles están especificados en corriente r.m.s. Durante la operación en régimen permanente el fusible no debe operarse más allá de su especificación máxima rms.*

***Nota 2:** la temperatura máxima de la cubierta y la elevación de la temperatura de la cubierta sobre la temperatura ambiente de un fusible son parámetros críticos de diseño. Deberá tenerse cuidado durante su instalación para asegurarse de que las especificaciones no se exceden. Puede ser necesaria alguna forma de disipador de calor.*

La serie T350 de fusibles semiconductores está disponible con 1700 fusibles indicadores ya montados. Para detalles con respecto a la dimensión consulte la página E-12. En lo que se refiere a las especificaciones térmicas eléctricas y mecánicas del 1700 refiérase a la página E-5.
Para completar el número de parte añada el prefijo "I" por ejemplo IT350-450.

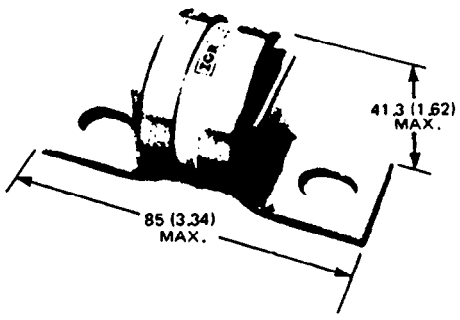
ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

Especificación máxima de voltaje r.m.s	290V
Voltaje pico máximo probado	450V
Especificación máxima de voltaje en cd (L/R≥15ms)	160V
Voltaje de arqueo máximo para voltaje de alimentación en ca = 240V	490V
Para variaciones en el voltaje de arqueo en relación con el voltaje de la alimentación en ca $V_a = 100 + 1.63\ V_s$ donde V_a = voltaje pico de arqueo, V_s = voltaje de alimentación en ca	
Factor de fusible	1.25
Factor de sobre clasificación de corriente por enfriamiento forzado a 5 m/s	1.2

ESPECIFICACIONES TERMICAS Y MECANICAS

Temperatura máxima de la cubierta	100 °C
Elevación máxima de la temperatura a la cubierta sobre el ambiente	75 °C
Peso	170 g (5.95 oz.)

Número de parte	CORRIENTE RMS T_{amb} -=°C	CORRIENTE RMS T_{amb} -=°C	PERDIDA MAXIMA DE POTENCIA	PREARQUEO i^2t	i^2t TOTAL a 120 V_{rms}	i^2t TOTAL a 240 V_{rms}	NOTAS
	A	A	W	A^2s	A^2s	A^2s	
T350-150	175	155	17	1600	7000	16000	1) Capacidad máxima de conducción de corriente, enfriamiento por convección natural utilizando el dispositivo de pruebas según BS88: parte 4: 1976 conductores 1.0 a 1.6 A/mm². 2) Valores típicos de i^2t a 20 veces la corriente especificada r.m.s.
T350-200	210	190	28	2100	10000	20000	
T350-250	250	230	28	4800	20000	40000	
T350-300	315	290	35	9000	34000	70000	
T350-350	355	320	35	13000	50000	100000	
T350-400	400	350	40	20000	75000	160000	
T350-450	450	400	42	30000	110000	220000	



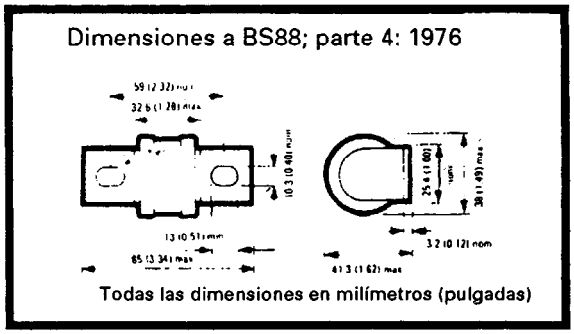


Figura 16-26 Hoja de datos del fusible IR, tipo T350. (Cortesía de International Rectifier.)

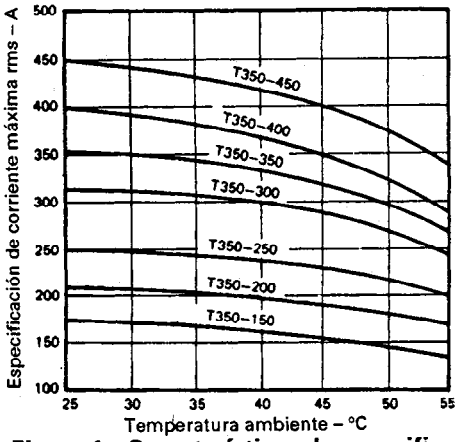


Figura 1 – Características de especificación de corriente

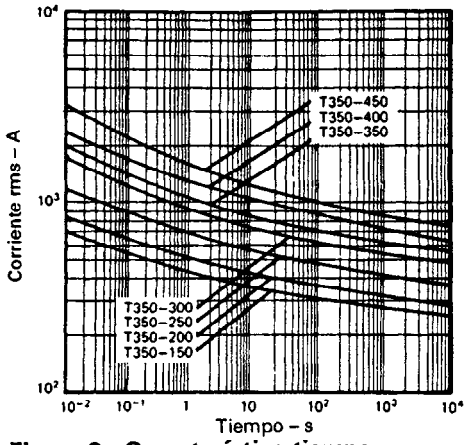


Figura 2 – Característica tiempo–corriente

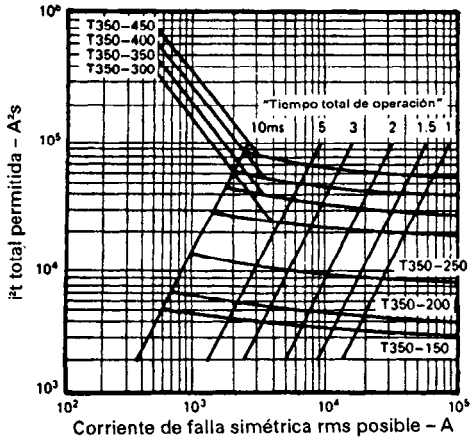


Figura 3 – Característica de i²t posible (60V~)

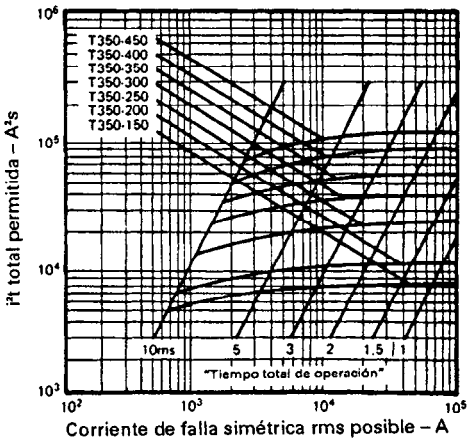


Figura 4 – Característica i²t permitida (120V~)

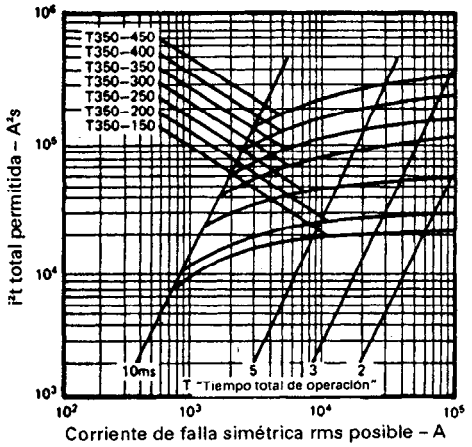


Figura 5 – Característica i²t permitida (240V~)

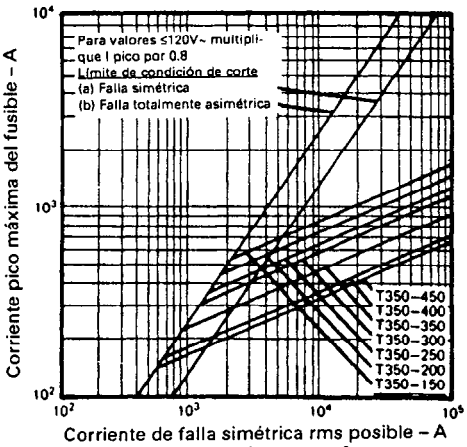


Figura 6 – Características de corte (240V~)

Figura 16-26 *(continuación)*

Series TT350

Fusibles semiconductores de 290V/400-900 A rms

Adecuados para la protección de dispositivos semiconductores de alta potencia

Cumple con BS88: parte 4: 1976 e IEC 269-4.

IMPORTANTE:

Nota 1: los tiristores/diodos están calibrados en especificaciones de corriente promedio en tanto los fusibles están calibrados en especificaciones de corriente rms. Durante la operación en régimen permanente el fusible no debe operarse más allá de su especificación r.m.s máxima especificada.

Nota 2: la temperatura máxima de la cubierta y la elevación de la temperatura de la cubierta sobre el ambiente de un fusible son parámetros críticos de diseño. Deberá tenerse cuidado durante su instalación para asegurarse de que no se excedan las especificaciones.

La serie TT350 de fusibles semiconductores está disponible con fusibles indicadores 1700 ya montados, para detalles con respecto a la dimensión refiérase a la página E-67. En lo que se refiere a las especificaciones directas, térmicas y mecánicas, refiérase a la página E-66.
A fin de completar el número de parte añada el prefijo "I" por ejemplo ITT350-900

ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

Especificación máxima de voltaje r.m.s	290V
Voltaje pico máximo probado	450V
Especificación máxima de voltaje en cd (L/R≤15ms)	160V
Voltaje máximo de arqueo para un voltaje de alimentación en ca = 240V	490V

Para variaciones en el voltaje de arqueo en relación con el voltaje de alimentación de ca
$V_A = 100 + 1.63$ de V_s donde V_s = voltaje pico del arco, V_s = voltaje de alimentación en ca

Factor del fusible:	1.25
Factor de sobre especificación de corriente por enfriamiento forzado a 5 m/s	1.2

ESPECIFICACIONES TERMICAS Y MECANICAS

Temperatura máxima de la cubierta	100 °C
Elevación máxima de la temperatura a la cubierta sobre el ambiente	75 °C
Capacidad máxima de resistencia gravitacional (para un dispositivo montado radialmente en rotación)	1500g (52.5 oz.)

Número de parte	CORRIENTE RMS T_{amb} -40°C	CORRIENTE RMS T_{amb} -55°C	PERDIDA MAXIMA DE POTENCIA	PREARQUEO i^2t	i^2t TOTAL a 120 V_{rms}	i^2t TOTAL a 240 V_{rms}	NOTAS
	A	A	W	KA^2s	KA^2s	KA^2s	
T350-400	400	350	60	8	35	80	1) Capacidad máxima de conducción de corriente, con enfriamiento natural por convexión mediante el dispositivo de pruebas según BS88: parte 4: 1976. 2) Valores típicos de i^2t a 20 veces la corriente especificada rms.
T350-500	500	430	64	19	80	170	
T350-600	630	540	75	35	150	300	
T350-700	710	580	77	50	200	420	
T350-800	800	660	82	70	300	650	
T350-900	900	740	97	100	400	850	



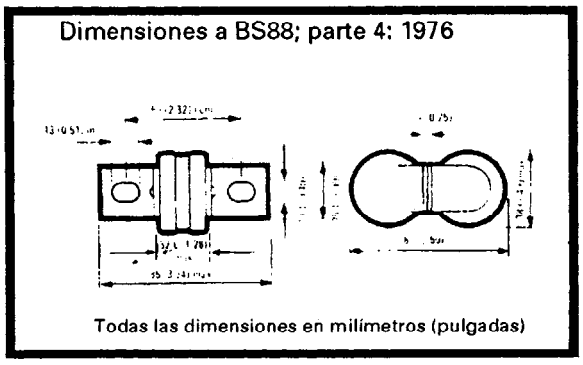


Figura 16-26 *(continuación)*

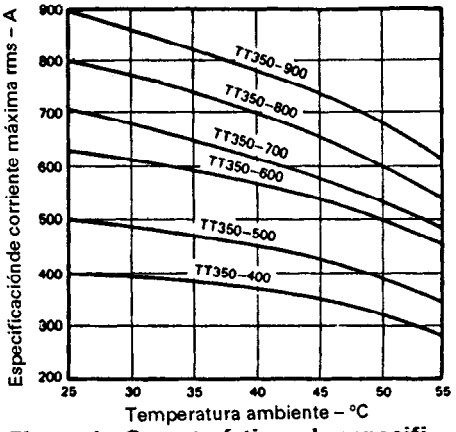


Figura 1 – Características de especificación de corriente

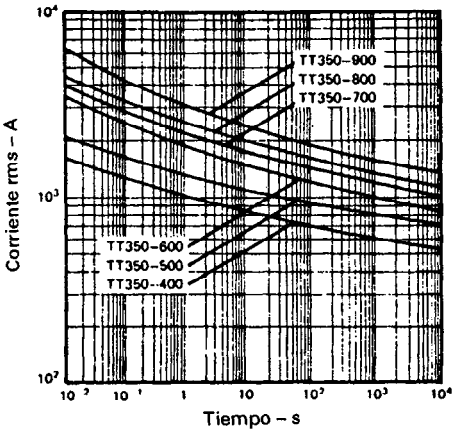


Figura 2 – Característica tiempo–corriente

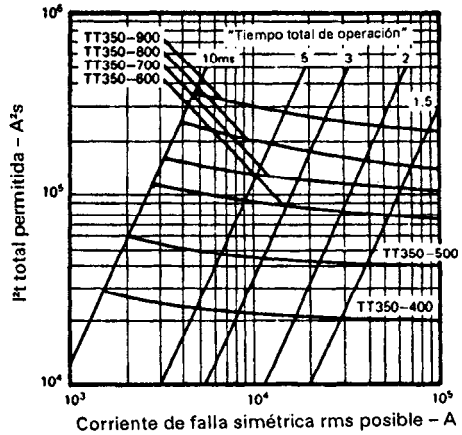


Figura 3 – Característica de i²t posible (60V~)

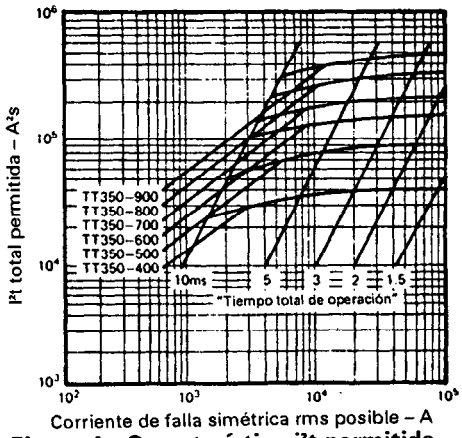


Figura 4 – Característica i²t permitida (120V~)

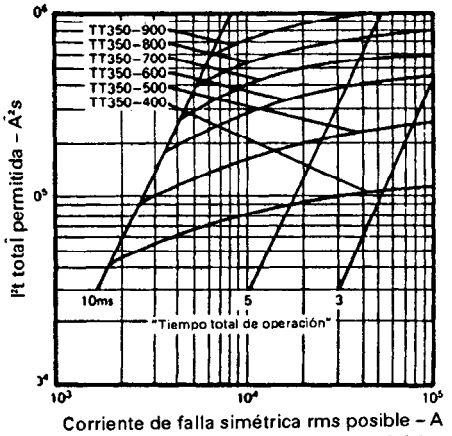


Figura 5 – Característica i²t permitida (240V~)

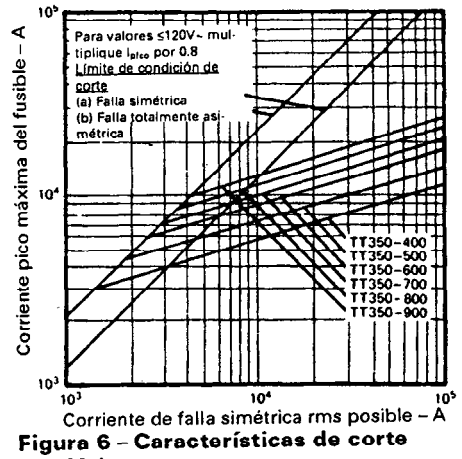


Figura 6 – Características de corte (240V~)

Figura 16-26 *(continuación)*

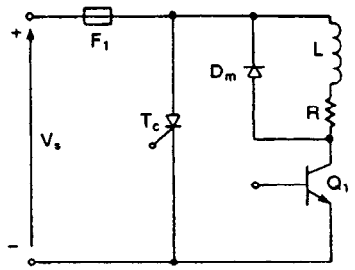


Figura 16-27 Protección mediante un circuito crowbar

de falla, en las que la cantidad de energía involucrada resulta demasiado alta y no se puede utilizar los circuitos normales de protección. Un crowbar está formado por un tiristor con un circuito de disparo sensible al voltaje o a la corriente. El tiristor crowbar se coloca a través del circuito del convertidor a proteger. Si se detectan condiciones de falla y el tiristor del crowbar T_c se dispara, se crea un corto circuito virtual que hace que el eslabón fusible F_1, se funda liberando por lo tanto al convertidor de cualquier sobrecorriente.

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje; conforme la corriente de falla se eleva, no es necesario modificar el voltaje de compuerta. La corriente de pico es típicamente tres veces la especificación continua. Si la corriente de pico no se excede y el fusible se libera lo suficientemente rápido, un fusible de acción rápida puede proteger un MOSFET; sin embargo, también se recomienda una protección crowbar. Las características de fusión de los IGBT son similares a las de los BJT.

16-7.2 Corriente de falla con una fuente de ca

En la figura 16-28 se muestra un circuito en ca, en el que el voltaje de entrada es $v = V_m$ sen ωt. Supongamos que el interruptor se cierra en $\omega t = \theta$. Si definimos de nuevo el origen del tiempo, $t = 0$, como el instante en el que se cierra el interruptor, el voltaje de entrada queda descrito por $v_s = V_m$ sen $(\omega t + \theta)$ para $t \geq 0$. La ecuación (6-13) proporciona la corriente como

$$i = \frac{V_m}{|Z_x|}\text{sen}(\omega t + \theta - \phi_x) - \frac{V_m}{|Z_x|}\text{sen}(\theta - \phi_x)e^{-Rt/L} \qquad (16.47)$$

donde $|Z_x| = \sqrt{R_m^2 + (\omega t_x)^2}$, $\phi_x = \tan^{-1}(\omega L_x/R_x)$, $R_x = R + R_m$ y $L_x = L + L_m$. La figura 16-28 describe la corriente inicial al principio de la falla. Si existe una falla a través de la carga, tal y como se muestra en la figura 16-29, la ecuación (16-47), que se puede aplicar con una corriente inicial I_0 proporciona la corriente de falla en la forma

$$i = \frac{V_m}{|Z|}\text{sen}(\omega t + \theta - \phi) + \left(I_0 - \frac{V_m}{|Z|}\right)\text{sen}(\theta - \phi)e^{-Rt/L} \qquad (16\text{-}48)$$

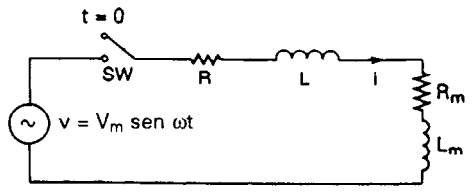


Figura 16-28 Circuito *RL*.

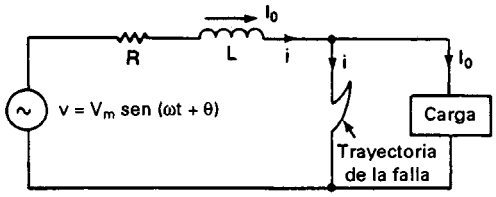


Figura 16-29 Falla en un circuito de ca.

donde $|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ y $\phi = \tan^{-1}(\omega L/R)$. La corriente de la falla dependerá de la corriente inicial I_0, del ángulo del factor de potencia de la trayectoria del corto circuito, ϕ, y del ángulo de la ocurrencia de la falla, θ. La figura 16-30 muestra las formas de onda para la corriente y el voltaje durante las condiciones de falla en un circuito de ca. Para una trayectoria de falla altamente inductiva, $\phi = 90°$ y $e^{-Rt/L} = 1$, la ecuación (16-48) se convierte en

$$i = -I_0 \cos\theta + \frac{V_m}{|Z|}[\cos\theta - \cos(\omega t + \theta)] \tag{16-49}$$

Si la falla ocurre en $\theta = 0$, esto es, en el cruce por cero del voltaje de entrada en ca, $\omega t = 2n\pi$. La ecuación (16-49) se convierte en

$$i = -I_0 + \frac{V_m}{Z}(1 - \cos\omega t) \tag{16-50}$$

y la ecuación (16-50) da la corriente de pico máxima de la falla, $-I_0 + 2V_m/Z$, que ocurre cuando $\omega t = \pi$. Pero en la práctica, debido al amortiguamiento, la corriente de pico será menor que esto.

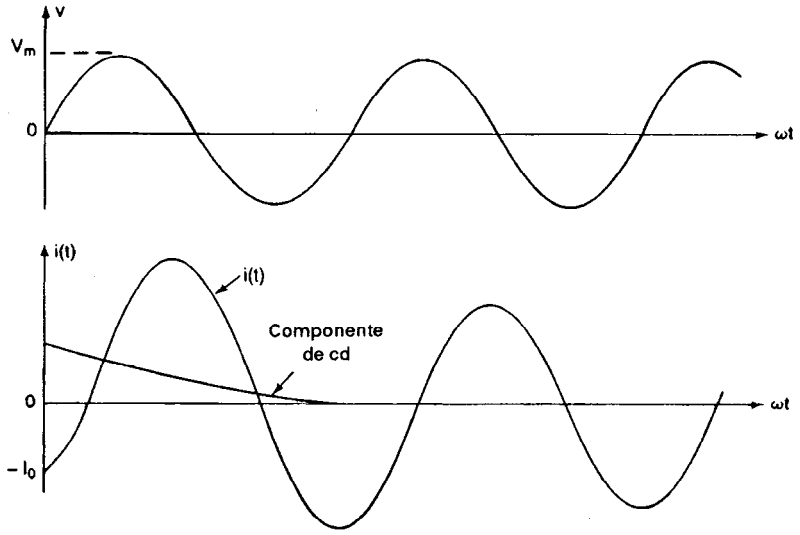


Figura 16-30 Formas de onda del voltaje y de la corriente transitorios.

16-7.3 Corriente de falla con fuente de cd

La corriente de un circuito de cd como el de la figura 16-31 está dado por

$$i = \frac{V_s}{R_x}(1 - e^{-R_x t/L_x}) \tag{16-51}$$

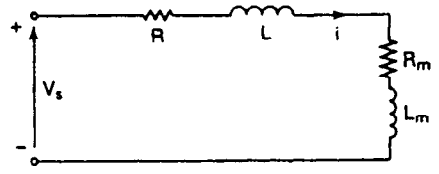


Figura 16-31 Circuito de cd.

Con una corriente inicial de I_0, tal y como se muestra en la figura 16-32, la corriente de falla se expresa en la forma

$$i = I_0 e^{-Rt/L} + \frac{V_s}{R}(1 - e^{-Rt/L}) \tag{16-52}$$

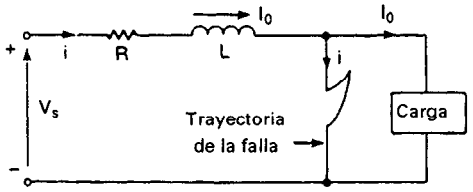


Figura 16-32 Falla en el circuito de cd.

La corriente de falla y el tiempo de liberación del fusible dependerán de la constante de tiempo del circuito de falla. Si la corriente posible es baja, el fusible puede no liberar el problema por lo que una corriente que se eleva lentamente puede producir arcos continuos sin romper la corriente de falla. Los fabricantes de fusibles especifican las características corriente-tiempo para circuitos de ca y no existen curvas equivalentes para circuitos de cd. Dado que las corrientes de falla en cd no tienen ceros periódicos naturales, la extinción del arco es más difícil. Para circuitos que operan a partir del voltaje en cd, la especificación del voltaje del fusible debe ser típicamente 1.5 veces el voltaje rms equivalente en ca. La protección de fusibles de circuitos en cd requiere de un diseño más cuidadoso que en el caso de los circuitos de ca.

Ejemplo 16-5

Un fusible está conectado en serie con cada tiristor IR del tipo S30EF en un convertidor monofásico completo, tal y como se muestra en la figura 5-3a. El voltaje de entrada es 208 V, 60 Hz, y la corriente promedio de cada tiristor es I_a = 400 A. Las especificaciones de los tiristores son $I_{T(AV)}$ = 540 A, $I_{T(RMS)}$ = 850 A, I^2t = 300 kA^2s a 8.33 ms, $i^2\sqrt{t}$ = 4650 $kA^2\sqrt{s}$, e I_{TSM} = 10 kA con V_{RRM} = 0 reaplicado, lo que será el caso si el fusible se abre en el curso de medio ciclo. Si la resistencia del circuito de falla es despreciable y la inductancia es L = 0.07 mH, seleccione la especificación de un fusible adecuado a partir de la figura 16-26.

Solución $V_s = 240$ V, $f_s = 60$ Hz. Probemos un fusible IR, tipo TT350-600. La corriente de corto circuito, que también se conoce como corriente de falla simétrica rms posible, es

$$I_{sc} = \frac{V_s}{Z} = 240 \times \frac{1000}{2\pi \times 60 \times 0.07} = 9094 \text{ A}$$

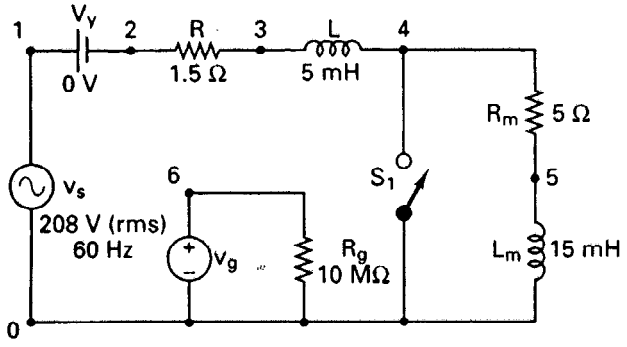
Para el fusible de 540-A tipo TT350-600 e $I_{sc} = 9094$ A, la corriente máxima del fusible es 8500 A, que es menor que la corriente de pico del tiristor de $I_{TSM} = 10$ kA. El fusible i^2t es 280 kA^2s y el tiempo total de apertura es $t_c = 8$ ms. Dado que t_c es menor de 8.33 ms, deberá utilizarse la especificación $i^2\sqrt{t}$ del tiristor. Si el $i^2\sqrt{t}$ del tiristor = $4650 \times 10^3 kA^2\sqrt{s}$, entonces en $t_c = 8$ ms, el i^2t del tiristor = $4650 \times 10^3\sqrt{0.008} = 416\ kA^2s$, que resulta 48.6% mayor que la especificación i^2t del fusible. Las especificaciones de corriente transitoria de pico y de i^2t del tiristor son más altas que las del fusible. Por lo tanto, el tiristor puede ser protegido por el fusible.

Nota. Como regla práctica, un fusible de acción rápida con una especificación rms de corriente igual o menor que la especificación promedio de corriente del tiristor o del diodo normalmente proporcionará una protección adecuada bajo condiciones de falla.

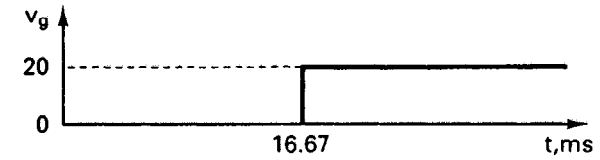
Ejemplo 16-6

El circuito en ca que se muestra en la figura 16-32a tiene $R = 1.5\ \Omega$ y $L = 1.5$ mH. Los parámetros de la carga son $R_m = 5\ \Omega$ y $L_m = 15$ mH. El voltaje de entrada es 208 V (rms), 60 Hz. El circuito ha llegado a una condición de régimen permanente. La falla a través de la carga ocurre en el momento $\omega t + \theta = 2\pi$; esto es, $\theta = 0$. Utilice PSpice para graficar la corriente instantánea de falla.

Solución $V_m = \sqrt{2 \times 208} = 294.16$ V, $f = 60$ Hz. La falla se simula mediante un interruptor de control de voltaje, cuyo voltaje de control aparece en la figura 16-33b. La lista del archivo de circuito es la que sigue:



(a) Circuito



(b) Voltaje de compuerta

Figura 16-33 Falla en el circuito de ca para la simulación en PSpice.

```
Example  16-6     Fault Current in AC Circuit
VS       1       0       SIN  (0    294.16V    60HZ)
VY       1       2       DC    0V      ; Voltage source to measure input current
Vg       6       0       PWL  (16666.67US   0V   16666.68US  20V   60MS   20V)
Rg       6       0       10MEG          ; A very high resistance for control voltage
R        2       3       1.5
L        3       4       5MH
RM       4       5       5
LM       5       0       15MH
S1       4       0       6    0    SMOD                    ; Voltage-controlled switch
.MODEL      SMOD    VSWITCH  (RON=0.01   ROFF=10E+5   VON=0.2V   VOFF=0V)
.TRAN       10US    40MS   0   50US                  ; Transient analysis
.PROBE                                               ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00n  reltol = 0.01  vntol = 0.1   ITL5=50000 ;
.convergence
.END
```

La gráfica de PSpice aparece en la figura 16-34 donde I(VY) = corriente de falla. Utilizando el cursor de PSpice en la figura 16-34 obtenemos la corriente inicial I_o = –22.28 A y la corriente de falla posible I_p = 132.132 A.

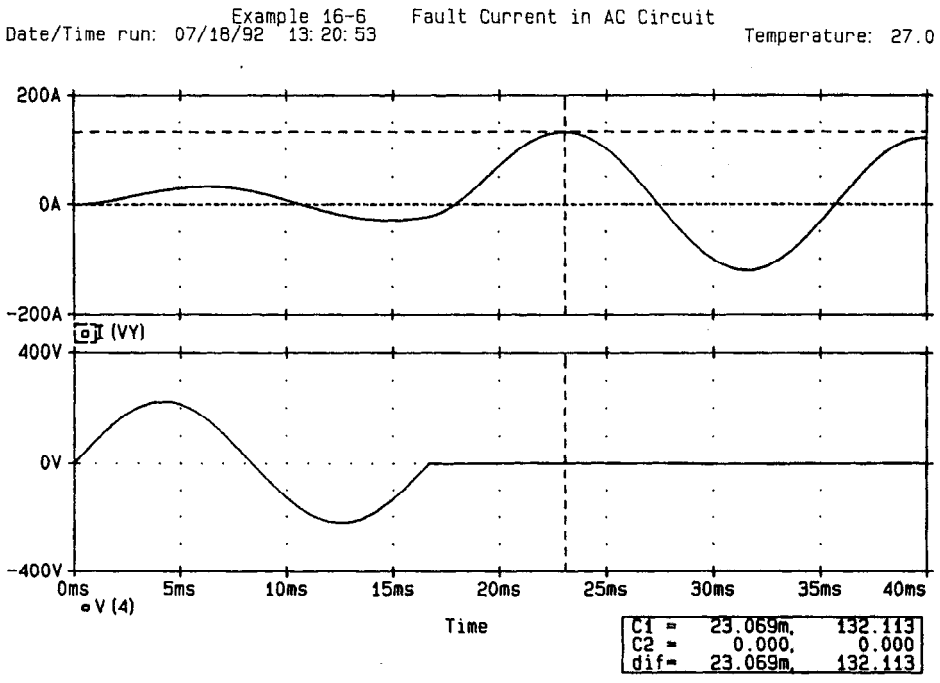


Figura 16-34 Gráfica de PSpice correspondiente al ejemplo 16-6.

RESUMEN

Los convertidores de potencia deben estar protegidos de sobrecorriente y sobrevoltaje. La temperatura de la unión de un semiconductor de potencia debe mantenerse dentro de sus valores máximos permisibles. El calor producido por el dispositivo debe transferirse a los disipadores de calor mediante enfriamiento por aire o por líquido. También se puede utilizar tuberías de calor. Las corrientes de recuperación inversa y la desconexión de la carga (y de la línea de alimentación) causan transitorios de voltaje debidos a la energía almacenada en las inductancias de la línea.

Los transitorios de voltaje por lo general se suprimen mediante el mismo circuito de apoyo *RC* que se utiliza para la protección *dv/dt*. El diseño del circuito de apoyo es muy importante a fin de limitar los transitorios *dv/dt* y de voltaje de pico dentro de las especificaciones máximas. Se puede utilizar diodos de selenio y varistores para la supresión del voltaje transitorio.

Un fusible de acción rápida queda por lo común conectado en serie con cada uno de los dispositivos para protección de sobrecorriente bajo condiciones de falla. Sin embargo, el fusible puede no ser el adecuado para la protección de transistores y se pueden necesitar otros procedimientos de protección (por ejemplo un crowbar).

REFERENCIAS

1. W. McMurray, "Optimum snubbers for power semiconductors". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA8, No. 5, 1972, pp. 503-510.
2. W. McMurray, "Selection of snubber y clamps to optimize the design of transistor switching converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA16, No. 4, 1980, pp. 513-523.
3. J. B. Rice, "Design of snubber circuits for thyristor converters". *IEEE Industry General Applications Conference Record*, 1969, pp. 485-489.
4. T. Undeland, "A snubber configuration for both power transistors y GTO PWM inverter". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 1984, pp. 42-53.
5. C. G. Steyn y J. D. V. Wyk, "Study y application of non-linear turn-off snubber for power electronics switches". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA22, No. 3, 1986, pp. 471-477.
6. A. Wright y P. G. Newbery, *Electric Fuses*. Londres: Peter Peregrinus Ltd., 1984.
7. A. F. Howe, P. G. Newbery, y N. P. Nurse, "Dc fusing in semiconductor circuits". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.* IA22, No. 3, 1986, pp. 483-489.
8. International Rectifiers, *Semiconductor Fuse Applications Handbook* (No. HB50). El Segundo, Calif.: International Rectifiers, 1972.

PREGUNTAS DE REPASO

16-1 ¿Qué es un disipador de calor?

16-2 ¿Cuál es el análogo eléctrico de la transferencia de energía correspondiente a un dispositivo semiconductor de potencia?

16-3 ¿Cuáles son las precauciones a tomar para el montaje de un dispositivo en un disipador de calor?

16-4 ¿Qué es una tubería de calor?

16-5 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de las tuberías de calor?

16-6 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas del enfriamiento por agua?

16-7 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de la refrigeración con aceite?

16-8 ¿Por qué es necesario determinar la temperatura instantánea de unión de un dispositivo?

16-9 ¿Qué es un circuito de apoyo polarizado?

16-10 ¿Qué es un circuito de apoyo no polarizado?

16-11 ¿Cuál es la causa del voltaje transitorio de recuperación inversa?

16-12 ¿Cuál es el valor típico del factor de amortiguamiento para un circuito de apoyo *RC*?

16-13 ¿Cuáles son las consideraciones que deben tomarse en cuenta en el diseño de los componentes óptimos de un circuito de apoyo *RC*?

16-14 ¿Cuál es la causa de los voltajes transitorios del lado de la carga?

16-15 ¿Cuál es la causa de los voltajes transitorios del lado de la alimentación?

16-16 ¿Cuáles son las características de los diodos de selenio?

16-17 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los supresores de voltaje de selenio?

16-18 ¿Cuáles son las características de los varistores?

16-19 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los varistores en la supresión de voltaje?

16-20 ¿Cuál es el tiempo de fusión de un fusible?

16-21 ¿Cuál es el tiempo de arqueo de un fusible?

16-22 ¿Cuál es el tiempo de liberación de un fusible?

16-23 ¿Cuál es la corriente de falla posible?

16-24 ¿Cuáles son las consideraciones a tomar en cuenta en la selección de un fusible para un dispositivo semiconductor?

16-25 ¿Qué es un crowbar?

16-26 ¿Cuáles son los problemas para la protección de transistores bipolares mediante fusibles?

16-27 ¿Cuáles son los problemas de instalación de fusibles en circuitos de cd?

PROBLEMAS

16-1 La pérdida de potencia de un dispositivo se muestra en la figura P16-1. Grafique la elevación instantánea de temperatura de la unión por arriba de la cápsula. Para $t_1 = t_3 = t_5 = t_7 = 0.5$ ms, $Z_1 = Z_3 = Z_5 = Z_7 = 0.025$ °C/W.

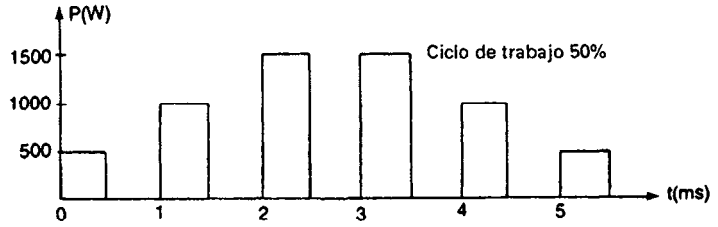


Figura P16-1

16-2 La pérdida de potencia de un dispositivo aparece en la figura P16-2. Grafique la elevación instantánea de la unión por arriba de la temperatura de la cápsula. Para $t_1 = t_2 = \cdots = t_9 = t_{10} = 1$ ms, $Z_1 = Z_2 = \cdots = Z_9 = Z_{10} = 0.035$ °C/W. (*Sugerencia*: aproxímese mediante cinco pulsos rectangulares de igual duración.)

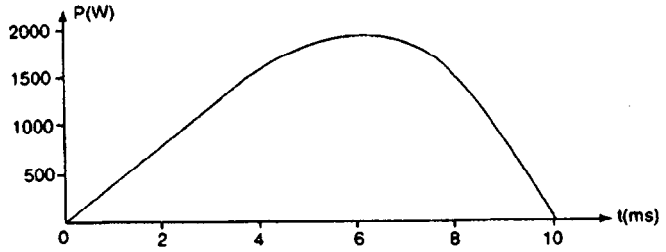


Figura P16-2

16-3 La forma de onda de la corriente a través del tiristor IR, tipo S30EF, se muestra en la figura 4-19. Grafique (a) la pérdida de potencia en función del tiempo, y (b) la elevación instantánea de la temperatura de la unión por arriba de la cápsula. (*Sugerencia*: suponga la pérdida de potencia durante el encendido y el apagado en forma de rectángulos.)

16-4 La corriente de recuperación de un dispositivo como el que se muestra en la figura 16-12 es I_R = 30 A, y la inductancia del circuito es L = 20 μH. La corriente de entrada es V_s = 200 V. Si resulta necesario limitar el voltaje transitorio de pico a 1.8 veces el voltaje de entrada, determine (a) el valor óptimo de la relación de corriente, V_o; (b) el factor óptimo de amortiguamiento, δ_o; (c) la capacitancia del circuito de apoyo C; (d) la resistencia del circuito de apoyo R; (e) el dv/dt promedio; y (f) el voltaje inicial inverso.

16-5 La corriente de recuperación de un dispositivo como el que se muestra en la figura 16-12 es I_R = 10 A, y la impedancia del circuito es L = 80 μH. El voltaje de entrada es V_s = 200 V. La resistencia del circuito de apoyo es R = 2 Ω y la capacitancia del mismo circuito es C = 50 μF. Determine (a) la relación de amortiguamiento δ, (b) el voltaje transitorio de pico V_p, (c) la relación de corriente d, (d) el dv/dt promedio y (e) el voltaje inicial inverso.

16-6 Un circuito de apoyo RC tal y como se muestra en la figura 16-11c tiene: C = 1.5 μF, R = 4.5 Ω y el voltaje de entrada es V_s = 220 V. La inductancia del circuito es L = 20 μH. Determine (a) el voltaje pico en directa V_p, (b) el dv/dt inicial y (c) el dv/dt máximo.

16-7 Un circuito de apoyo RC tal y como se muestra en la figura 16-11c tiene una inductancia de circuito L = 20 μH. El voltaje de entrada V_s = 200 V. Si es necesario limitar el dv/dt máximo a 20 V/μs y el factor de amortiguamiento es δ = 0.4, determine (a) la capacitancia del circuito de apoyo C, (b) la resistencia del circuito de apoyo R.

16-8 Un circuito de apoyo RC se muestra en la figura 16-11c con una inductancia de circuito L = 50 μH. El voltaje de entrada es V_s = 220 V. Si es necesario limitar el voltaje pico a 1.5 veces el voltaje de entrada, y el factor de amortiguación, α = 9500, determine (a) la capacitancia del circuito de apoyo C y (b) la resistencia del circuito de apoyo R.

16-9 Se conecta un capacitor en el secundario del transformador de entrada tal y como se muestra en la figura 16-16a, con una resistencia de amortiguación cero, R = 0. El voltaje en el secundario, V_s = 208 V, 60 Hz, y la inductancia magnetizadora referida al secundario es L_m = 3.5 mH. Si la alimentación de entrada al primario del transformador se desconecta en un ángulo de θ = 120° del voltaje de entrada en ca, determine (a) el valor inicial del capacitor V_0, (b) la corriente de magnetización I_0, y (c) el valor del capacitor a fin de limitar el voltaje máximo transitorio del capacitor a V_p = 350 V.

16-10 El circuito de la figura 16-18 tiene una corriente de carga I_L = 10 A y la inductancia del circuito es L = 50 μH. El voltaje de entrada es cd con V_s = 200 V. La resistencia del circuito de apoyo es R = 1.5 Ω y la capacitancia del mismo circuito es C = 50 μF. Si se desconecta la carga, determine (a) el factor de amortiguación δ, y (b) el voltaje transitorio pico V_p.

16-11 Se utilizan diodos de selenio para proteger un circuito trifásico tal y como se muestra en la fi-

gura 16-20c. El voltaje trifásico es 208 V, 60 Hz. Si el voltaje de cada una de las celdas es 25 V, determine el número de diodos.

16-12 La corriente de carga al principio de una falla, como se ve en la figura 16-29 es I_0 = 10 A. El voltaje en ca es 208 V, 60 Hz. La resistencia y la inductancia del circuito de falla son L = 5 mH y L = 1.5 Ω, respectivamente. Si la falla ocurre en un ángulo θ = 45°, determine el valor de pico de la corriente posible en el primer medio ciclo.

16-13 Repita el problema 16-12 en el caso en que R = 0.

16-14 La corriente que pasa a través de un fusible queda mostrada en la figura P16-14. El i^2t total del fusible es 5400 A^2s. Si el tiempo de arqueo t_a = 0.1 s y el tiempo de fusión t_m = 0.05 s, determine la corriente permitida pico, I_p.

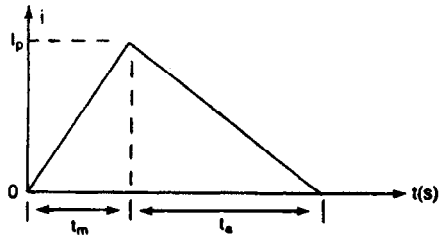


Figura P16-14

16-15 La corriente de carga de la figura 16-32 es I_0 = 0 A. El voltaje en cd de entrada es V_s = 220 V. El circuito de falla tiene una inductancia L = 2 mH y una resistencia despreciable. El i^2t total del fusible es 4500 A^2s. El tiempo de arqueo es 1.5 veces más largo que el tiempo de fusión. Determine **(a)** el tiempo de fusión t_m, **(b)** el tiempo de liberación t_c y **(c)** la corriente pico permitida I_p.

16-16 Utilice PSpice para verificar el diseño del problema 16-7.

16-17 Utilice PSpice para verificar los resultados del problema 16-9.

16-18 Utilice PSpice para verificar los resultados del problema 16-10.

A

Circuitos trifásicos

En un circuito monofásico, tal y como el que se muestra en la figura A-1a, la corriente se expresa en la forma

$$\bar{\mathbf{I}} = \frac{V \angle \alpha}{\mathrm{R} + \mathrm{jX}} = \frac{\mathrm{V} \angle \alpha - \theta}{Z} \tag{A-1}$$

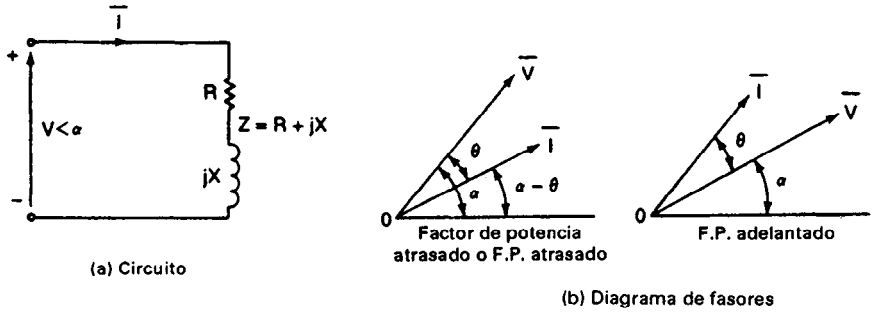
donde $Z = (R^2 + X^2)^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(X/R)$. La potencia se puede determinar a partir de

$$P = VI \cos \theta \tag{A-2}$$

donde cos θ se conoce como el *factor de potencia*, y θ, que es el ángulo de la impedancia de la carga, se conoce como el *ángulo del factor de potencia*.

Un circuito trifásico está formado por tres voltajes senoidales de magnitudes iguales donde los ángulos de fase entre los voltajes individuales son de 120°. Una carga conectada en estrella a una fuente trifásica aparece en la figura A-2a. Si los voltajes trifásicos son

$$\bar{\mathbf{V}}_a = V_p \angle 0$$
$$\bar{\mathbf{V}}_b = V_p \angle -120°$$
$$\bar{\mathbf{V}}_c = V_p \angle -240°$$



(a) Circuito

(b) Diagrama de fasores

Figura A-1 Circuito monofásico.

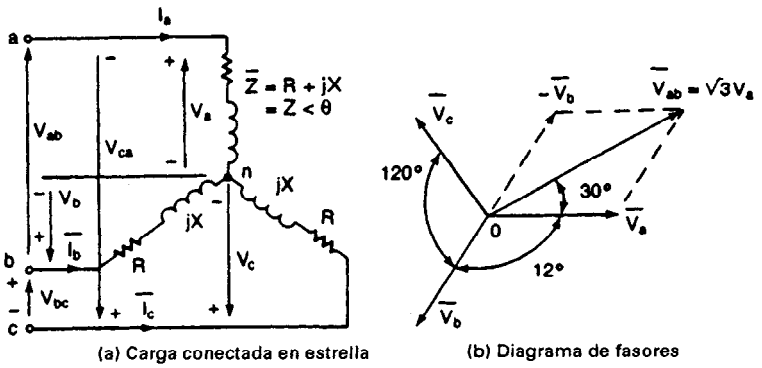


Figura A-2 Circuito trifásico conectado en estrella.

los voltajes línea a línea son

$$\bar{\mathbf{V}}_{ab} = \bar{\mathbf{V}}_a - \bar{\mathbf{V}}_b = \sqrt{3}\, V_p \angle 30^\circ = V_L \angle 30^\circ$$
$$\bar{\mathbf{V}}_{bc} = \bar{\mathbf{V}}_b - \bar{\mathbf{V}}_c = \sqrt{3}\, V_p \angle -90^\circ = V_L \angle -90^\circ$$
$$\bar{\mathbf{V}}_{ca} = \bar{\mathbf{V}}_c - \bar{\mathbf{V}}_a = \sqrt{3}\, V_p \angle -210^\circ = V_L \angle -210^\circ$$

Por lo tanto, un voltaje de línea a línea, V_L, es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase, V_p. Las tres corrientes de línea, que son las mismas que las corrientes de fase, son

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \frac{\bar{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_p}{Z_a} \angle -\theta_a$$
$$\bar{\mathbf{I}}_b = \frac{\bar{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_p}{Z_b} \angle -120^\circ - \theta_b$$
$$\bar{\mathbf{I}}_c = \frac{\bar{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_p}{Z_c} \angle -240^\circ - \theta_c$$

La potencia de entrada a la carga es

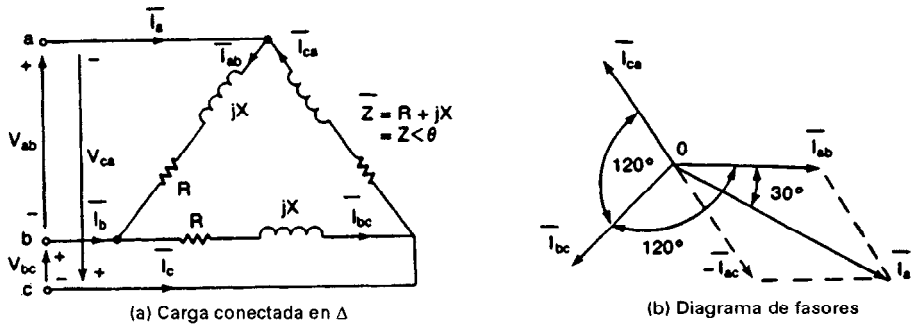
$$P = V_a I_a \cos \theta_a + V_b I_b \cos \theta_b + V_c I_c \cos \theta_c \tag{A-3}$$

Para una alimentación equilibrada $V_a = V_b = V_c = V_p$. La ecuación (A-3) se convierte en

$$P = V_p(I_a \cos \theta_a + I_b \cos \theta_b + I_c \cos \theta_c) \tag{A-4}$$

Para una carga equilibrada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$, e $I_a = I_b = I_c = I_p = I_L$, entonces la ecuación (A-4) se convierte en

$$\begin{aligned} P &= 3V_p I_p \cos \theta \\ &= 3 \frac{V_L}{\sqrt{3}} I_L \cos \theta = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta \end{aligned} \tag{A-5}$$



(a) Carga conectada en Δ

(b) Diagrama de fasores

Figura A-3 Carga conectada en delta.

Una carga conectada en delta se muestra en la figura A-3a, donde los voltajes de línea son los mismos que los voltajes de fase. Si los tres voltajes de fase son

$$\bar{\mathbf{V}}_a = \bar{\mathbf{V}}_{ab} = V_L \angle 0 = V_p \angle 0$$
$$\bar{\mathbf{V}}_b = \bar{\mathbf{V}}_{bc} = V_L \angle -120° = V_p \angle -120°$$
$$\bar{\mathbf{V}}_c = \bar{\mathbf{V}}_{ca} = V_L \angle -240° = V_p \angle -240°$$

las tres corrientes de fase son

$$\bar{\mathbf{I}}_{ab} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_L}{Z_a} \angle -\theta_a = I_p \angle -\theta_a$$
$$\bar{\mathbf{I}}_{bc} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_L}{Z_b} \angle -120° - \theta_b = I_p \angle -120° - \theta_b$$
$$\bar{\mathbf{I}}_{ca} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_L}{Z_c} \angle -240° - \theta_c = I_p \angle -240° - \theta_c$$

y las tres corrientes de línea son

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \bar{\mathbf{I}}_{ab} - \bar{\mathbf{I}}_{ca} = \sqrt{3}\, I_p \angle -30° - \theta_a = I_L \angle -30° - \theta_a$$
$$\bar{\mathbf{I}}_b = \bar{\mathbf{I}}_{bc} - \bar{\mathbf{I}}_{ab} = \sqrt{3}\, I_p \angle -150° - \theta_b = I_L \angle -150° - \theta_b$$
$$\bar{\mathbf{I}}_c = \bar{\mathbf{I}}_{ca} - \bar{\mathbf{I}}_{bc} = \sqrt{3}\, I_p \angle -270° - \theta_c = I_L \angle -270° - \theta_c$$

Por lo tanto, en una carga conectada en delta, una corriente de línea es $\sqrt{3}$ la corriente de fase.

La potencia de entrada de la carga es

$$P = V_{ab}I_{ab} \cos \theta_a + V_{bc}I_{bc} \cos \theta_b + V_{ca}I_{ca} \cos \theta_c \qquad \text{(A-6)}$$

Para una alimentación equilibrada, $V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = V_L$, y la ecuación (A-6) se convierte en

$$P = V_L(I_{ab} \cos \theta_a + I_{bc} \cos \theta_b + I_{ca} \cos \theta_c) \qquad \text{(A-7)}$$

Para una carga equilibrada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$ e $I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_p$ y por lo tanto la ecuación (A-7) se convierte en

$$P = 3V_p I_p \cos \theta$$

$$= 3V_L \frac{I_L}{\sqrt{3}} \cos \theta = \sqrt{3}\, V_L I_L \cos \theta \qquad \text{(A-8)}$$

Nota. Las ecuaciones (A-5) y (A-8) que expresan la potencia en un circuito trifásico, son las mismas. Para los mismos voltajes de fase, las corrientes de línea en una carga conectada en delta son $\sqrt{3}$ las correspondientes a las de la carga conectada en estrella.

B

Circuitos magnéticos

En la figura B-1 aparece un toroide magnético. Si el campo magnético es uniforme y perpendicular al área bajo consideración, el circuito magnético se caracteriza por las siguientes ecuaciones:

$$\phi = BA \tag{B-1}$$

$$B = \mu H \tag{B-2}$$

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

$$\mathcal{F} = NI = Hl \tag{B-4}$$

donde ϕ = flujo en webers
B = densidad de flujo, webers/m^2 (es decir, teslas)
H = fuerza magnetizante, amperes-vuelta/metro
μ = permeabilidad del material magnético
μ_0 = permeabilidad del aire ($= 4\pi \times 10^{-7}$)
μ_r = permeabilidad relativa del material
$\mathcal{F}$ = fuerza magnetomotriz, amperes-vuelta (At)
N = número de vueltas en el bobinado
I = corriente a través del bobinado, amperes
l = longitud del circuito magnético en metros

Si el circuito magnético está formado por secciones distintas, la ecuación (B-4) se convierte en

$$\mathcal{F} = NI = \Sigma H_i l_i \tag{B-5}$$

donde H_i y l_i son la fuerza magnetizante y la longitud de la sección de orden i, respectivamente. La reluctancia del circuito magnético está relacionada con la fuerza magnetomotriz y con el flujo mediante la ecuación

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{F}}{\phi} = \frac{NI}{\phi} \tag{B-6}$$

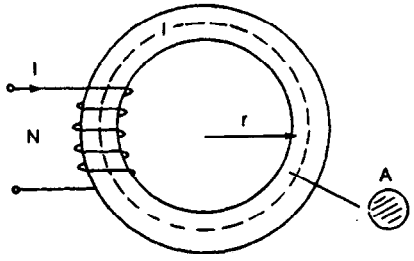


Figura B-1 Toroide magnético.

y $\mathcal{R}$ depende del tipo y de las direcciones del núcleo

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_r \theta_0 A} \tag{B-7}$$

La permeabilidad depende de la característica *B–H* y por lo general es mucho mayor que la del aire. Una característica típica *B–H* que no es lineal se muestra en la figura B-2. Para un valor grande de μ, $\mathcal{R}$ se hace muy pequeña, resultando en un valor alto del flujo. Por lo general se incluye un entrehierro a fin de limitar la cantidad de flujo magnético.

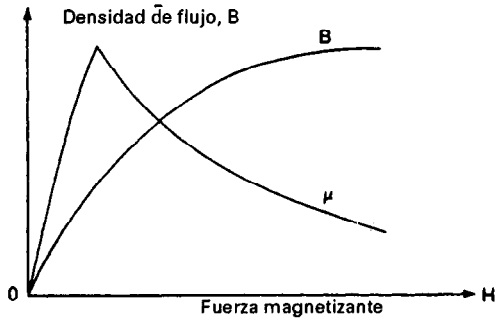


Figura B-2 Característica típica *B–H*.

Un circuito magnético con entrehierro se muestra en la figura B-3a y el circuito eléctrico análogo aparece en la figura B-3b. La reluctancia en el entrehierro es

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \tag{B-8}$$

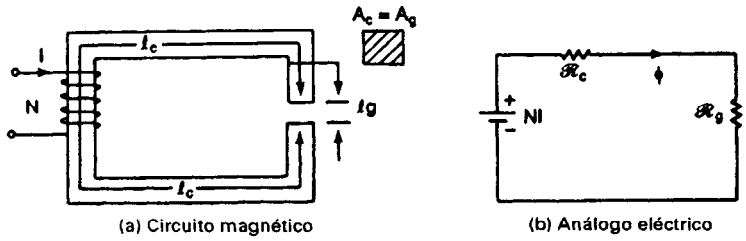


Figura B-3 Circuito magnético con entrehierro.

y la reluctancia del núcleo es

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_c} \tag{B-9}$$

donde l_g = longitud del entrehierro
l_c = longitud del núcleo
A_g = área de la sección transversal del entrehierro
A_c = área de la sección transversal del núcleo

La reluctancia total del circuito magnético es:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_g + \mathcal{R}_c$$

La inductancia se define como el enlace de flujo (λ) por amper,

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} \tag{B-10}$$

$$= \frac{N^2\phi}{NI} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \tag{B-11}$$

Ejemplo B-1

Los parámetros del núcleo de la figura B-3a son $l_g = 1$ mm, $l_c = 30$ cm, $A_g = A_c = 5 \times 10^{-3}$ m^2, $N = 350$ e $I = 2$ A. Calcule la inductancia si (a) $\mu_r = 3500$ y (b) el núcleo es ideal, es decir que μ_r es muy grande y tiende al infinito.

Solución $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ y $N = 350$.

(a) De la ecuación (B-8),

$$\mathcal{R}_g = \frac{1 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^{-3}} = 159{,}155$$

De la ecuación (B-9),

$$\mathcal{R}_c = \frac{30 \times 10^{-2}}{3500 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^{-3}} = 13{,}641$$

$$\mathcal{R} = 159{,}155 + 13{,}641 = 172{,}796$$

De la ecuación (B-11), $L = 350^2/172{,}796 = 0.71$ H.

(b) Si $\mu_r \approx \infty$, $\mathcal{R}_c = 0$ y $\mathcal{R} = \mathcal{R}_g = 159{,}155$, $L = 350^2/159{,}155 = 0.77$ H.

B-1 EXCITACION SENOIDAL

Si al núcleo de la figura B-3a se le aplica un voltaje senoidal $v_s = V_m$ sen $\omega t = \sqrt{2} \times V_s$ sen ωt, se puede encontrar el flujo a partir de

$$V_m \text{ sen } \omega t = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{B-12}$$

mismo que después de ser integrado nos da

$$\phi = \phi_m \cos \omega t = \frac{V_m}{N\omega} \cos \omega t \tag{B-13}$$

Y por lo tanto,

$$\phi_m = \frac{V_m}{2\pi fN} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi fN} = \frac{V_s}{4.44fN} \tag{B-14}$$

El flujo pico, ϕ_m, depende del voltaje, la frecuencia y el número de vueltas. La ecuación (B-14) es válida si el núcleo no está saturado. Si el flujo pico es alto, el núcleo se puede saturar y el flujo ya no será senoidal. Si la relación entre voltaje y frecuencia se mantiene constante, el flujo se mantendrá también constante, siempre y cuando no se modifique el número de vueltas.

B-2 TRANSFORMADOR

Si al núcleo de la figura B-3 se le añade un segundo bobinado, conocido como *bobinado secundario*, y se excita a partir de un voltaje senoidal, se inducirá un voltaje en el bobinado secundario. Esto aparece en la figura B-4. Si N_p y N_s son las vueltas de los bobinados primario y secundario, respectivamente, el voltaje primario V_p y el voltaje secundario V_c están relacionados uno con otro en la forma

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} = a \tag{B-15}$$

donde a es la relación de vueltas.

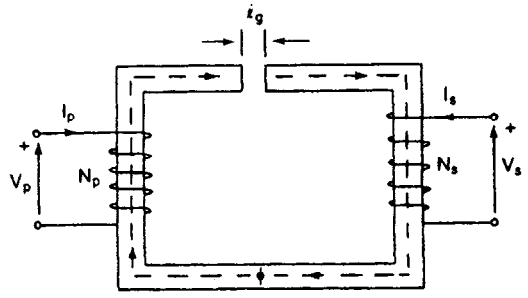


Figura B-4 Núcleo del transformador.

El circuito equivalente de un transformador aparece en la figura B-5, donde todos los parámetros han sido referidos al primario. Para referir un parámetro secundario al lado primario, el parámetro se multiplica por a^2. El circuito equivalente se puede referir al lado secundario dividiendo todos los parámetros del circuito de la figura B-5 entre a^2 X_1 y X_2 son las

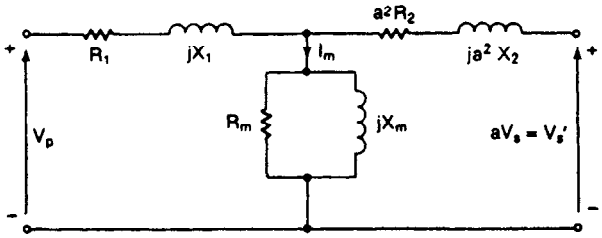


Figura B-5 Circuito equivalente de un transformador.

reactancias de fuga de los bobinados primario y secundario, respectivamente. R_1 y R_2 son las resistencias de los bobinados primario y secundario, X_m es la reactancia magnetizante, y R_m representa la pérdida en el núcleo.

Las variaciones del flujo debidas a la excitación en ca causan dos tipos de pérdidas en el núcleo: (1) pérdida por histéresis y (2) pérdidas por corrientes de eddy. Las pérdidas por histéresis se expresan en forma empírica como

$$P_h = K_h f B_{\text{máx}}^z \tag{B-16}$$

donde K_h es una constante de histéresis que depende del tipo de material y B_{max} es la densidad de flujo pico. z es la constante de Steinmetz, que tiene un valor entre 1.6 y 2. Las pérdidas por corriente de eddy se expresan en la forma empírica como

$$P_e = K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B-17}$$

donde K_e es la corriente de eddy y depende del material. Las pérdidas totales del núcleo son

$$P_c = K_h f B_{\text{máx}}^2 + K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B-18}$$

Nota. Si un transformador se ha diseñado para operar a 60 Hz y se opera a una frecuencia mayor, las pérdidas en el núcleo se incrementarán en forma significativa.

C

Funciones de conmutación de los convertidores

La salida de un convertidor depende del patrón de conmutación de los interruptores del convertidor y del voltaje (o de la corriente) de entrada. Al igual que para un sistema lineal, las cantidades de salida de un convertidor pueden expresarse en términos de las cantidades de entrada, mediante multiplicación por espectro. La disposición de un convertidor monofásico aparece en la figura C-1a. Si $V_i(\theta)$ e $I_i(\theta)$ son el voltaje y la corriente de entrada, respectivamente, los correspondientes voltaje y corriente de salida son $V_o(\theta)$ e $I_o(\theta)$, respectivamente. La salida podría ser una fuente de voltaje o bien una fuente de corriente.

Fuente de voltaje. Cuando se trata de una fuente de voltaje, el voltaje de salida $V_o(\theta)$ puede relacionarse con el de entrada $V_i(\theta)$ mediante

$$V_o(\theta) = S(\theta)V_i(\theta) \tag{C-1}$$

donde $S(\theta)$ es la función de conmutación del convertidor tal y como se muestra en la figura C-1b. $S(\theta)$ depende del tipo de convertidor y del patrón de compuerta de los interruptores. Si g_1, g_2, g_3 y g_4 son las señales de compuerta correspondientes a los interruptores Q_1, Q_2, Q_3 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$S(\theta) = g_1 - g_4 = g_3 - g_2$$

Despreciando las pérdidas en los interruptores del convertidor y utilizando el equilibrio de potencias, obtenemos

$$V_i(\theta)I_i(\theta) = V_o(\theta)I_o(\theta)$$

$$S(\theta) = \frac{V_o(\theta)}{V_i(\theta)} = \frac{I_i(\theta)}{I_o(\theta)} \tag{C-2}$$

$$I_i(\theta) = S(\theta)I_o(\theta) \tag{C-3}$$

Una vez que $S(\theta)$se conoce, se puede determinar $V_o(\theta)$. $V_o(\theta)$ dividido entre la impedancia de la carga, da $I_o(\theta)$; y por lo tanto se puede determinar $I_i(\theta)$ a partir de la ecuación (C-3).

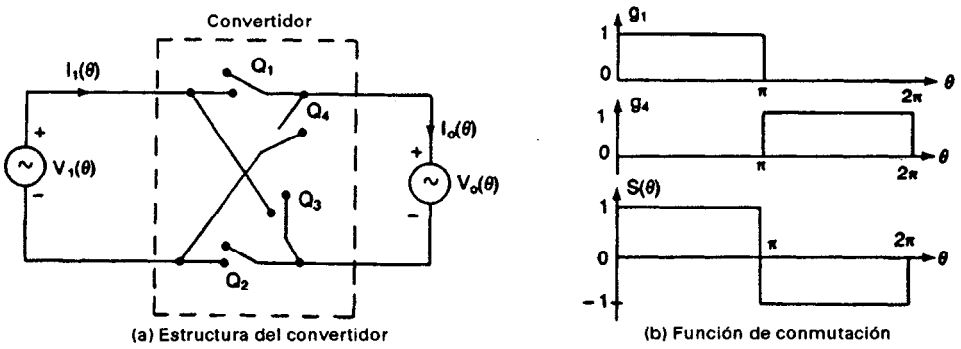


Figura C-1 Estructura del convertidor monofásico.

Fuente de corriente. En el caso de una fuente de corriente, la corriente de entrada se mantiene constante, $I_i(\theta) = I_i$, y la corriente de salida $I_o(\theta)$ puede relacionarse con la corriente de entrada I_i,

$$\begin{aligned} I_o(\theta) &= S(\theta) I_i \\ V_o(\theta) I_o(\theta) &= V_i(\theta) I_i(\theta) \end{aligned} \tag{C-4}$$

lo que da

$$V_i(\theta) = S(\theta) V_o(\theta) \tag{C-5}$$

$$S(\theta) = \frac{V_i(\theta)}{V_o(\theta)} = \frac{I_o(\theta)}{I_i(\theta)} \tag{C-6}$$

C-1 INVERSORES MONOFASICOS DE PUENTE COMPLETO

La función de conmutación de un inversor monofásico en puente completo como el de la figura 10-2a, aparece en la figura C-2. Si g_1 y g_4 son las señales de compuerta para los interruptores Q_1 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$\begin{aligned} S(\theta) &= g_1 - g_4 \\ &= 1 \qquad \text{para } 0 \le \theta \le \pi \\ &= -1 \qquad \text{para } \pi \le \theta \le 2\pi \end{aligned}$$

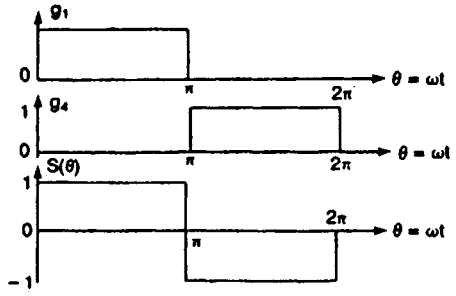


Figura C-2 Función de conmutación de un inversor monofásico en puente completo.

Si f_0 es la frecuencia fundamental del inversor,

$$\theta = \omega t = 2\pi f_0 t \tag{C-7}$$

$S(\theta)$ puede expresar en una serie de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \operatorname{sen} n\theta)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} S(\theta) \operatorname{sen} n\theta \, d\theta = \frac{4}{n\pi} \qquad \text{para } n = 1, 3, \ldots \tag{C-8}$$

Debido a la simetría de media onda, $A_0 = A_n = 0$.

Sustituyendo A_0, A_n y B_n en la ecuación (C-8), obtenemos

$$S(\theta) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C-9}$$

Si el voltaje de entrada, en cd, es $V_i(\theta) = V_s$, la ecuación (C-1) da el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = S(\theta)V_i(\theta) = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C-10}$$

que es el mismo que el de la ecuación (10-11). Para un inversor trifásico de fuente de voltaje como el de la figura 10-5 existen tres funciones de conmutación: $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$ y $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Habrá tres voltajes de salida de línea a línea que corresponderán a los tres voltajes de conmutación, es decir, $V_{ab}(\theta) = S_1(\theta)V_i(\theta)$, $V_{bc}(\theta) = S_2(\theta)V_i(\theta)$ y $V_{ca}(\theta) = S_3(\theta)V_i(\theta)$.

C-2 RECTIFICADORES MONOFASICOS PUENTE

La función de conmutación de un rectificador monofásico en puente es la misma que la de un inversor monofásico en puente completo. Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_m$ sen θ, las ecuaciones (C-1) y (C-9) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = S(\theta)V_i(\theta) = \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen}\theta \operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C-11}$$

$$= \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta}{2n} \tag{C-12}$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \cos 2\theta + \frac{1}{3}\cos 2\theta - \frac{1}{3}\cos 4\theta + \frac{1}{5}\cos 4\theta - \frac{1}{5}\cos 6\theta + \frac{1}{7}\cos 6\theta - \frac{1}{7}\cos 8\theta + \cdots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \frac{2}{3}\cos 2\theta - \frac{2}{15}\cos 4\theta - \frac{2}{35}\cos 6\theta - \cdots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\cos 2m\theta}{4m^2 - 1} \qquad \text{(C-13)}$$

La ecuación (C-13) es la misma que la ecuación (3-63). La primera parte de la ecuación (C-13) es el voltaje promedio de salida y la segunda parte es el contenido de la componente ondulatoria del voltaje de salida.

En el caso de un rectificador trifásico como el de las figuras 3-25a y 5-10a, las funciones de conmutación son $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$ y $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Si los tres voltajes de entrada por fase son $V_{an}(\theta)$, $V_{bn}(\theta)$ y $V_{cn}(\theta)$, el voltaje de salida se convierte en

$$V_o(\theta) = S_1(\theta)V_{an}(\theta) + S_2(\theta)V_{bn}(\theta) + S_3(\theta)V_{cn}(\theta) \qquad \text{(C-14)}$$

C-3 INVERSORES MONOFASICOS DE PUENTE COMPLETO CON SPWM

La función de conmutación de un inversor monofásico en puente completo con modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM) aparece en la figura C-3. Los pulsos de compuerta se generan mediante la comparación de una onda de coseno con los pulsos triangulares. Si g_1 y g_4 son las señales de compuerta correspondientes a los interruptores Q_1 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$S(\theta) = g_1 - g_4$$

$S(\theta)$ se puede expresar en una serie de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2\ldots}^{\infty}(A_n \cos n\theta + B_n \operatorname{sen} n\theta) \qquad \text{(C-15)}$$

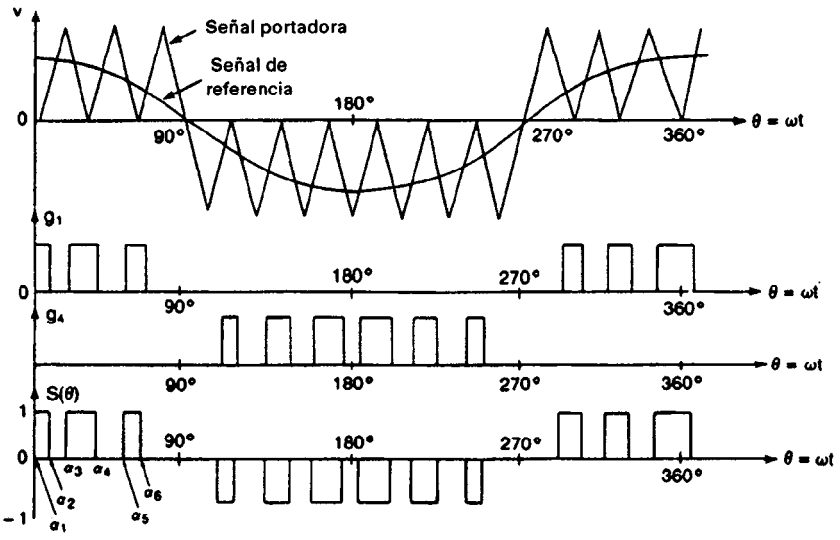


Figura C-3 Función de conmutación con SPWM.

Si por cada cuarto de ciclo existen p pulsos y p es un número par,

$$A_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} S(\theta)\cos n\theta\, d\theta$$

$$= \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} S(\theta)\cos n\theta\, d\theta$$

$$= \frac{4}{\pi}\left[\int_{\alpha 1}^{\alpha 2}\cos n\theta\, d\theta + \int_{\alpha 3}^{\alpha 4}\cos n\theta\, d\theta + \int_{\alpha 5}^{\alpha 6}\cos n\theta\, d\theta + \cdots\right)$$

$$= \frac{4}{n\pi}\sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p}[(-1)^m \operatorname{sen} n\alpha_m] \qquad \text{(C-16)}$$

En razón de la simetría de un cuarto de onda, $B_n = A_0 = 0$. Sustituyendo A_0, A_n y B_n en la ecuación (C-15), obtenemos

$$S(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta$$

$$= \frac{4}{n\pi}\sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty}\left[\sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p}(-1)^m \operatorname{sen} n\alpha_m \cos n\theta\right] \qquad \text{(C-17)}$$

Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_s$, las ecuaciones (C-1) y (C-17) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = V_s\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \qquad \text{(C-18)}$$

C-4 RECTIFICADORES MONOFASICOS CONTROLADOS CON SPWM

Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_m \cos\theta$, las ecuaciones (C-1) y (C-17) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = V_m\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta\cos\theta \qquad \text{(C-19)}$$

$$= \frac{V_m}{2}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n[\cos(n-1)\theta + \cos(n+1)\theta]$$

$$= 0.5V_m[A_1(\cos 0 + \cos 2\theta) + A_3(\cos 2\theta + \cos 4\theta)$$
$$+ A_5(\cos 4\theta + \cos 6\theta) + \cdots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} + V_m\sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty}\frac{A_{n-1} + A_{n+1}}{2}\cos n\theta \qquad \text{(C-20)}$$

La primera parte de la ecuación (C-20) es el voltaje promedio de salida y la segunda parte es el voltaje de componente ondulatoria. La ecuación (C-20) es válida, siempre y cuando el voltaje de entrada y la función de conmutación sean formas de onda de coseno.

En el caso de las ondas de seno, el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_m$ sen θ y la función de conmutación es

$$S(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \operatorname{sen} n\theta \tag{C-21}$$

Las ecuaciones (C-1) y (C-2) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = V_m \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \operatorname{sen}\theta \operatorname{sen} n\theta \tag{C-22}$$

$$= \frac{V_m}{2} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n[\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta]$$

$$= 0.5V_m[A_1(\cos 0 - \cos 2\theta) + A_3(\cos 2\theta - \cos 4\theta) + A_5(\cos 4\theta - \cos 6\theta) + \cdots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} - V_m \sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{A_{n-1} - A_{n+1}}{2} \cos n\theta \tag{C-23}$$

D

Análisis de transitorios en cd

D-1 CIRCUITO *RC* CON ENTRADA EN ESCALON

Cuando en la figura 3-1a se cierra el interruptor S_1 en $t = 0$, la corriente de carga del capacitor puede determinarse a partir de

$$V_s = v_R + v_c = Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D-1}$$

con condición inicial $v_c(t = 0) = 0$. Utilizando la tabla D-1, la ecuación (D-1) se puede transformar al dominio de Laplace de s:

$$\frac{V_s}{s} = RI(s) + \frac{1}{Cs}I(s)$$

que después de resolverse en función de la corriente $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s}{R(s + \alpha)} \tag{D-2}$$

donde $\alpha = 1/RC$. La transformación inversa de la ecuación (D-2) en el dominio del tiempo da

$$i(t) = \frac{V_s}{R}e^{-\alpha t} \tag{D-3}$$

y el voltaje a través del capacitor se determina como

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_s(1 - e^{-\alpha t}) \tag{D-4}$$

TABLA D-1 ALGUNAS TRANSFORMACIONES DE LAPLACE

$f(t)$	$F(s)$
1	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{1\,s + \alpha}$
sen αt	$\frac{\alpha}{s^2 + \alpha^2}$
cos αt	$\frac{s}{s^2 + \alpha^2}$
$f'(t)$	$sF(s) - F(0)$
$f''(t)$	$s^2F(s) - sF(s) - F'(0)$

En estado de régimen permanente (en $t = \infty$),

$$I_s = i(t = \infty) = 0$$

$$V_c = v_c(t = \infty) = \frac{V_s}{R}$$

D-2 CIRCUITO *RL* CON ENTRADA ESCALONADA

En las figuras 3-2a y 9-3a se muestran dos circuitos *RL* típicos. La corriente transitoria a través del inductor de la figura 9-3a se puede expresar como

$$V_s = v_L + v_R + E = L\frac{di}{dt} + Ri + E \tag{D-5}$$

con la condición inicial $i(t = 0) = I_1$. En el dominio de Laplace de s, la ecuación (D-5) se convierte en

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) - LI_1 + RI(s) + \frac{E}{s}$$

y resolviendo en función de $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s - E}{L\,s(s + \beta)} + \frac{I_1}{s + \beta}$$

$$= \frac{V_s - E}{R}\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \beta}\right) + \frac{I_1}{s + \beta} \tag{D-6}$$

donde $\beta = R/L$. Si realizamos la transformación inversa de la ecuación (D-6), obtenemos

$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-\beta t}) + I_1 e^{-\beta t} \tag{D-7}$$

Si no existe corriente inicial en el inductor (es decir $I_1 = 0$), la ecuación (D-7) se convierte en

$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-\beta t}) \tag{D-8}$$

En el estado de régimen permanente (en $t = \infty$), $I_s = i(t = \infty) = V_s/R$

D-3 CIRCUITO *LC* CON ENTRADA EN ESCALON

La corriente transitoria a través del capacitor en la figura 3-4a y 7-2a se expresa como

$$V_s = v_L + v_c = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D-9}$$

con condiciones iniciales $v_c(t = 0) = 0$ e $i(t = 0) = 0$. En la transformación de Laplace, la ecuación (D-9) se convierte en

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) + \frac{1}{Cs}I(s)$$

y resolviendo en función de $I(s)$, obtenemos

$$I(s) = \frac{V_s}{L(s^2 + \omega_m^2)} \tag{D-10}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. La transformada inversa de la ecuación (D-10) da la corriente de carga como

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}(\omega_m t) \tag{D-11}$$

y el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt = V_s[1 - \cos(\omega_m t)] \tag{D-12}$$

Un circuito *LC* con una corriente inicial en el inductor I_m y un voltaje inicial en el capacitor V_0 aparece en la figura 7-18a. La corriente del capacitor queda expresada como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D-13}$$

con condición inicial $i(t = 0) = I_m$ y $v_c(t = 0) = V_o$. Nota: en la figura 7-18a, V_0 se muestra igual a $-2V_s$. En el dominio de Laplace del valor s, la ecuación (D-13) se convierte en

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) - LI_m + \frac{1}{Cs} + \frac{V_o}{s}$$

y resolviendo en función de la corriente $I(s)$ obtenemos

$$I(s) = \frac{V_s - V_o}{L(s^2 + \omega_m^2)} + \frac{sI_m}{s^2 + \omega_m^2} \tag{D-14}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. La transformada inversa de la ecuación (D-14) da

$$i(t) = (V_s - V_o)\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}(\omega_m t) + I_m \cos(\omega_m t) \tag{D-15}$$

y el voltaje del capacitor como

$$\begin{aligned} v_c(t) &= \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt + V_o \\ &= I_m\sqrt{\frac{L}{C}}\,\text{sen}(\omega_m t) - (V_s - V_o)\,cos(\omega_m t) + V_s \end{aligned}$$

E

Análisis de Fourier

Bajo condiciones de régimen permanente, el voltaje de salida de los convertidores de frecuencia es por lo general, una función periódica del tiempo, definida por

$$v_o(t) = v_o(t + T) \tag{E-1}$$

donde T es el tiempo periódico. Si f es la frecuencia en hertz del voltaje de salida, la frecuencia angular será

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \tag{E-2}$$

y la ecuación (E-1) se puede volver a escribir como

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \tag{E-3}$$

El teorema de Fourier declara que una función periódica $v_o(t)$ se puede describir mediante un término constante más una serie finita de términos senoidales y cosenoidales de frecuencia $n\omega$, donde n es un entero. Por lo tanto, $v_o(t)$ se puede expresar como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{E-4}$$

donde $a_o/2$ es el valor promedio del voltaje de salida, $v_o(t)$. Las constantes a_o, a_n y b_n pueden determinarse mediante las expresiones siguientes

$$a_o = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\, d(\omega t) \tag{E-5}$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t) \cos n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos n\omega t\, d(\omega t) \tag{E-6}$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t) \operatorname{sen} n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) \tag{E-7}$$

Si $v_o(t)$ puede expresarse como una función analítica, estas constantes pueden determinarse mediante una sola integración. Si $v_o(t)$ es discontinua en relación con la salida de los convertidores, que por lo general es el caso, deberán efectuarse varias integraciones (a lo largo de todo el período del voltaje de salida) a fin de determinar las constantes a_o, a_n y b_n.

$$a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t$$

$$= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos n\omega t + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \operatorname{sen} n\omega t \right) \tag{E-8}$$

Definamos un ángulo ϕ_n, cuyo lado adyacente es b_n, lado opuesto es a_n e hipotenusa es $(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$. Como resultado, la ecuación (E-8) se convierte en

$$\begin{aligned} a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}(\operatorname{sen} \phi_n \cos n\omega t + \cos \phi_n \operatorname{sen} n\omega t) \\ &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \tag{E-9}$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \tag{E-10}$$

Sustituyendo la ecuación (E-9) en la ecuación (E-4), las series también se podrían haber escrito como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} C_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{E-11}$$

donde

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \tag{E-12}$$

C_n y ϕ_n son respectivamente, la magnitud pico y el ángulo de retraso de la componente armónica de orden n, del voltaje de salida, $v_o(t)$.

Si el voltaje de salida tiene *simetría de media onda*, el número de integraciones dentro de todo el período puede reducirse en forma significativa. Una forma de onda tiene la propiedad de simetría de media onda, si satisface las condiciones siguientes:

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{2}\right) \tag{E-13}$$

o bien

$$v_o(\omega t) = -v_o(\omega t + \pi) \tag{E-14}$$

En una forma de onda con simetría de media onda, la media onda negativa es la imagen espejo de la media onda positiva, pero desfasada $T/2$ s (o π radianes) con respecto a la onda positiva. Una forma de onda con simetría de media onda no contiene armónicas pares (es decir $n = 2, 4, 6...$) y sólo contiene armónicas impares (es decir $n = 1, 3, 5...$). Debido a la simetría de media onda, el valor promedio es cero (es decir $a_o = 0$). Las ecuaciones (E-6), (E-7) y (E-11) se convierten en

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \cos n\omega t \, dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos n\omega t \, d(\omega t), \qquad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\ \text{sen}\, n\omega t\ dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\ \text{sen}\, n\omega t\ d(\omega t), \qquad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} C_n \,\text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

En general, con simetría de media onda, $a_o = a_n = 0$, en tanto que con simetría de un cuarto de onda $a_o = b_n = 0$.

F

Lista de programas de computación en BASICA para IBM-PC

```
********* PROG-1 **********

5  CLS
10 REM "PROG-1"
30 DIM ALFA(50), ALFAD(150), B(100)
40 REM UNIFORM PWM ANGLE CALCULATION
50 PRINT "No. of pulses per half cycle less than 50 ?"
60 INPUT NP
70 PRINT "Modulation index less than 1 ?"
80 INPUT AMF
82 PRINT "List of Fourier coefficients? For YES '1' and for NO '2' "
83 INPUT NC
84 PRINT "Highest desired harmonic component less than 100"
85 INPUT NM
87 CLS
90 PI=4!*ATN(1!)
97 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
98 PRINT "Fig. 5-16 AC-DC converter with uniform PWM"
100 DELTAM=(PI/NP)*AMF
110 CENTR=(PI/NP)/2
120 ALFA(1)=CENTR-DELTAM/2
130 ALFAD(1)=ALFA(1)*180/PI
140 DELTAD=DELTAM*180/PI
170 FOR M=2 TO NP
180 ALFA(M)=ALFA(1)+(PI/NP)*(M-1)
190 ALFAD(M)=ALFA(M)*180/PI
210 NEXT M
220 VMAX=1
230 V=0
240 FOR M=1 TO NP
250 V=(COS(ALFA(M))-COS(ALFA(M)+DELTAM))+V
260 NEXT M
270 VDC=(VMAX/PI)*V/SQR(2)
290 AN=0
300 IA=1
310 FOR N=1 TO NM
```

```
320 C=0
330 FOR M=1 TO NP
340 C=COS(N*ALFA(M))-COS(N*(ALFA(M)+DELTAM))+C
350 NEXT M
360 B(N)=(2*IA/(N*PI))*C
365 IF NC=1 THEN PRINT "B("N") = "B(N)
380 NEXT N
381 PRINT "No. of pulses per half-cycle = "NP
382 PRINT "Modulation index = "AMF
383 PRINT "Pulse width in degrees = "DELTAD
384 FOR M=1 TO NP
386 PRINT "'"M"in degrees = "ALFAD(M)
387 NEXT M
388 PRINT "Average output voltage in % of RMS input voltage = "VDC*100
390 I1=B(1)/SQR(2)
400 PRINT "RMS fundamental input current as % of dc load current = "I1*100
405 SUM=0
410 FOR N=1 TO NM
420 SUM=SUM+B(N)*B(N)/2
430 NEXT N
440 IS=SQR(SUM)
450 PRINT "RMS input current as % of dc load current = "IS*100
460 PF=I1/IS
463 DF=1
465 PRINT "Displacent factor = "DF
470 PRINT "Power factor =" PF
500 END
```

********* PROG-2 **********

```
5  CLS
10 REM "PROG-2"
30 DIM SL(50), C(50), X(90), Y(90), ALFA(50), ALFAD(50), B(100)
40 REM AC-DC CONVERTER WITH SINUSOIDAL PWM
50 PRINT "No. of pulses per half cycle ?"
60 INPUT NP
70 PRINT "Modulation index less than 1 ?"
80 INPUT AMF
82 PRINT "List of Fourier coefficients? For YES '1' and for NO '2' "
83 INPUT NC
84 PRINT "Highest desired harmonic component less than 100"
85 INPUT NM
87 CLS
90 PI=4!*ATN(1!)
95 PRINT "Figure 5-17"
97 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
98 PRINT "Fig. 5-17 AC-DC converter with sinusoidal PWM"
100 NS=2*NP
102 TOL=.001
104 FOR M=1 TO NS
106 SL(M)=((-1)^M)*NS/PI
108 NEXT M
109 FOR M=1 TO NS STEP 2
110 C(M)=M
111 NEXT M
112 FOR M=2 TO NS STEP 2
113 C(M)=-(M-1)
114 NEXT M
116 Y(1)=AMF
118 X(1)=PI/2
119 FOR M=1 TO NS
```

```
120 FOR I=1 TO 50
122 K=I+1
124 X(K)=(Y(I)-C(M))/SL(M)
126 Y(K)=AMF*SIN(X(K))
128 XX=ABS(X(K)-X(K-1))
130 IF XX<TOL THEN 134
132 NEXT I
134 ALFA(M)=X(I)
136 NEXT M
138 FOR M=1 TO NS
140 ALFAD(M)=ALFA(M)*180/PI
142 NEXT M
220 VMAX=1
230 V=0
240 FOR M=1 TO NS STEP 2
250 V=(COS(ALFA(M))-COS(ALFA(M+1)))+V
260 NEXT M
270 VDC=(VMAX/PI)*V/SQR(2)
290 AN=0
300 IA=1
310 FOR N=1 TO NM
320 D=0
330 FOR M=1 TO NS STEP 2
340 D=(COS(N*ALFA(M))-COS(N*ALFA(M+1)))+D
350 NEXT M
360 B(N)=(2*IA/(N*PI))*D
365 IF NC=1 THEN PRINT "B("N") = "B(N)
380 NEXT N
381 PRINT "No. of pulses per half-cycle = "NP
382 PRINT "Modulation index = "AMF
384 FOR M=1 TO NS
386 PRINT "'"M"in degrees = "ALFAD(M)
387 NEXT M
388 PRINT "Average output voltage in % of RMS input voltage = "VDC*100
390 I1=B(1)/SQR(2)
400 PRINT "RMS fundamental input current as % of dc load current = "I1*100
405 SUM=0
410 FOR N=1 TO NM
420 SUM=SUM+B(N)*B(N)/2
430 NEXT N
440 IS=SQR(SUM)
450 PRINT "RMS input current as % of dc load current = "IS*100
460 PF=I1/IS
463 DF=1
465 PRINT "Displacent factor = "DF
470 PRINT "Power factor =" PF
500 END
```

```
                    ********* PROG-3 **********
2  CLS
3 PRINT "Example 6-4"
4 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
5 INPUT "DELAY ANGLE IN DEGREES ? ", ALP1
10 ALP=ALP1*3.1415927#/180
15 INPUT "INPUT VOLTAGE in rms ? ", VS
20 INPUT "INPUT FREQUENCY IN HZ ? ", F
30 INPUT "LOAD RESITANCE in j ? ", R
40 INPUT "LOAD INDUCTANCE IN mH ? ", L
42 PI=4*ATN(1!)
45 W=2*PI*F
50 XL=W*L*.001
55 PRINT "IMPEDANCE OF LOAD INDUCTANCE = ", XL
```

```
105 PH=ATN(XL/R)
110 PH1=180*PH/PI
120 PRINT "LOAD ANGLE =", PH1
130 DELB=.25
140 DB=DELB*PI/180
152 BET1=PH
170 N=1
180 Y1=(R/XL)*(ALP-BET1)
190 Y2=EXP(Y1)
195 YX=SIN(ALP-PH)
200 Y3=Y2*YX
210 Y4=SIN(BET1-PH)
215 N=N+1
217 IF N=1000 THEN 360
220 YY=ABS(ABS(Y3)-ABS(Y4))
222 IF YY<.001 THEN  360
230 BET1=BET1+DB
245 IF Y4<0 THEN  Y4=0
250 GOTO 180
360 BET=180*BET1/PI
365 PRINT "EXTINCTION ANGLE =", BET
380 J=0
384 DEL=(BET1-ALP)/180
390 SUM=0
400 SUMM=0
402 L=L*.001
410 WT=ALP+DEL*J
420 T=WT/W
430 X=-T+ALP/W
440 X=X*R/L
450 X1=EXP(X)
460 X2=SIN(ALP-PH)
470 X3=X2*X1
480 X4=SIN(WT-PH)
490 X5=X4-X3
495 IF X5<0 THEN X5=0
500 XX=X5*X5
510 YY=X5
540 SUM=SUM+XX
550 SUMM=SUMM+YY
555 J=J+1
560 IF WT>BET1 THEN  800
570 IF WT=BET1 THEN 800
580 GOTO 410
800 SUM=SUM*DEL/PI
810 SUMM=SUMM*DEL/PI
811 SUMM=SUMM/SQR(2)
820 Y1=R*R+XL*XL
830 Y1=SQR(Y1)
840 IR=(VS/Y1)*SQR(SUM)
850 ID=(VS/Y1)*SUMM
860 PRINT "IR =  ", IR, "ID = ", ID
870 X=BET1-ALP+.5*SIN(2*ALP)-.5*SIN(2*BET1)
872 IF X>0 THEN 880
875 PRINT "TOO LOW INDUCTANCE"
880 VO=VS*SQR(X/PI)
890 PRINT "RMS OF OUTPUT VOLTAGE = ", VO
900 PO=2*IR*IR*R
905 PRINT "Output power  = ", PO
910 PF=PO/(VS*IR*SQR(2))
920 PRINT "Power factor = ", PF
930 END
```

```
********* PROG-4 **********

5 CLS
8 PRINT "Example 6-7"
9 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
10 INPUT "INPUT LINE VOLTAGE in rms ? ", VS
30 INPUT "LOAD RESISTANCE PER PHASE in j ? ", R
45 INPUT "DELAY ANGLE ` in DEGREES ? ", ALP1
70 X=4*ATN(1!)
80 ALP=ALP1*X/180
90 IM=SQR(2)*VS/R
91 AX=X-ALP+SIN(2*ALP)/2
92 VO=VS*SQR(AX/X)
93 PRINT "OUTPUT VOLTAGE FROM Eq. (6-35) ", VO
100 NS=360
110 DEL=X/NS
120 SUM=0
122 SUA=0
124 SUC=0
130 J=0
138 T1=ALP
139 IF T1>X/3 OR T1=X/3 THEN T1=X/3
140 Y=DEL*J
150 IA=0
155 IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
156 IF ALP>2*X/3 AND Y<(X-ALP) THEN IC=0
158 YY=IA-IC
160 SUM=SUM+YY*YY
162 SUA=SUA+IA*IA
164 SUC=SUC+IC*IC
170 J=J+1
180 IF Y>T1 OR Y=T1 THEN 300
200 GOTO 140
300 T2=X/3
320 Y=DEL*J
322 IA=IM*SIN(Y)
324 IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
330 YY=IA-IC
340 SUM=SUM+YY*YY
342 SUA=SUA+IA*IA
344 SUC=SUC+IC*IC
350 J=J+1
360 IF Y>T2 OR Y=T2 THEN  400
370 GOTO 320
400 T3=ALP+X/3
405 Y=DEL*J
410 IA=IM*SIN(Y)
411 IF ALP>X/3 AND Y<ALP THEN  IA=0
412 IC=0
416 YY=IA-IC
420 SUM=SUM+YY*YY
422 SUA=SUA+IA*IA
424 SUC=SUC+IC*IC
430 J=J+1
440 IF Y>T3 OR Y=T3 THEN  500
450 IF Y>X OR Y=X THEN  500
460 GOTO 405
500 T4=X
510 Y=DEL*J
512 IA=IM*SIN(Y)
514 IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
520 YY=IA-IC
530 SUM=SUM+YY*YY
```

```
532 SUA=SUA+IA*IA
534 SUC=SUC+IC*IC
540 J=J+1
550 IF Y>T4 OR Y=T4 THEN  600
560 IF Y>X OR Y=X THEN  600
570 GOTO  510
600 PRINT "NO OF SAMPLES =  ", J
620 IA=SQR(SUA/J)
625 PRINT "RMS VALUE OF PHASE A = ", IA
630 IC=SQR(SUC/J)
635 PRINT "RMS CURRENT OF PHASE C = ", IC
640 IL=SQR(SUM/J)
645 PRINT "RMS VALUE OF LINE CURRENT A = ", IL
648 VO=IA*R
649 PRINT "RMS VALUEE OF OUTPUT PHASE VOLTAGE = ", VO
650 PO=IA*IA*R*3
660 PRINT "OUTPUT POWER" , PO
670 VA=3*VS*IA
680 PRINT "VOLT-AMP = ", VA
690 PF=PO/VA
700 PRINT "POWER FACTOR = ", PF
900 END
```

********* PROG-5 **********

```
5 CLS
10 REM "PROG-5"
30 DIM ALFAM(20), ALFAD(20), BN(100), AN(100), V(100)
40 REM UNIFORM PWM ANGLE CALCULATION
50 PRINT "No. of pulses per half cycle ?"
60 INPUT NP
65 PRINT "List of Fourier coefficients? For YES '1' and for NO '2' "
70 INPUT NC
75 PRINT "Highest desired harmonic component less than 100"
80 INPUT NM
82 PRINT "Modulation index less than 1 ?"
85 INPUT AMF
87 CLS
89 AMF=1.0*NM
90 PI=4!*ATN(1!)
97 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
98 PRINT "Fig. 10-13 inverter with uniform PWM"
100 DELTA=(PI/NP)*AMF
105 DELTAD=DELTA*180/PI
110 CENTR=(PI/NP)/2
120 ALFAM(1)=CENTR-DELTA/2
130 ALFAD(1)=ALFAM(1)*180/PI
170 FOR M=2 TO NP
180 ALFAM(M)=ALFAM(1)+(PI/NP)*(M-1)
190 ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
210 NEXT M
220 VS=1!
225 FOR N=1 TO NM STEP 2
230 A=0
234 B=0
240 FOR M=1 TO NP
250 B=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTA/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTA/2))+B
253 A=COS(N*(ALFAM(M)+DELTA/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTA/2))+A
260 NEXT M
265 AN(N)=0
270 BN(N)=((2*VS/(N*PI))*SIN(N*DELTA/2))*B
```

```
272 V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N)*BN(N))/SQR(2)
273 IF NC=1 THEN PRINT "AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275 NEXT N
381 PRINT "No. of pulses per half-cycle = "NP
382 PRINT "Modulation index = "AMF
383 PRINT "Equal Pulse widths in degrees k = "DELTAD
384 FOR M=1 TO NP
386 PRINT "'"M"in degrees = "ALFAD(M)
387 NEXT M
388 PRINT "Fundamental RMS output voltage in % of dc input voltage = "V(1)*100
390 VX=VS*SQR((NP*DELTAD)/180)
400 PRINT "RMS output voltage as % of dc input voltage = " VX*100
410 HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420 PRINT "Harmonic factor in % = " HF*100
425 SUM=0
430 FOR N=2 TO NM
440 SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450 NEXT N
460 DF=SQR(SUM)/V(1)
465 PRINT "Distortion factor in % = " DF*100
500 END
```

********* PROG-6 **********

```
5 CLS
10 REM "PROG-6"
30 DIM SL(25),C(25),V(100),Y(90),X(90),ALFA(25),ALFAD(25),AN(50),BN(50)
40 REM SPWM ANGLE CALCULATION
50 PRINT "No. of pulses per half cycle ?"
60 INPUT NP
70 PRINT "Modulation index less than 1 ?"
80 INPUT NM
82 PRINT "List of Fourier coefficients? For YES '1' and for NO '2' "
83 INPUT NC
84 PRINT "Highest desired harmonic component less than 100"
87 CLS
89 AMF=1.0*NM
90 PI=4!*ATN(1!)
97 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
98 PRINT "Fig. 10-15 inverter with SPWM"
100 NS=2*NP
105 TOL=.0001
110 FOR M=1 TO NS
115 SL(M)=((-1)^M)*((NS+2)/PI)
120 NEXT M
121 FOR M=1 TO NS STEP 2
122 C(M)=M+1
124 NEXT M
125 FOR M=2 TO NS STEP 2
130 C(M)=-M
135 NEXT M
140 Y(1)=AMF
145 X(1)=PI/2
150 FOR M=1 TO NS
155 FOR I=1 TO 90
160 K=I+1
165 X(K)=(Y(I)-C(M))/SL(M)
170 Y(K)=AMF*SIN(X(K))
175 XX=ABS(X(K)-X(K-1))
180 IF XX<TOL THEN GOTO 190
185 NEXT I
190 ALFA(M)=X(I)
```

```
195 NEXT M
200 FOR M=1 TO NP
202 ALFAM(M)=ALFA(2*M-1)
204 DELTAM(M)=ALFA(2*M)-ALFA(2*M-1)
206 ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
208 DELTAD(M)=DELTAM(M)*180/PI
218 NEXT M
220 VS=1
225 FOR N=1 TO NM STEP 2
230 A=0
234 B=0
240 FOR M=1 TO NP
250 X=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
251 B=SIN(N*DELTAM(M)/2)*X+B
255 Y=COS(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
256 A=0
260 NEXT M
265 AN(N)=((2*VS)/(N*PI))*A
270 BN(N)=((2*VS)/(N*PI))*B
272 V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N)*BN(N))/SQR(2)
273 IF NC=1 THEN PRINT "AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275 NEXT N
381 PRINT "No. of pulses per half-cycle = "NP
382 PRINT "Modulation index = "AMF
383 PRINT "Unequal Pulse widths in degrees "
384 FOR M=1 TO NP
386 PRINT "'"M"in degrees = "ALFAD(M), "k"M"in degrees = "DELTAD(M)
387 NEXT M
388 PRINT "Fundamental RMS output voltage in % of dc input voltage = "V(1)*100
389 VX=0
390 VS=1
391 FOR M=1 TO NP
392 VX=DELTAM(M)+VX
394 NEXT M
396 VX=VS*SQR(VX/PI)
400 PRINT "RMS output voltage as % of dc input voltage = " VX*100
408 HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420 PRINT "Harmonic factor in % = " HF*100
425 SUM=0
430 FOR N=2 TO NM
440 SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450 NEXT N
460 DF=SQR(SUM)/V(1)
465 PRINT "Distortion factor in % = " DF*100
500 END
```

********* PROG-7 **********

```
5 CLS
10 REM "PROG-7"
30 DIM SL(25),C(25),V(100),Y(90),X(90),ALFA(25),ALFAD(25),AN(50),BN(50)
40 REM SPWM ANGLE CALCULATION
50 PRINT "No. of pulses in the first 60 degrees ?"
60 INPUT NP
70 PRINT "Modulation index less than 1 ?"
80 INPUT NM
82 PRINT "List of Fourier coefficients? For YES '1' and for NO '2' "
83 INPUT NC
84 PRINT "Highest desired harmonic component less than 100"
87 CLS
89 AMF=1.0*NM
90 PI=4!*ATN(1!)
```

```
97 PRINT "Copyright 1993, Power Electronics by Muhammad H Rashid"
98 PRINT "Fig. 10-18 inverter with modified SPWM"
100 NS=2*NP
105 TOL=.0001
110 FOR M=1 TO NS
115 SL(M)=((-1)^M)*(3*(NS+1)/PI)
120 NEXT M
121 FOR M=1 TO NS STEP 2
122 C(M)=M+1
124 NEXT M
125 FOR M=2 TO NS STEP 2
130 C(M)=-M
135 NEXT M
136 NAT=2*NS+2
138 NPT=NAT/2
140 Y(1)=AMF
145 X(1)=PI/2
150 FOR M=1 TO NS
155 FOR I=1 TO 90
160 K=I+1
165 X(K)=(Y(I)-C(M))/SL(M)
170 Y(K)=AMF*SIN(X(K))
175 XX=ABS(X(K)-X(K-1))
180 IF XX<TOL THEN GOTO 184
182 NEXT I
184 ALFA(M)=X(I)
186 NEXT M
188 ALFA(NS+1)=PI/3
190 ALFA(NS+2)=2*PI/3
192 NAS=NS+1
194 FOR M=NAS TO NAT
195 J=NAT-M+1
196 ALFA(M)=PI-ALFA(J)
198 NEXT M
200 FOR M=1 TO NPT
202 ALFAM(M)=ALFA(2*M-1)
204 DELTAM(M)=ALFA(2*M)-ALFA(2*M-1)
206 ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
208 DELTAD(M)=DELTAM(M)*180/PI
218 NEXT M
220 VS=1
225 FOR N=1 TO NM STEP 2
230 A=0
234 B=0
240 FOR M=1 TO NPT
250 X=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
251 B=SIN(N*DELTAM(M)/2)*X+B
255 Y=COS(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
256 A=0.
260 NEXT M
265 AN(N)=((2*VS)/(N*PI))*A
270 BN(N)=((2*VS)/(N*PI))*B
272 V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N)*BN(N))/SQR(2)
273 IF NC=1 THEN PRINT "AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275 NEXT N
381 PRINT "No. of pulses per half-cycle = "NPT
382 PRINT "Modulation index = "AMF
384 PRINT "Angles are in degrees "
385 FOR M=1 TO NPT
386 PRINT "'"M"in degrees = "ALFAD(M), "k"M"in degrees = "DELTAD(M)
387 NEXT M
388 PRINT "Fundamental RMS output voltage in % of dc input voltage = "V(1)*100
389 VX=0
```

```
390 VS=1
391 FOR M=1 TO NPT
392 VX=DELTAM(M)+VX
394 NEXT M
396 VX=VS*SQR(VX/PI)
400 PRINT "RMS output voltage as % of dc input voltage = " VX*100
408 HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420 PRINT "Harmonic factor in % = " HF*100
425 SUM=0
430 FOR N=2 TO NM
440 SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450 NEXT N
460 DF=SQR(SUM)/V(1)
465 PRINT "Distortion factor in % = " DF*100
500 END
```

G

Hojas de datos

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE
REVERSE RECOVERY TIME 0.9μs
300 AMP AVG HOCKEY PUK
SOFT FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

VOLTAGE RATINGS

VOLTAGE CODE (1)	V_{RRM}, V_R - (V) Max. rep. peak reverse and direct voltage	V_{RSM} - (V) Max. non-rep. peak reverse voltage
	T_J = -40° to 125°C	T_J = 25° to 125°C
8	800	900
6	600	700

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

PARAMETER		VALUE	UNITS	NOTES
T_J	Junction temperature	-40 to 125	°C	
T_{stg}	Storage temperature	-40 to 150	°C	
$I_{F(AV)}$	Max. av. current	300	A	180° half sine wave
	@ Max. T_C	85	°C	
$I_{F(RMS)}$	Nom. RMS current	470	A	
I_{FSM}	Max. peak non-rep. surge current	4960	A	50Hz half cycle sine wave — Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
		5200		60Hz half cycle sine wave
		5900		50Hz half cycle sine wave — Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
		6180		60Hz half cycle sine wave
I^2t	Max. I^2t capability	124	kA^2s	t = 10ms — Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
		113		t = 8.3ms
		175		t = 10ms — Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
		160		t = 8.3ms
$I^2\sqrt{t}$	Max. $I^2\sqrt{t}$ capability	1750	$kA^2\sqrt{s}$	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge. I^2t for time t_x = $I^2\sqrt{t} \cdot \sqrt{t_x}$. $0.1 \leq t_x \leq 10ms$.
F	Mounting force	4450(1000) ± 10%	N(lbf)	

Figura G-1 Hoja de datos para el diodo IR tipo R23AF. (Cortesía de International Rectifier.)

CHARACTERISTICS

PARAMETER		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
V_{FM}	Peak forward voltage	—	1.50	1.63	V	Initial T_J = 25°C, 50-60Hz half sine, I_{peak} = 940A.
$V_{F(TO)1}$	Low-level threshold	—	—	0.962	V	T_J = 125°C Av. power = $V_{F(TO)} * I_{F(AV)} + r_F * (I_{F(RMS)})^2$ Use low level values for $I_{FM} \leq \pi$ rated $I_{F(AV)}$
$V_{F(TO)2}$	High-level threshold	—	—	1.30		
r_{F1}	Low-level resistance	—	—	0.657	mΩ	
r_{F2}	High-level resistance	—	—	0.353		
t_{rr}	Reverse recovery time					
	"A" suffix	—	0.9	—	µs	T_J = 25°C, I_{FM} = 750A, di_R/dt = 25A/µs for sinusoidal pulse.
	"B" suffix	—	1.1	—		
t_{rr}	Reverse recovery time					T_J = 125°C, I_{FM} = 750A, di_R/dt = 25A/µs for sinusoidal pulse.
	"A" suffix	—	—	2.20	µs	
	"B" suffix	—	—	2.50		
S	"S" Factor (t_b/t_a)					
	"A" suffix	0.59	—	—		
	"B" suffix	0.56	—	—		
$I_{RM(REC)}$	Reverse current					
	"A" suffix	—	—	33	A	
	"B" suffix	—	—	36		
Q_{RR}	Recovered charge					
	"A" suffix	—	—	37	µC	
	"B" suffix	—	—	45		
I_{RM}	Peak reverse current	—	—	35	mA	T_J = 125°C. Max. rated V_{RRM}.
R_{thJC}	Thermal resistance, junction-to-case	—	—	0.08	°C/W	DC operation, double side cooled.
		—	—	0.09	°C/W	180° sine wave, double side cooled.
		—	—	0.09	°C/W	120° rectangular wave, double side cooled.
R_{thCS}	Thermal resistance, case-to-sink	—	—	0.06	°C/W	Mtg. surface smooth, flat and greased. Single side cooled. For double side, divide value by 2.
wt	Weight	—	57(2.0)	—	g(oz.)	
	Case Style		DO-200AA		JEDEC	

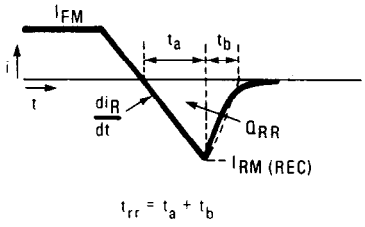


Figura G-1 *(continúa)*

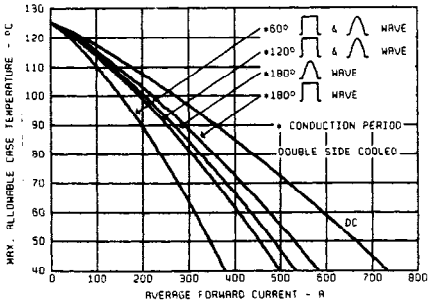


Fig. 1 – Especificaciones de la temperatura de la cubierta

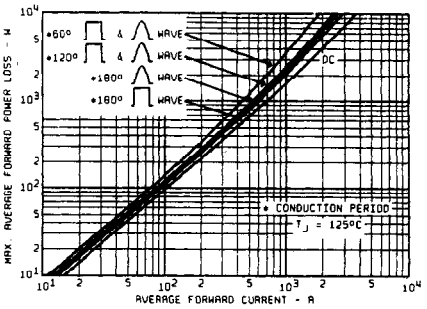


Fig. 2 – Características de pérdida de potencia

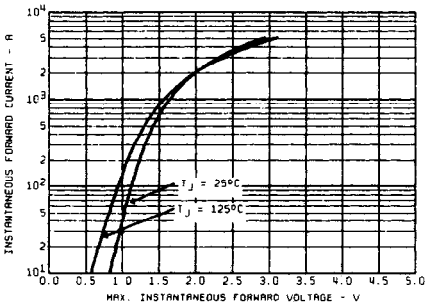


Fig. 3 – Características directas

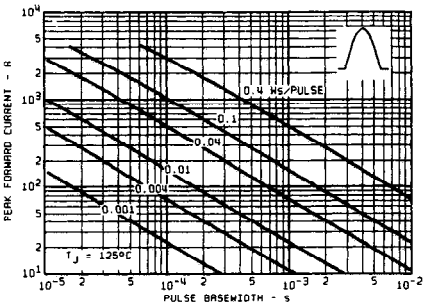


Figura 4 – Pérdida de energía máxima por pulso – Formas de onda senoidales

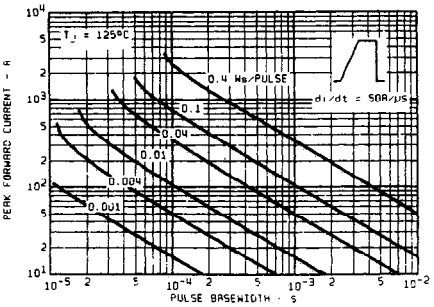


Figura 5 – Pérdida de energía máxima por pulso – Formas de onda trapezoidales

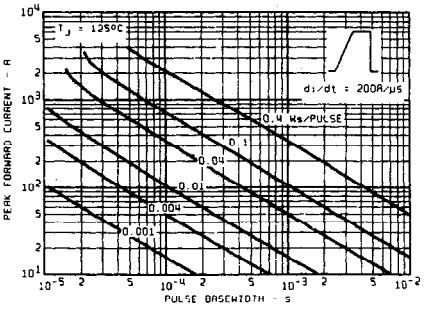


Figura 6 – Pérdida de energía máxima por pulso – Formas de onda trapezoidales

Figura G-1 *(continúa)*

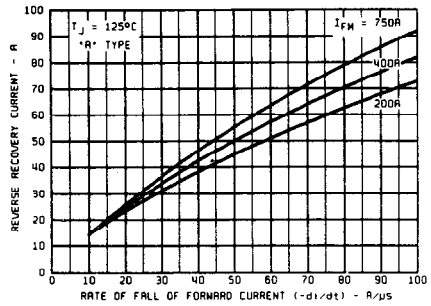


Figura 7 — Corriente típica de recuperación inversa

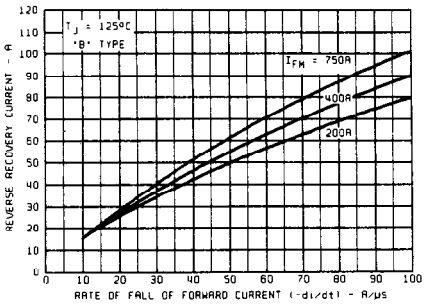


Figura 7a — Corriente típica de recuperación inversa

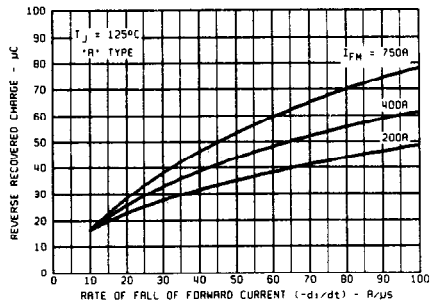


Figura 8 — Carga típica recuperada

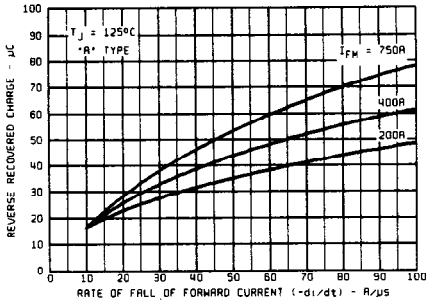


Figura 8a — Carga típica recuperada

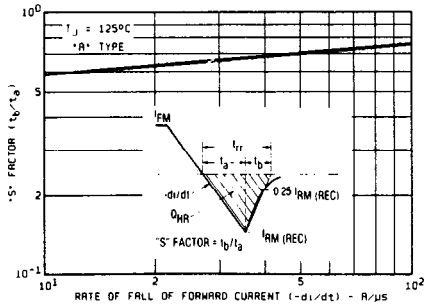


Figura 9 — Factor "S" típico (t_b/t_a)

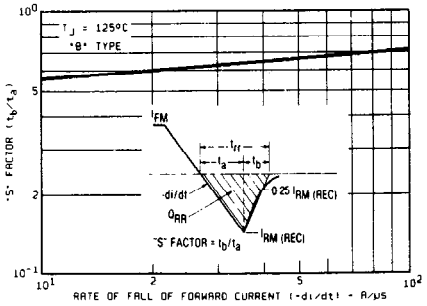


Figura 9a — Factor "S" típico (t_b/t_a)

Figura G-1 *(continúa)*

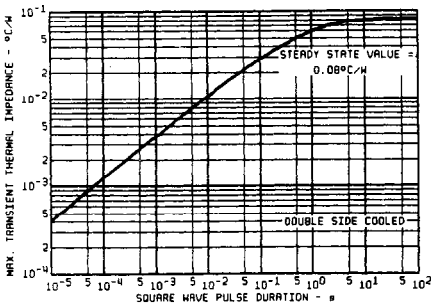


Figura 10 — Impedancia térmica transitoria, unión a cubierta

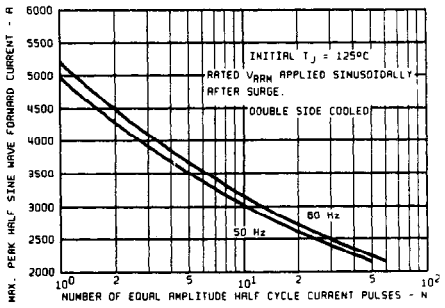


Figura 11 — Especificaciones de corriente para transitorios de corriente no repetitivos

ORDERING INFORMATION

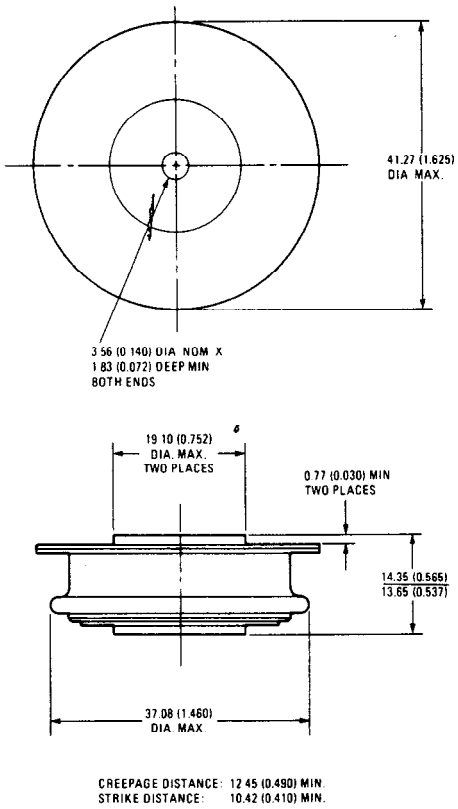
TYPE	VOLTAGE		RECOVERY TIME	
	CODE	V_{RRM}	CODE	t_{rr}
R23AF	8	800V	A	0.9µs
	6	600V	B	1.1µs

(1) t_{rr} is typical at 25°C.
Max. t_{rr} is guaranteed at 125°C. See table of Characteristics.

For example, for a device with t_{rr} = 0.9µs, V_{RRM} = 600V, order as R23AF6A.

Figura G-1 *(continúa)*

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE



Conforms to JEDEC Outline DO-200AA
All Dimensions in Millimeters and (Inches)

Figura G-1 *(continúa)*

S30EF & S30EFH SERIES
800-600 VOLTS RANGE
STANDARD TURN-OFF TIME 12 μs
850 AMP RMS, RING AMPLIFYING GATE
INVERTER TYPE HOCKEY PUK SCRs

VOLTAGE RATINGS

VOLTAGE CODE [1]	V_{RRM}, V_{DRM} - [V] Max. rep. peak reverse and off-state voltage	V_{RSM} - [V] Max. non-rep. peak reverse voltage $t_p \leq 5ms$	NOTES
	T_J = -40° to max. rated	T_J = 25° to max. rated	
8	800	900	Gate open
6	600	700	

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

PARAMETER		SERIES	VALUE	UNITS	NOTES
T_J	Junction temperature	S30EF	-40 to 125	°C	
		S30EFH	-40 to 140		
T_{stg}	Storage temperature	ALL	-40 to 150	°C	
$I_{T(AV)}$	Max. av. current	ALL	540	A	180° half sine wave
	@ Max. T_C	S30EF	70	°C	
		S30EFH	85		
$I_{T(RMS)}$	Nom. RMS current	ALL	850	A	
I_{TSM}	Max. peak non-repetitive surge current	ALL	8100	A	50Hz half cycle sine wave — Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
			8500		60Hz half cycle sine wave
			9650		50Hz half cycle sine wave — Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
			10000		60Hz half cycle sine wave
I^2t	Max. I^2t capability	ALL	330	kA^2s	t = 10ms — Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
			300		t = 8.3ms
			485		t = 10ms — Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
			425		t = 8.3ms
$I^2\sqrt{t}$	Max. $I^2\sqrt{t}$ capability	ALL	4650	$kA^2\sqrt{s}$	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge. I^2t for time $t_x = I^2\sqrt{t} * \sqrt{t_x}$. $0.1 \leq t_x \leq 10ms$.
di/dt	Max. non-repetitive rate-of-rise of current	ALL	800	A/μs	T_J = 125°C, $V_D = V_{DRM}$, I_{TM} = 1600A. Gate pulse: 20V, 20Ω, 10μs, 0.5μs rise time. Max. repetitive di/dt is approximately 40% of non-repetitive value.
P_{GM}	Max. peak gate power	ALL	10	W	$t_p \leq 5ms$
$P_{G(AV)}$	Max. av. gate power	ALL	2	W	
$+I_{GM}$	Max. peak gate current	ALL	3	A	$t_p \leq 5ms$
$-V_{GM}$	Max. peak negative gate voltage	ALL	15	V	
F	Mounting force	ALL	8900(2000) ± 10%	N(lbf)	

[1] To complete the part number, refer to the Ordering Information table.

Figura G-2 Hoja de datos para el SCR, tipo IR-S30EF, S30EFH. (Cortesía de International Rectifier.)

CHARACTERISTICS

PARAMETER		SERIES	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
V_{TM}	Peak on-state voltage	ALL	—	2.15	2.23	V	Initial T_J = 25°C, 50-60Hz half sine, I_{peak} = 1700A.
$V_{T(TO)1}$	Low-level threshold	ALL	—	—	1.24	V	T_J = max. rated Av. power = $V_{T(TO)} * I_{T(AV)} + r_T * (I_{T(RMS)})^2$ Use low level values for $I_{TM} \leq$ * rated $I_{T(AV)}$
$V_{T(TO)2}$	High-level threshold		—	—	1.56		
r_{T1}	Low-level resistance	ALL	—	—	0.57	mΩ	
r_{T2}	High-level resistance		—	—	0.41		
I_L	Latching current	ALL	—	270	—	mA	T_C = 25°C, 12V anode. Gate pulse: 10V, 20Ω, 100µs.
I_H	Holding current	ALL	—	90	500	mA	T_C = 25°C, 12V anode. Initial I_T = 10A.
t_d	Delay time	ALL	—	0.5	1.5	µs	T_C = 25°C, V_D = rated V_{DRM}, 50A resistive load. Gate pulse: 10V, 20Ω, 10µs, 1µs rise time.
t_q	Turn-off time					µs	T_J = max. rated. I_{TM} = 500A, di_R/dt = 25A/µs, V_R = 50V, dv/dt = 200V/µs lin. to 80% rated V_{DRM}. Gate: 0V, 100Ω.
	"A" suffix	S30EF	—	—	12		
	"B" suffix	S30EF/H	—	—	15		
$t_{q(diode)}$	Turn-off time with feedback diode					µs	T_J = max. rated. I_{TM} = 500A, di_R/dt = 25A/µs, V_R = 1V, dv/dt = 600V/µs lin. to 40% V_{DRM}. Gate: 0V, 100Ω.
	"A" suffix	S30EF	—	—	15		
	"B" suffix	S30EF/H	—	—	20		
$I_{RM(REC)}$	Recovery current	ALL	—	47	—	A	T_J = 125°C, I_{TM} = 500A, di_R/dt = 50A/µs.
Q_{RR}	Recovered charge	ALL	—	46	—	µC	
dv/dt	Critical rate-of-rise of off-state voltage	ALL	500	700	—	V/µs	T_J = 125°C. Exp. to 100% or lin. to 80% V_{DRM}, gate open. Higher dv/dt values available.
			1000	—	—		T_J = 125°C. Exp. to 67% V_{DRM}, gate open.
I_{RM}, I_{DM}	Peak reverse and off-state current	S30EF	—	15	40	mA	T_J = max. rated. Rated V_{RRM} and V_{DRM}, gate open.
		S30EFH	—	20	80		
I_{GT}	DC gate current to trigger	ALL	—	—	300	mA	T_C = -40°C +12V anode-to-cathode. For recommended gate drive see "Gate Characteristics" figure.
			50	70	150		T_C = 25°C
V_{GT}	DC gate voltage to trigger	ALL	—	—	3.3	V	T_C = -40°C
			—	1.2	2.5		T_C = 25°C
V_{GD}	DC gate voltage not to trigger	ALL	—	—	0.3	V	T_C = 125°C. Max. value which will not trigger with rated V_{DRM} anode-to-cathode.
R_{thJC}	Thermal resistance, junction-to-case	ALL	—	—	0.040	°C/W	DC operation, double side cooled.
			—	—	0.050	°C/W	180° sine wave, double side cooled.
			—	—	0.053	°C/W	120° rectangular wave, double side cooled.
R_{thCS}	Thermal resistance, case-to-sink	ALL	—	—	0.040	°C/W	Mtg. surface smooth, flat and greased. Single side cooled. For double side, divide value by 2.
wt	Weight	ALL	—	85(3.0)	—	g(oz.)	
	Case Style	ALL	IR A-29				

Figura G-2 *(continúa)*

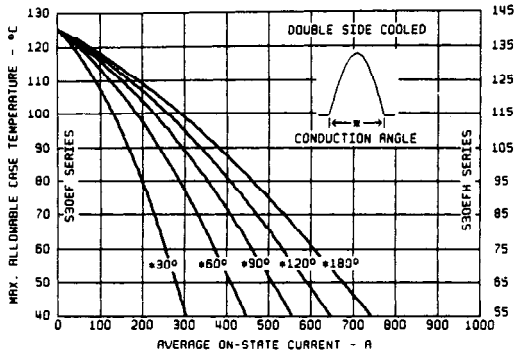


Figura 1 — Especificaciones de la temperatura de la cubierta — Formas de onda senoidales, 50 a 400 Hz

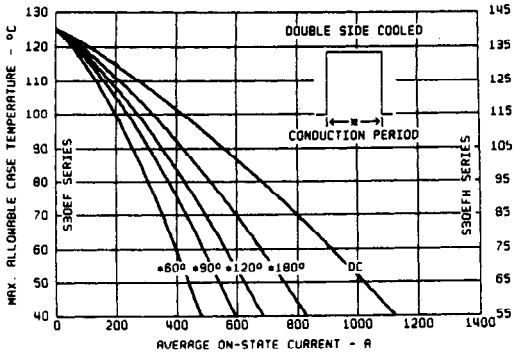


Figura 2 — Especificaciones de temperatura cubierta — Formas de onda rectangulares 50 a 400 Hz

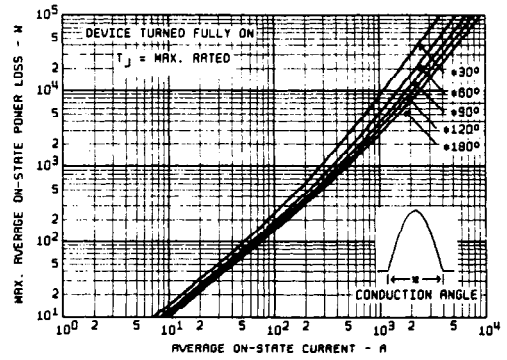


Figura 3 — Características de pérdida de potencia — Formas de onda senoidales

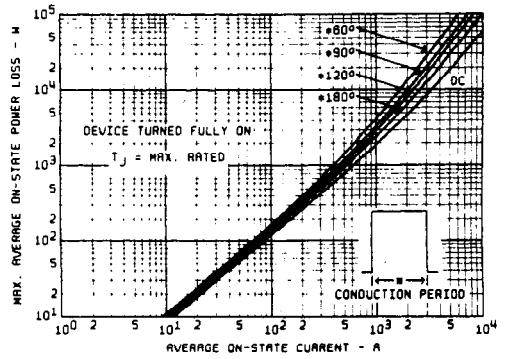


Figura 4 — Características de pérdida de potencia — Formas de onda rectangulares

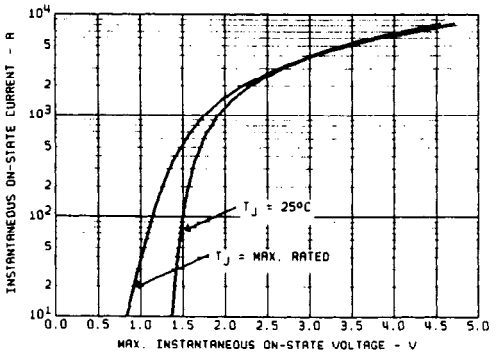


Figura 5 — Características en estado activo

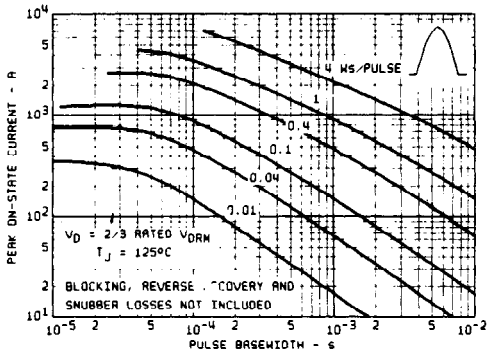


Figura 6 — Máxima pérdida de energía por pulso — Formas de onda senoidales

Figura G-2 *(continúa)*

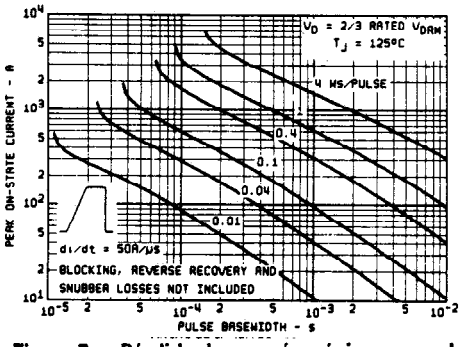


Figura 7 — Pérdida de energía máxima por pulso — Formas de onda trapezoidal, di/dt = 50A/µs

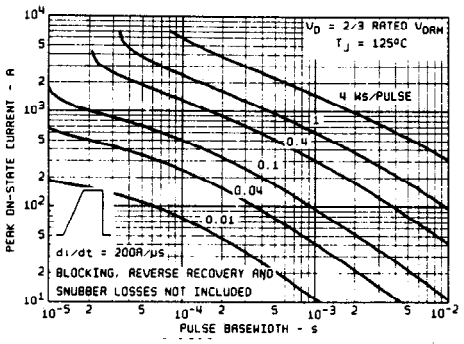


Figura 8 — Pérdida de energía máxima por pulso — Formas de onda trapezoidales, di/dt = 200A/µs

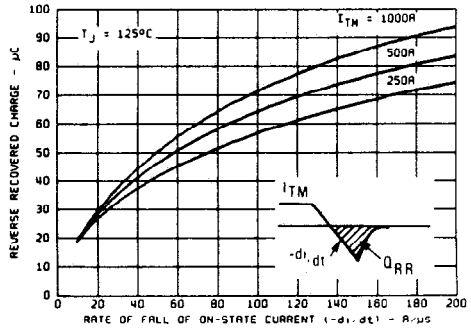


Figura 9 — Carga recuperada típica

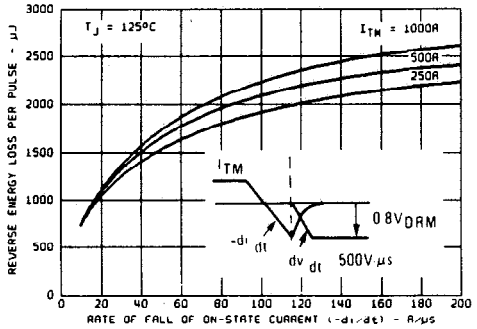


Figura 10 — Pérdidas de energía inversa típicas

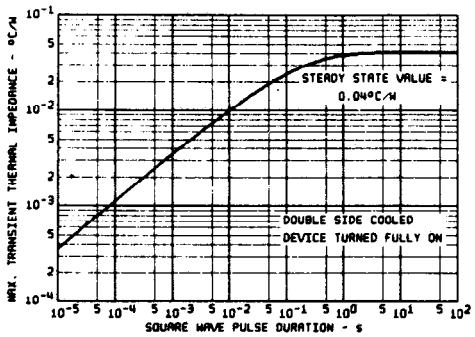


Figura 11 — Impedancia térmica transitoria, unión a cubierta

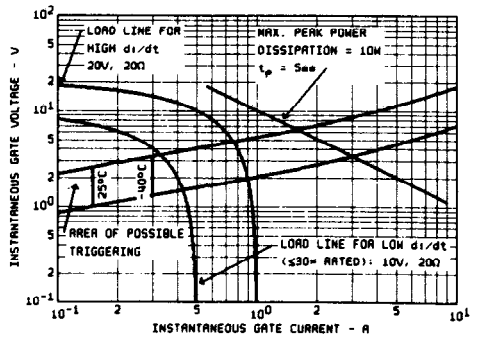


Figura 12 — Características de compuerta

Figura G-2 *(continúa)*

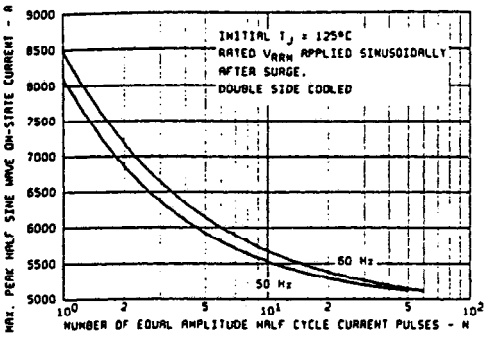


Figura 13 — Especificaciones de corriente transitoria no repetitiva

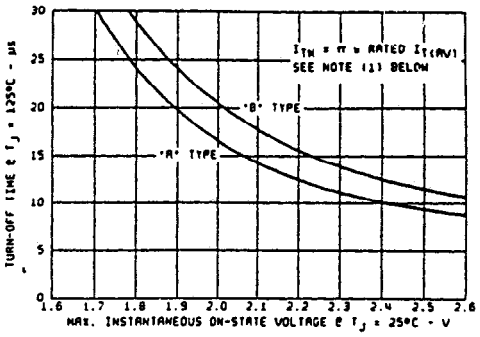


Figura 14 — Tendencia para tiempo de desactivación en función del voltaje activo

(1) These curves are intended as a guideline. To specify non-standard t_q/V_{TM} contact factory.

ORDERING INFORMATION

TYPE	TEMPERATURE		VOLTAGE		TURN-OFF	
	CODE	MAX. T_J	CODE	V_{DRM}	CODE	MAX. t_q
S30EF	—	125°C	8	800V	A	12µs
	H	140°C	8	800V	B	15µs

For example, for a device with max. T_J = 125°C, V_{DRM} = 800V, max. t_q = 12µs, order as: S30EF8A.

Figura G-2 *(continúa)*

350PJT SERIES

1200A I_{TGQ} Gate Turn-Off Hockey Puk SCRs

Major Ratings

		350PJT	Units
I_{TGQ}		1200	A
$I_{T(RMS)}$		550	A
$I_{T(AV)}$		350	A
@ Max. T_C		80	°C
I_{TSM}	@ 50 Hz	4500	A
	@ 60 Hz	4700	
I^2t	@ 50 Hz	101,000	A^2s
	@ 60 Hz	92,000	
I_{GT}		2	A
dv/dt		1000	V/μs
di/dt		600	A/μs
t_{gq}		15	μs
T_J		-40 to 125	°C
V_{RRM}, V_{DRM}		1000 to 1600V	V

Description/Features

The 350PJT Series of GTO (gate turn-off) thyristors is designed for power control applications such as uninterruptible power supplies (UPS), variable speed ac motor drives, etc. Since they can be turned off by a negative current pulse to the gate, devices in the 350PJT Series allow reductions in overall size, weight, cost and acoustical noise when compared to conventional thyristors that require bulky commutating circuits.

- 350A average current.
- 1200A controllable on-state current.
- Maximum turn-off time of 15 μsec.
- Critical dv/dt of 1000 V/μsec.
- Available with maximum repetitive peak off-state voltage (V_{DRM}) to 1600V.

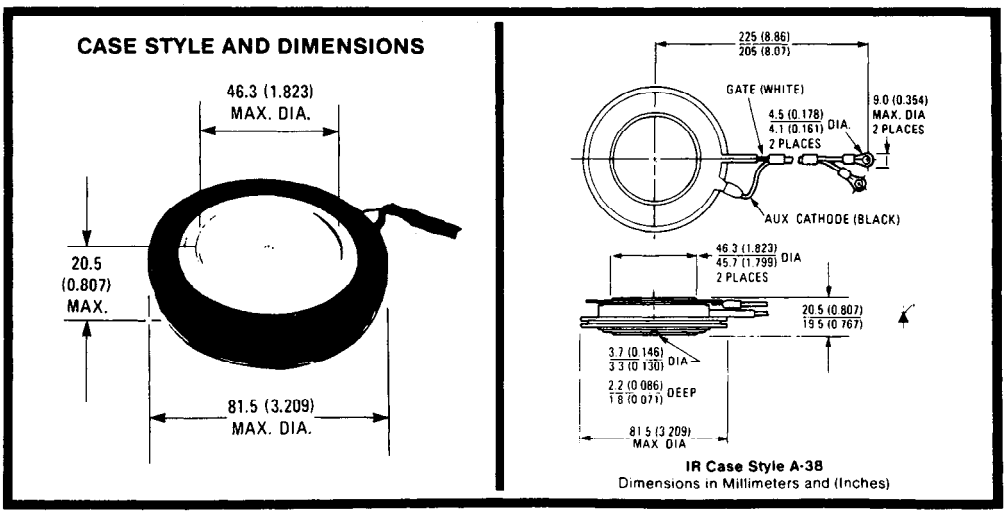


Figura G-3 Hoja de datos para GTO, tipo 350PJT. (Cortesía de International Rectifier.)

VOLTAGE RATINGS ①

Part Number	V_{RRM}, V_{DRM} – Max. Repetitive Peak Reverse and Off-State Voltage ① (V)	V_{RSM}, V_{DSM} – Max. Non-Repetitive Peak Reverse and Off-State Voltage $t_p \leq 5$ ms (V)
	T_J = -40°C to 125°C	T_J = 25°C to 125°C
350PJT100	1000	1200
350PJT120	1200	1400
350PJT140	1400	1600
350PJT160	1600	1750

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

		350PJT	Units	Conditions
	ON-STATE			
$I_{T(RMS)}$	Nominal RMS on-state current	550	A	
$I_{T(AV)}$	Max. average on-state current	350	A	180° half sine wave conduction.
	@ Max T_C	80	°C	
I_{TGQ}	Max. controllable peak on-state current	1200	A	T_J = 125°C, V_{DM} = 1/2 V_{DRM}. G_{GQ} = 5, C_S = 3.0 μF. ① Note: $V_S \leq$ 600V @ T_J = 25°C. $V_S \leq$ 500V @ T_J = 125°C. (V_S is the voltage spike which appears on the dynamic on-state voltage trace during fall time.)
I_{TSM}	Max. peak one cycle, non-repetitive surge current	4500	A	50 Hz half cycle sine wave or 6 ms rectangular pulse. Following any rated load condition, and with rated V_{RRM} applied following surge. SCR turned fully on.
		4700		60 Hz half cycle sine wave or 5 ms rectangular pulse
I^2t	Max. I^2t capability for fusing	101,000	A^2s	t = 10 ms. Rated V_{RRM} applied following surge, initial $T_J \leq$ 125°C.
		92,000		t = 8.3 ms
V_{TM}	Max. peak on-state voltage	3.42	V	T_J = 25°C, $I_{T(AV)}$ = 350A (1100A peak), I_G = 4A
I_L	Typical latching current	30	A	T_J = 25°C
I_H	Typical holding current	30	A	T_J = 25°C
	BLOCKING			
dv/dt	Min. critical rate-of-rise of off-state voltage	1000	V/μs	Gate voltage = -2V. T_J = 125°C. V_D = 1/2 V_{DRM}. Gate-to-cathode resistance = 2Ω
		400		
I_{DM} & I_{RM}	Max. peak off-state and reverse current	80	mA	T_J = 125°C, V_{DM} = rated V_{DRM}. Peak off-state current applies for -2V or more negative gate voltage or for gate-to-cathode resistance = 2Ω.
	SWITCHING			
di/dt	Max. repetitive rate-of-rise of turned-on current	600	A/μs	$di_G/dt \geq$ 5 A/μs, $+I_{GM} \geq$ 10A, $I_{TM} \leq$ 1200A, $V_D \leq$ 1/2 V_{DRM}.
t_{gt}	Max. turn-on time	8	μs	t_{gt} is measured from instant at which i_G = 0.1I_{GM} to instant at which v_D = 0.1V_D with resistive load. T_J = 125°C, I_T = 1200A, $+I_{GM}$ = 10A, di_G/dt = 5 A/μs, V_D = 1/2 V_{DRM}.
t_{on}	Min. permissible on-time	16	μs	t_{on} is the time necessary to ensure that all cathode islands are in conduction T_J = 125°C, I_T = 1200A, V_D = 1/2 V_{DRM}, I_{GM} = 10A, di_G/dt = 60 A/μs.
t_{gq}	Max. gate-controlled turn-off time	15	μs	t_{gq} is measured from instant at which I_G = 24A to instant at which I_T = 120A with resistive load. T_J = 125°C, I_T = 1200A, di_G/dt = 60 A/μs, G_{GQ} = 5. ①

① Peak off-state voltages apply for -2V or more negative gate voltage or for gate-to-cathode resistance = 2Ω.

② $G_{GQ} = \frac{I_T}{\text{applied } I_{GQ}}$ forced turn-off gain. I_T = on-state current. Applied I_{GQ} = maximum negative gate current during turn-off interval.

③ Peak reverse voltages apply for zero or negative gate voltage

Figura G-3 *(continúa)*

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (Continued)

		350PJT	Units	Conditions
	SWITCHING (Continued)			
t_f	Max. fall time	1.2	μs	t_f is measured from instant at which I_T = 1080A to instant at which I_T = 120A with resistive load. T_J = 125°C, I_T = 1200A, V_D = 1/2 V_{DRM}, di_G/dt = 60 A/μs, G_{GQ} = 5. ①
t_{off}	Min. permissible off-time	80	μs	t_{off} is measured from the instant at which the turn-off pulse is ① applied to the gate to the earliest instant at which the GTO may be retriggered. T_J = 125°C, I_T = 1200A, di_G/dt = 60 A/μs, G_{GQ} = 5.
	TRIGGERING			
$P_{GF(AV)}$	Max. average forward gate power	30	W	
P_{GRM}	Max. peak reverse gate power	18,000	W	$t_p \leqslant 5$ μs. Forward gate power is produced by positive gate current, reverse gate power is produced by negative gate current.
$P_{GR(AV)}$	Max. average reverse gate power	80	W	
$+I_{GM}$	Max. peak positive gate current	100	A	$t_p \leqslant 100$ μs. Positive gate current may not be applied during reverse recovery interval.
$-I_{GM}$	Max. peak negative gate current	50	mA	T_J = 125°C, $-V_{GM}$ = rated $-V_{GRM}$, SCR blocking.
$-V_{GRM}$	Max. repetitive peak negative gate voltage	20	V	SCR blocking.
I_{GT}	Max. required DC gate current totrigger	4.6	A	T_C = -40°C
		2.0		T_C = 25°C
		0.5		T_C = 125°C
				Max. required gate trigger current is the lowest value which will trigger all units with +12 volts anode-to-cathode and I_T = 50A after triggering
V_{GT}	Max. required DC gate voltage to trigger	1.25	V	T_C = -40°C
		1.0		T_C = 25°C
				Max. required gate trigger voltage is the lowest value which will trigger all units with +12 volts anode-to-cathode and I_T = 50A after triggering

THERMAL-MECHANICAL SPECIFICATIONS

T_J	Junction operating temperature range	-40 to 125	°C	
T_{stg}	Storage temperature range	-40 to 125	°C	
R_{thJC}	Max. internal thermal resistance, junction-to-case	0.035	deg. C/W	DC operation; double side cooled, mounting force = 11750N (2650lbf).
R_{thCS}	Thermal resistance, one pole piece to one heat dissipator	0.02	deg. C/W	Mounting surface smooth, flat and greased.
T	Mounting force Min.	10,600 (2400)	N	
	Max.	12,900 (2900)	(lbf)	
wt	Approximate weight	360 (12 7)	g (oz.)	
	Case Style	IR: A-38		

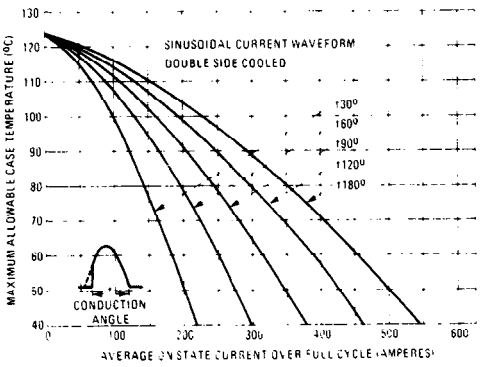


Figura 1 — Corriente promedio en estado activo en función de la temperatura máxima permisible de la cubierta (forma de onda de corriente senoidal)

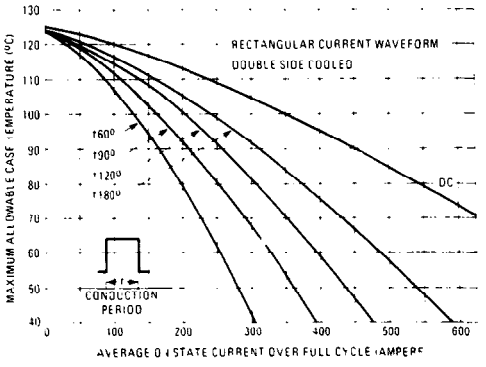


Figura 2 — Corriente promedio en estado activo en función de la temperatura máxima permisible de la cubierta (forma de onda de corriente rectangular)

Figura G-3 *(continúa)*

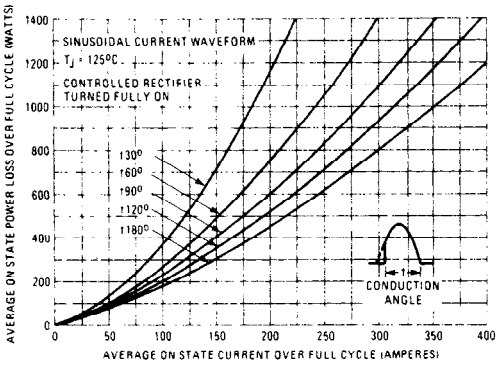


Figura 3 — Máxima pérdida de potencia en estado activo de bajo nivel en función de la corriente promedio activa (forma de onda de corriente senoidal)

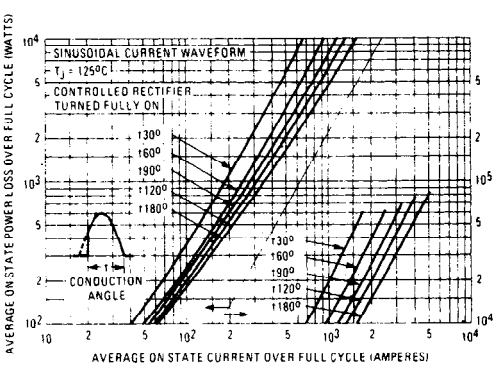


Figura 4 — Pérdida de potencia máxima en estado activo de alto nivel en función de la corriente promedio en estado activo (forma de onda de corriente senoidal)

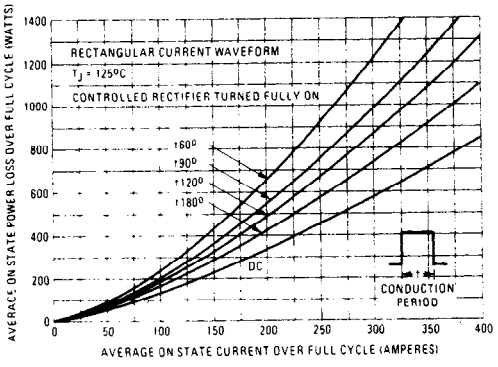


Figura 5 — Pérdida de potencia máxima en estado activo de bajo nivel en función de la corriente promedio en estado activo (forma de onda de corriente rectangular)

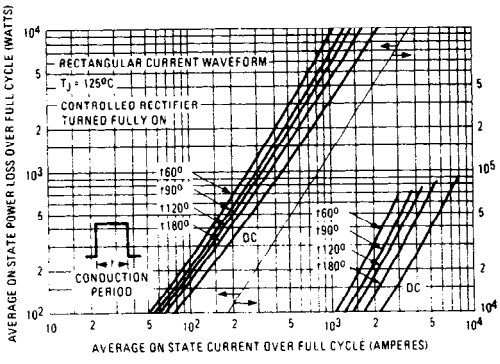


Figura 6 — Pérdida de potencia máxima en estado activo de alto nivel en función de la corriente promedio en estado activo (forma de onda de corriente rectangular)

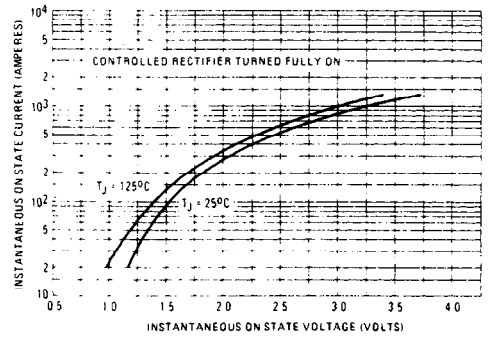


Figura 7 — Voltaje máximo instantáneo activo en función de la corriente instantánea activa

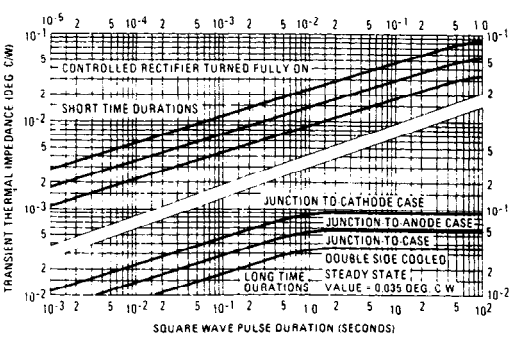


Figura 8 — Impedancia térmica máxima transitoria en función de la duración del pulso de onda cuadrada

Figura G-3 *(continúa)*

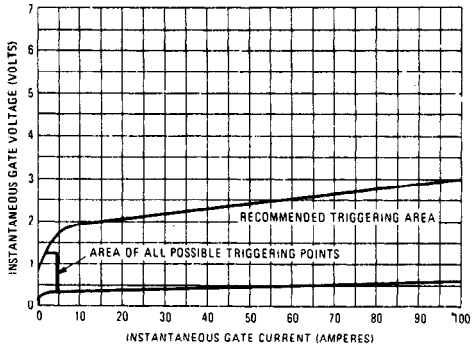


Figura 9 — Características de compuerta

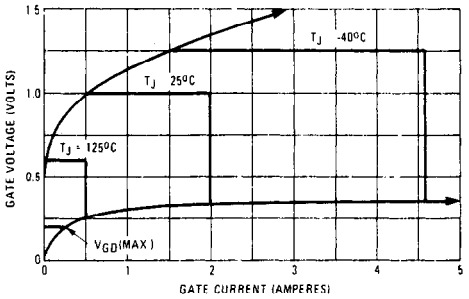


Figura 9a — Area de todos los disparos posibles

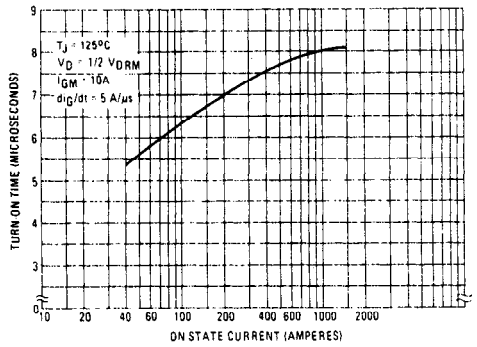


Figura 10 — Tiempo de activación en función de la corriente de estado activo

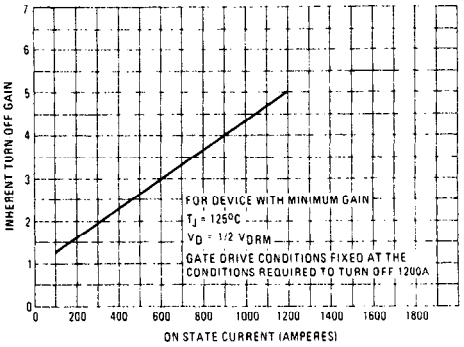


Figura 11 — Ganancia inherente en estado inactivo en función de la corriente instantánea en estado activo

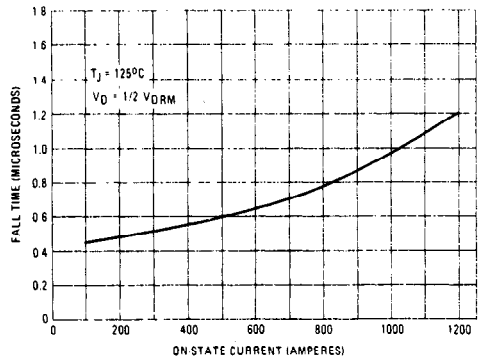


Figura 12 — Tiempo máximo de abatimiento en función de la corriente de estado activo

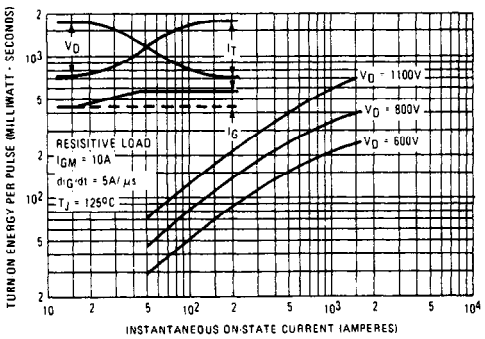


Figura 13 — Energía máxima de archivamiento por pulso en función de la corriente de estado activo

Figura G-3 *(continúa)*

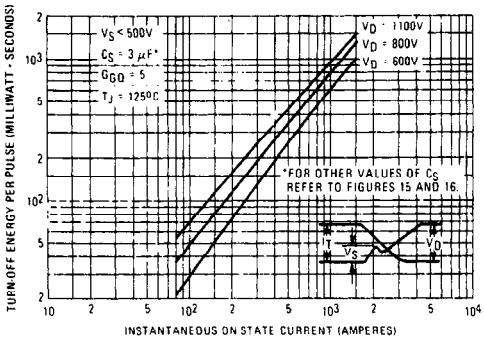


Figura 14 — Energía máxima de desactivación por pulso en función de la corriente en estado activo, V_D = 600, 800 y 1100 V; CS = 3 μF

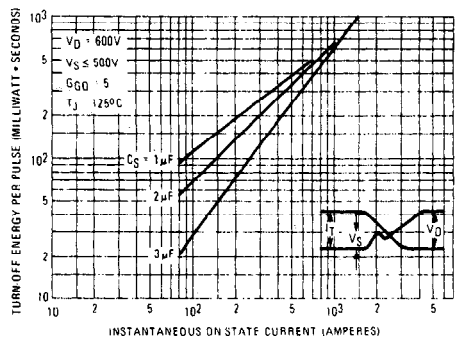


Figura 15 — Energía máxima de desactivación por pulso en función de la corriente en estado activo, V_D = 600 V; C_S = 1, 2 y 3 μF

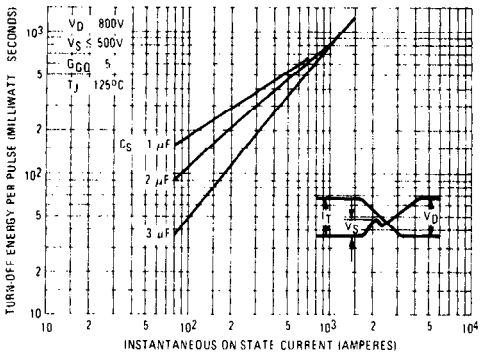


Figura 16 — Energía máxima de desactivación por pulso en función de la corriente de estado activo, V_D = 800 V; C_S = 1, 2 y 3 μF

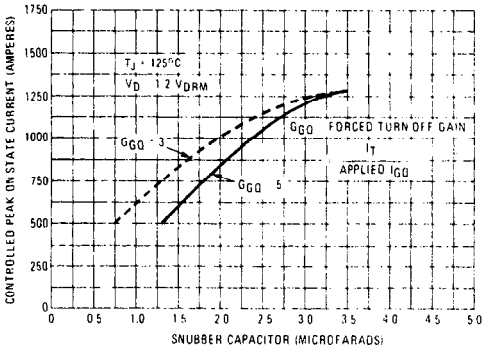


Figura 17 — Corriente máxima de pico controlable en estado activo en función del valor del capacitor del circuito de apoyo

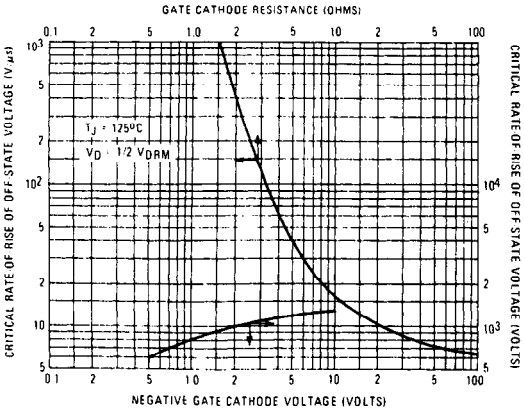


Figura 18 — Voltaje mínimo de la elevación crítica en estado inactivo en función del voltaje negativo compuerta-cátodo y en función de la resistencia compuerta-cátodo

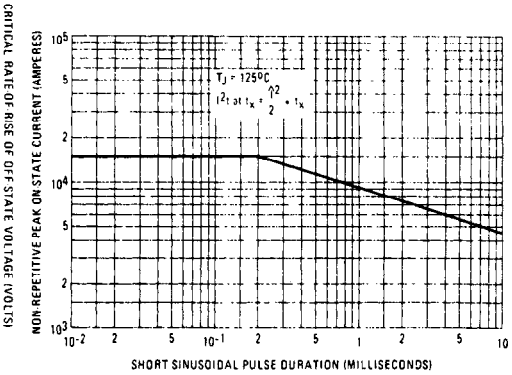
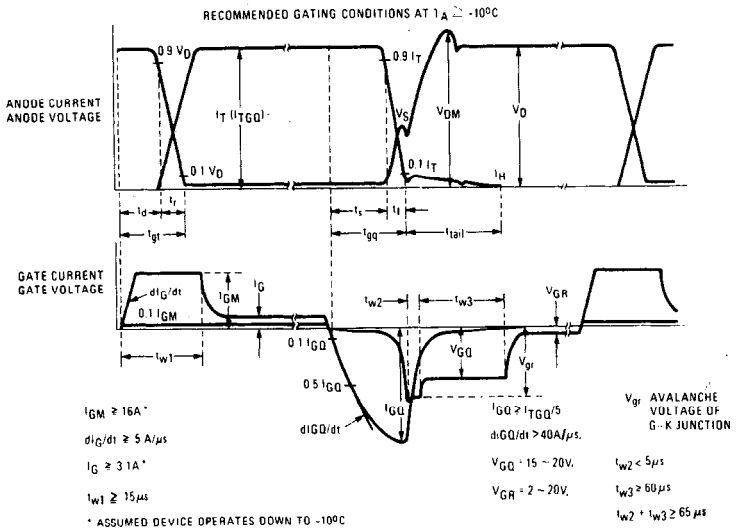


Figura 19 — Corriente de pico no repetitiva en estado activo en función de la duración del pulso senoidal

Figura G-3 *(continúa)*



SNUBBER CAPACITOR Cs (μF)	SNUBBER RESISTOR Rs (Ω)	MINIMUM ON-TIME (μs)
3.0	10	75
	5	45
2.0	10	50
	5	30
1.5	10	38
	5	23

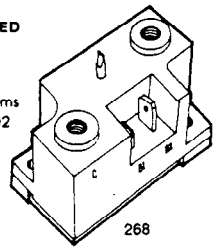
Fig. 20 – Recommended Gating Conditions at $T_A \geq -10^oC$

Figura G-3 *(continúa)*

HI-LINE®
Power Darlington
150A-PEAK UP TO 500$V_{CEO(SUS)}$ & 700V_{CEV}

The General Electric D67DE is a new High Current Power Darlington. It features collector isolation from the heat sink, an internal construction designed for stress-free operation at temperature extremes, hefty screw terminals for emitter and collector connection and quick electrical terminals for B1 and B2. The device is designed to meet UL creep, strike and isolation voltage. Major applications are for motor controls, switching power supplies and UPS systems.

UL RECOGNIZED
- Isolation- 2500 V_{RMS}
- Strike & creep for 460V systems
- File no. E60692



High Voltage: 400 – 500 $V_{CEO(SUS)}$; 500 – 700 V_{CEV}
High Current: 150 Amperes, I_C (Peak)
High Gain: h_{FE} 50 Minimum @ 100 Amperes I_C (h_{FE} 200 typical)

absolute maximum ratings: (T_C = 25°C Unless Otherwise Specified)

		D67DE5	D67DE6	D67DE7	Units
Voltages					
Collector Emitter	V_{CEV}	500	600	700	Volts
Collector Emitter	$V_{CEO\ (SUS)}$	400	450	500	Volts
Emitter Base	V_{EBO}	← 8 →			Volts
Currents					
Collector Current (continuous)	I_C	← 100 →			Amps
Collector Current (peak)	I_C	← 150 →			Amps
Collector Current (Non-Repetitive)	I_{CSM}	← 250 →			Amps
Base Current (continuous)	I_B	← 10 →			Amps
Base Current (peak)	I_B	← 20 →			Amps
Dissipation					
Power Dissipation (T_C = 25°C)	P_D	← 312.5 →			Watts
Temperatures					
Storage	T_{stg}	-40°C to +150°C			
Operating Junction	T_J	-40°C to +150°C			
Isolation Voltage	V_{ISOL}	← 2500 →			Volts (RMS)
Terminal & Mounting Torque Limits Units(1)					
Thermal Resistance	$R_{\Theta JC}$	← .4 →			°C/W

(1) see back page for mounting considerations

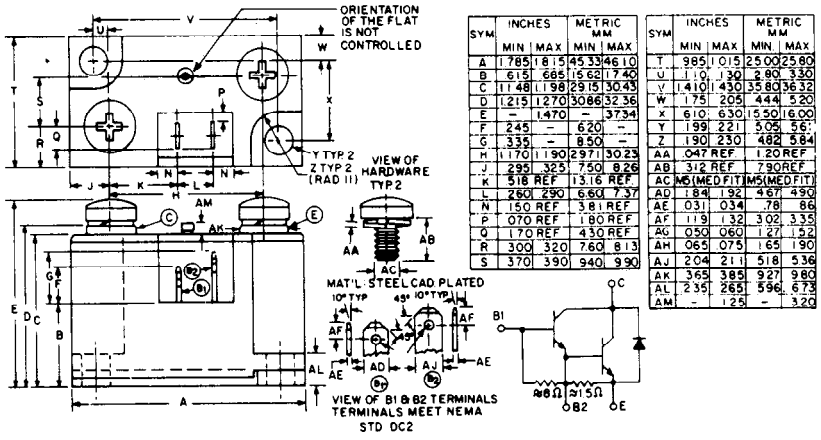
electrical characteristics: (T_C = 25°C Unless Otherwise Specified)

STATIC CHARACTERISTICS		SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Collector-Emitter Sustaining Voltage						
(I_C = 1A, I_{B1}=I_{B2}=0,)	- D67DE5	$V_{CEO(SUS)}$	400	-	-	Volts
V_{CLAMP} = V_{CEO})	- D67DE6	$V_{CEO(SUS)}$	450	-	-	Volts
	- D67DE7	$V_{CEO(SUS)}$	500	-	-	Volts
Collector Cut-Off Current						
(V_{CEV} = Rated Value,	— TJ = 25°C	I_{CEV}	-	-	2.5	mA
$V_{B1E\ (off)}$ = -1.5V)	— TJ = 150°C	I_{CEV}	-	-	10.0	mA
Emitter-Base Cut-Off Current						
(V_{EB1} = 3.5V, I_C = 0)		I_{EBO}	-	-	500	mA

Figura G-4 Hoja de datos para el transistor GE, tipo D67DE. (Cortesía de General Electric Company.)

STATIC CHARACTERISTICS CONTINUED	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Gain					
(I_C = 150A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	25	90	–	
(I_C = 100A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	50	200	–	
(I_C = 40A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	100	275	–	
Collector-Emitter Saturation Voltage					
(I_C = 150A, I_B = 10A)	$V_{CE(SAT)}$	–	1.9	3.0	Volts
(I_C = 100A, I_B = 8A)	$V_{CE(SAT)}$	–	1.4	2.0	Volts
(I_C = 40A, I_B = 4A)	$V_{CE(SAT)}$	–	1.0	1.5	Volts
Base-Emitter Saturation Voltage					
(I_C = 150A, I_B = 10A)	$V_{BE(SAT)}$	–	2.75	3.5	Volts
(I_C = 100A, I_B = 8A)	$V_{BE(SAT)}$	–	2.3	3.0	Volts
SWITCHING CHARACTERISTICS (Reference Figure 21, Page 474)					
Resistive (V_{CC} = 250V, I_C = 100A, I_{B1} = 5A, $-I_{B1}$ = 10A)					
Delay Time	t_d	–	.105	0.5	μs
Rise Time	t_r	–	.45	1.0	μs
Storage Time	t_s	–	3.2	5.0	μs
Fall Time	t_f	–	1.1	3.0	μs
Inductive (I_C = 100A, V_{CLAMP} = 250V, I_{B1} = 5A, $-I_{B1}$ = 10A, L=100μH)					
Storage Time	t_s	–	3.2	5.0	μs
Fall Time	t_f	–	.6	3.0	μs
Crossover Time	t_c	—	1.8	—	μs
Storage Time (TJ = 150°C)	t_s	—	5.8	—	μs
Fall Time (TJ = 150°C)	t_f	—	1.1	—	μs
Crossover Time (TJ = 150°C)	t_c	—	3.7	—	μs
DIODE CHARACTERISTICS					
Diode Forward Voltage (I_F = 100A)					
— TJ = 25°C	V_F	—	1.9	3.25	Volts
— TJ = 150°C	V_F	—	1.75	3.00	Volts
Diode Reverse Recovery Time (TJ = 25°C)					
(I_F = 100A, di/dt = 25A/μsec, R_{B1E} = .25)	t_{rr}	—	4.5	10.0	μsec
Diode Forward Turn-on Time (TJ = 25°C)					
(I_F = 100A, di/dt = 100A/μsec)	t_{on}	—	1.7	2.5	μsec
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	–	–	0.4	°C/W

DIMENSIONAL OUTLINE



SYM	INCHES MIN	INCHES MAX	METRIC MM MIN	METRIC MM MAX
A	1.785	1.815	45.33	46.10
B	.615	.665	15.62	17.40
C	1.148	1.198	29.15	30.43
D	1.215	1.270	30.86	32.36
E	–	1.470	–	37.34
F	.245	–	6.20	–
G	.335	–	8.50	–
H	1.170	1.190	29.71	30.23
J	.295	.325	7.50	8.26
K	.518 REF		13.16 REF	
L	.260	.290	6.60	7.37
N	.150 REF		3.81 REF	
P	.070 REF		1.80 REF	
Q	.170 REF		4.30 REF	
R	.300	.320	7.60	8.13
S	.370	.390	9.40	9.90

SYM	INCHES MIN	INCHES MAX	METRIC MM MIN	METRIC MM MAX
T	.985	1.015	25.00	25.80
U	1.10	1.30	2.80	3.30
V	1.410	1.430	35.80	36.32
W	.175	.205	4.44	5.20
X	.610	.630	15.50	16.00
Y	.199	.221	5.05	5.61
Z	.190	.230	4.82	5.84
AA	.047 REF		1.20 REF	
AB	.312 REF		7.90 REF	
AC	M5 (MED FIT)		M5 (MED FIT)	
AD	.184	.192	4.67	4.90
AE	.031	.034	.78	.86
AF	.119	.132	3.02	3.35
AG	.050	.060	1.27	1.52
AH	.065	.075	1.65	1.90
AJ	.204	.211	5.18	5.36
AK	.365	.385	9.27	9.80
AL	.235	.265	5.96	6.73
AM	–	.125	–	3.20

Figura G-4 *(continúa)*

TYPICAL CHARACTERISTICS

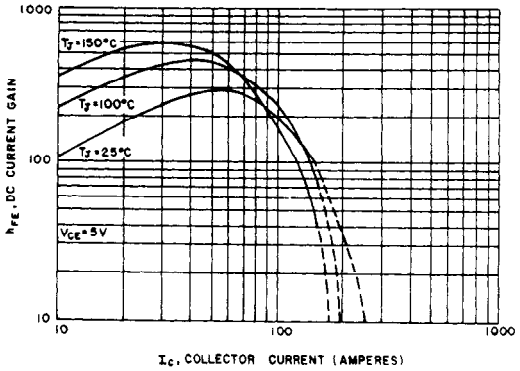


Figura 1 — Ganancia de corriente en corriente directa (V_{CE} = 5V)

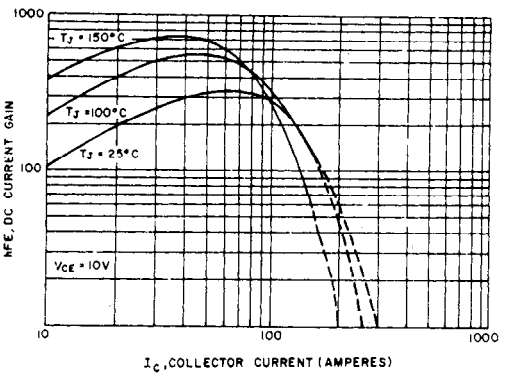


Figura 2 — Ganancia de corriente en corriente directa (V_{CE} = 10V)

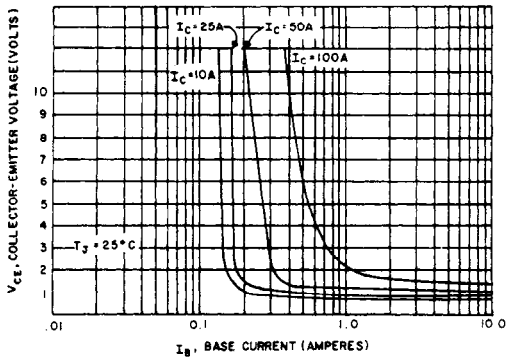


Figura 3 — Región de saturación del colector

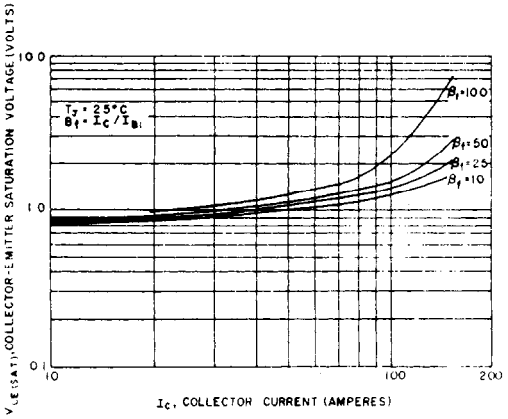


Figura 4 — $V_{CE(sat)}$ VS I_C, T_J = 25°C

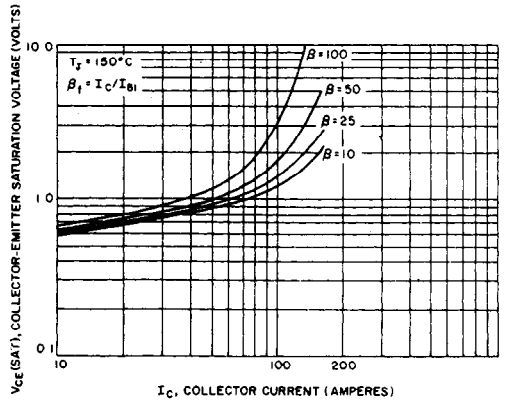


Figura 5 — $V_{CE(sat)}$ en comparación con I_C, T_J = 150°C

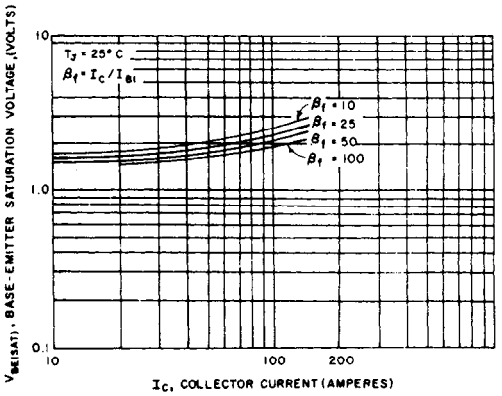


Figura 6 — $V_{BE(SAT)}$ en función de I_C, T_J = 25°C

Figura G-4 *(continúa)*

TYPICAL CHARACTERISTICS

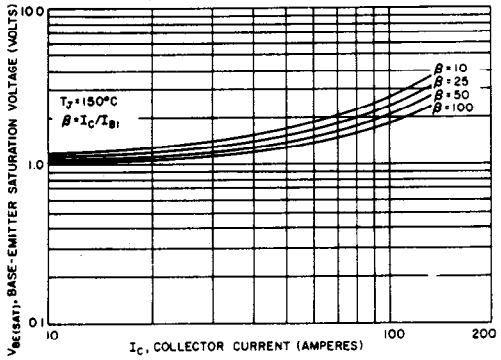


Figura 7 — $V_{BE(SAT)}$ en función de I_C, T_J = 150°C

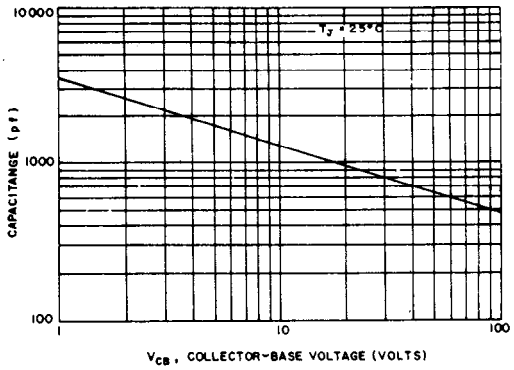


Figura 8 — Capacitancia (C_{CBO})

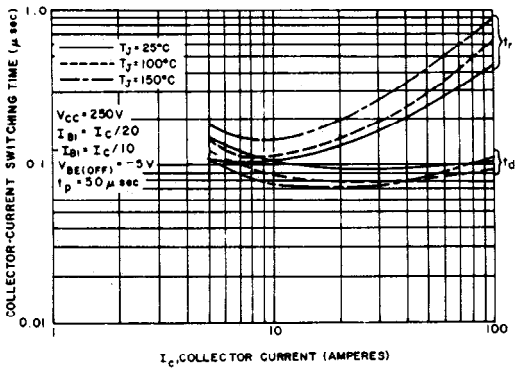


Figura 9 — Tiempo de activación (carga resistiva)

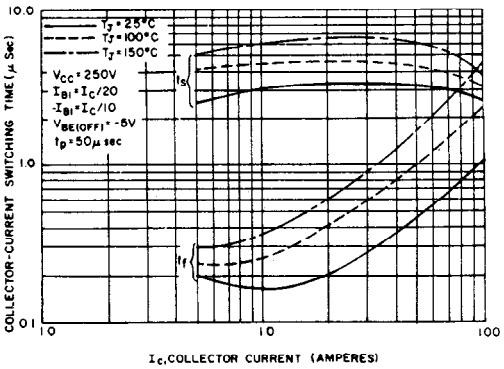


Figura 10 — Tiempo de desactivación (carga resistiva)

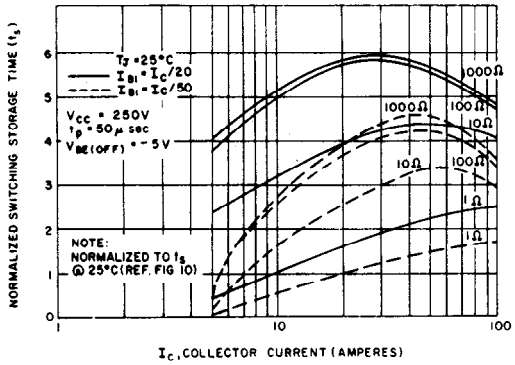


Figura 11 — Tiempo de almacenamiento de conmutación resistiva normalizado (variaciones R_{BE}) en función de la corriente del colector

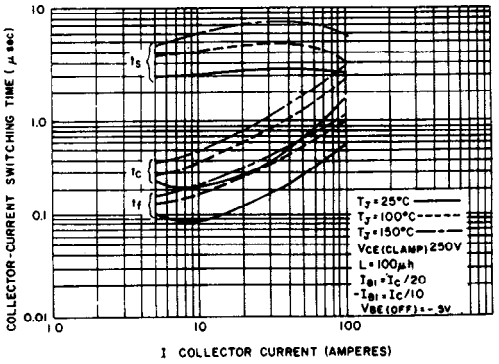


Figura 12 — Tiempo de desactivación inductivo enganchado

Figura G-4 *(continúa)*

TYPICAL CHARACTERISTICS

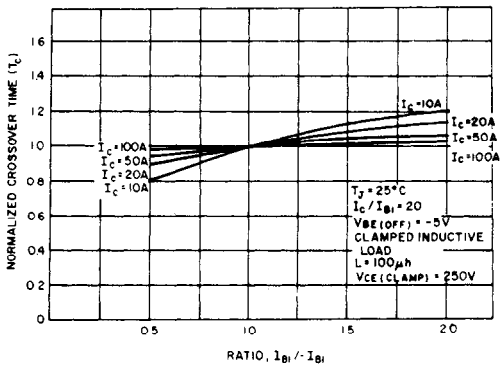


Figura 13 — Tiempo de cruce variación con $-I_{B1}$

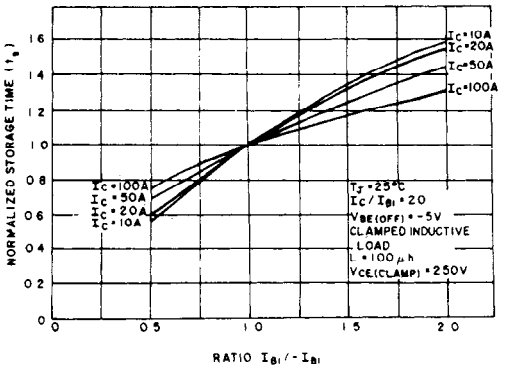


Figura 14 — Variación del tiempo de almacenamiento en relación con $-I_{B1}$

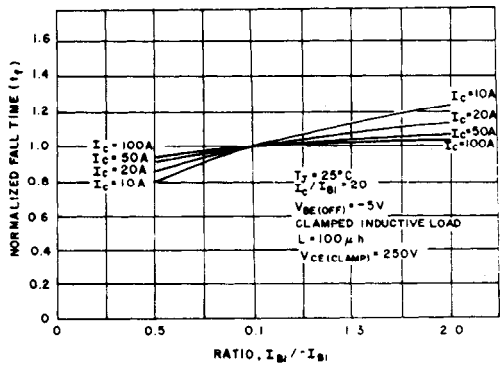


Figura 15 — Variación del tiempo de abatimiento en relación con $-I_{B1}$

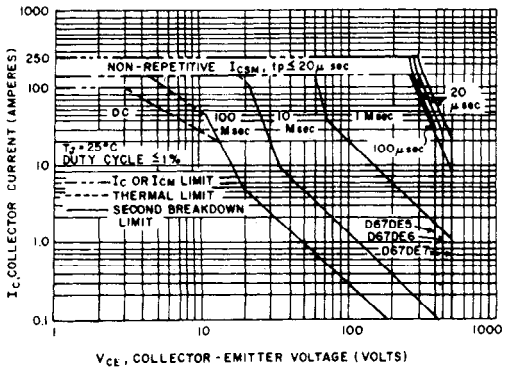


Figura 16 — Area de operación segura de la polarización directa

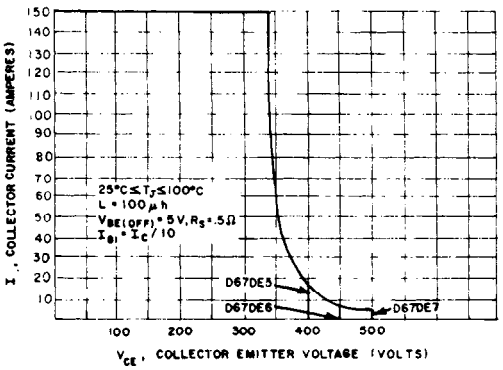


Figura 17 — Area de operación segura de la polarización inversa (enganchado)

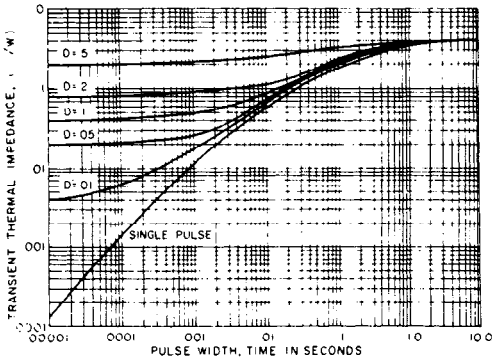


Figura 18 — Respuesta térmica transitoria

Figura G-4 *(continúa)*

TYPICAL CHARACTERISTICS

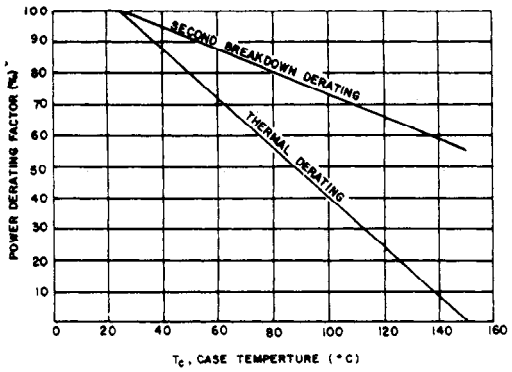


Figura 19: Desclasificación de potencia

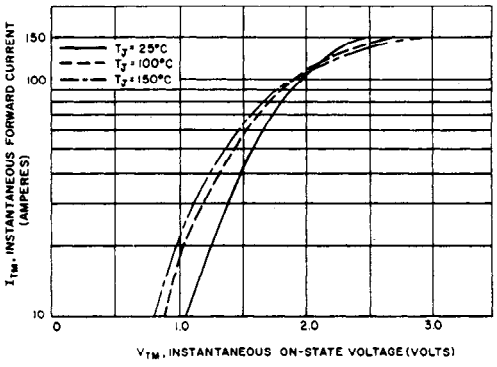


Figura 20: Características directas de diodo

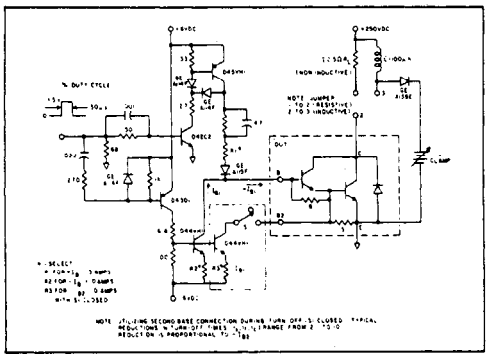
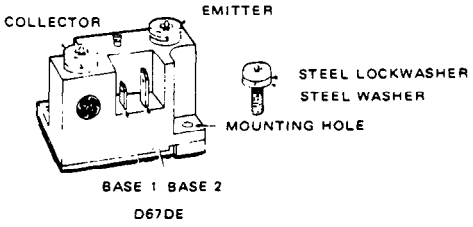


Figura 21: Circuitos de prueba de tiempo de conmutación para:
- Conmutación resistiva e inductiva
- Uso de la Base 1 únicamente
- Uso de Base 1 y Base 2



MOUNTING AND ELECTRICAL TERMINATION PROCEDURES

HEAT SINK FLATNESS

Heat sink surfaces must be flat within ± 1.5 mils/inch (0.015mm/cm) over the mounting area and must have a surface finish of < 64 micro inches (1.62 microns).

THERMAL COMPOUND

To minimize the effects of flatness differential and/or voids between the base plate and the heat sink, apply a very thin layer of GE #6644 or Dow Corning #4 thermal compound to the back of the base plate and the heat sink. NOTE: excessive thermal compound *will not* squeeze out from underneath the device during mountdown. After applying thermal compound to the device and the heat sink, place the device on the heat sink and rotate slowly to distribute grease. Check both surfaces for uniform coverage before applying torque to mounting screws.

WARNING

THE PRODUCTS DESCRIBED IN THIS SPECIFICATION SHEET SHOULD BE HANDLED WITH CARE. THE CERAMIC PORTION (INTERNAL ISOLATION) OF THIS PRODUCT MAY CONTAIN BERYLLIUM OXIDE AS A MAJOR INGREDIENT.

DO NOT CRUSH, GRIND, OR ABRADE THESE PORTIONS OF THE PRODUCT BECAUSE THE DUST RESULTING FROM SUCH ACTION MAY BE HAZARDOUS IF INHALED.

MOUNTING

HARDWARE: Standard #10 or M5
3/16" – 1/2" OD
(11 " 13mm)OD

TORQUE: 19-25 lb.-in. (2-3 NM)

ELECTRICAL TERMINATION

COLLECTOR & EMITTER:
Screw: M5 .x 8mm
Lockwasher: 9.2 – 13mm OD
Torque: 25 – 28 lb. - in.
(2.8 – 3.2 NM)

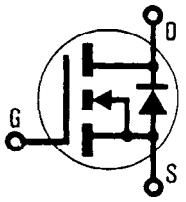
BASE:
Base 1: FASTON-AMP #640917-1
BASE 2: FASTON-AMP #640903-1
(or equivalents)

Figura G-4 *(continúa)*

INTERNATIONAL RECTIFIER IOR

HEXFET® TRANSISTORS IRFZ40 IRFZ42

N-Channel 50 VOLT POWER MOSFETs



50 Volt, 0.028 Ohm HEXFET TO-220AB Plastic Package

The HEXFET technology has expanded its product base to serve the low voltage, very low $R_{DS(on)}$ MOSFET transistor requirements. International Rectifier's highly efficient geometry and unique processing of the HEXFET have been combined to create the lowest on resistance per device performance. In addition to this feature all HEXFETs have documented reliability and parts per million quality!

The HEXFET transistors also offer all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, freedom from second breakdown, very fast switching, ease of paralleling, and temperature stability of the electrical parameters.

They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers, high energy pulse circuits, and in systems that are operated from low voltage batteries, such as automotive, portable equipment, etc.

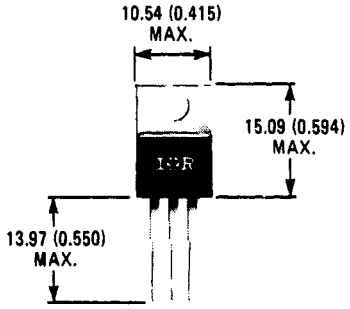
Features:

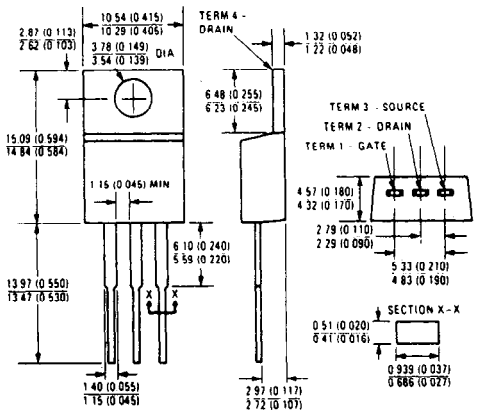
- Extremely Low $R_{DS(on)}$
- Compact Plastic Package
- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- No Second Breakdown
- Excellent Temperature Stability
- Parts Per Million Quality

Product Summary

PART NUMBER	V_{DS}	$R_{DS(ON)}$	I_D
IRFZ40	50V	0.028Ω	51A
IRFZ42	50V	0.035Ω	46A

CASE STYLE AND DIMENSIONS





Case Style TO-220AB
Dimensions in Millimeters and (Inches)

Figura G-5 Hoja de datos para los MOSFET IR, tipos IRFZ40 e IRFZ42. (Cortesía de International Rectifier.)

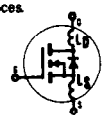
Absolute Maximum Ratings

Parameter		IRFZ40	IRFZ42	Units
V_{DS}	Drain - Source Voltage ①	50	50	V
V_{DGR}	Drain - Gate Voltage (R_{GS} = 20 KΩ) ①	50	50	V
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current	51	46	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current	32	29	A
I_{DM}	Pulsed Drain Current ③	160	145	A
V_{GS}	Gate - Source Voltage	±20		V
P_D @ T_C = 25°C	Max. Power Dissipation	125 (See Fig. 14)		W
	Linear Derating Factor	1.0 (See Fig. 14)		W/K
I_{LM}	Inductive Current, Clamped	(See Fig. 15 and 16) L = 100μH		A
		160	145	
T_J T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to 150		°C
	Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)		°C

Electrical Characteristics @ T_C = 25°C (Unless Otherwise Specified)

Parameter		Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{DSS}	Drain - Source Breakdown Voltage	IRFZ40	50	–	–	V	V_{GS} = 0V
		IRFZ42	50	–	–	V	I_D = 250 μA
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	–	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 μA
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Forward	ALL	–	–	500	nA	V_{GS} = 20V
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Reverse	ALL	–	–	-500	nA	V_{GS} = -20V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	–	–	250	μA	V_{DS} = Max. Rating, V_{GS} = 0V
			–	–	1000	μA	V_{DS} = Max. Rating × 0.8, V_{GS} = 0V, T_C = 125°C
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current ②	IRFZ40	51	–	–	A	V_{DS} > $I_{D(on)}$ × $R_{DS(on)max.}$, V_{GS} = 10V
		IRFZ42	45	–	–	A	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-State Resistance ②	IRFZ40	–	0.024	0.028	Ω	V_{GS} = 10V, I_D = 29A
		IRFZ42	–	0.030	0.035	Ω	
g_{fs}	Forward Transconductance ②	ALL	17	22	–	S(℧)	V_{DS} > $I_{D(on)}$ × $R_{DS(on)}$ max., I_D = 29A
C_{iss}	Input Capacitance	ALL	–	2350	3000	pF	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0 MHz
C_{oss}	Output Capacitance	ALL	–	920	1200	pF	See Fig. 10
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	ALL	–	250	400	pF	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	ALL	–	18	25	ns	V_{DD} ≅ 25V, I_D = 29A, Z_o = 4.7Ω
t_r	Rise Time	ALL	–	25	60	ns	See Fig. 17
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	ALL	–	35	70	ns	(MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.)
t_f	Fall Time	ALL	–	12	25	ns	
Q_g	Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	ALL	–	40	60	nC	V_{GS} = 10V, I_D = 64A, V_{DS} = 0.8 Max. Rating. See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)
Q_{gs}	Gate-Source Charge	ALL	–	22	–	nC	
Q_{gd}	Gate-Drain ("Miller") Charge	ALL	–	18	–	nC	
L_D	Internal Drain Inductance	ALL	–	3.5	–	nH	Measured from the contact screw on tab to center of die.
			–	4.5	–	nH	Measured from the drain lead, 6mm (0.25 in.) from package to center of die.
L_S	Internal Source Inductance	ALL	–	7.5	–	nH	Measured from the source lead, 6mm (0.25 in.) from package to source bonding pad.

Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances.



Thermal Resistance

R_{thJC}	Junction-to-Case	ALL	–	–	1.0	K/W	
R_{thCS}	Case-to-Sink	ALL	–	1.0	–	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased.
R_{thJA}	Junction-to-Ambient	ALL	–	–	80	K/W	Free Air Operation

Figura G-5 *(continúa)*

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	IRFZ40	–	–	51	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier.
		IRFZ42	–	–	46	A	
I_{SM}	Pulse Source Current (Body Diode) ③	IRFZ40	–	–	160	A	
		IRFZ42	–	–	145	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ②	IRFZ40	–	–	2.5	V	T_C = 25°C, I_S = 51A, V_{GS} = 0V
		IRFZ42	–	–	2.2	V	T_C = 25°C, I_S = 46A, V_{GS} = 0V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ALL	–	350	–	ns	T_J = 150°C, I_F = 51A, dI_F/dt = 100A/μs
Q_{RR}	Reverse Recovered Charge	ALL	–	2.1	–	μC	T_J = 150°C, I_F = 51A, dI_F/dt = 100A/μs
t_{on}	Forward Turn-on Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by L_S + L_D.				

① T_J = 25°C to 150°C. ② Pulse Test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%. ③ Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Fig. 5).

TO-220A

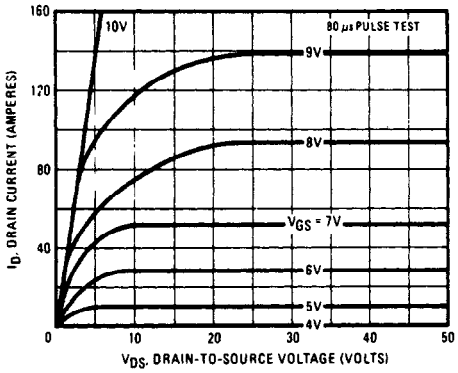


Figura 1 — Características típicas de salida

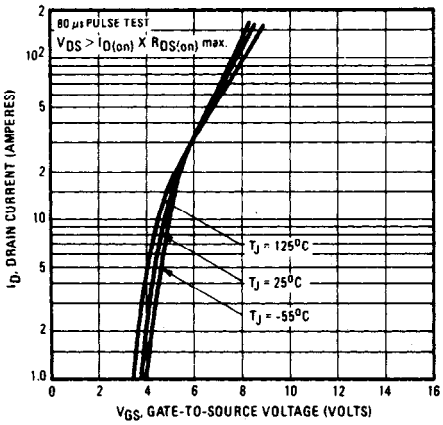


Figura 2 — Características típicas de transferencia

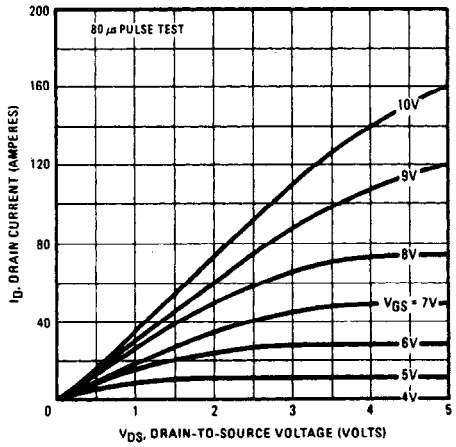


Figura 3 — Características típicas de saturación

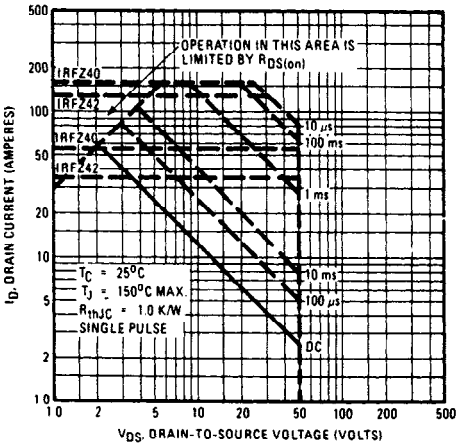


Figura 4 — Area máxima de operación segura

Figura G-5 *(continúa)*

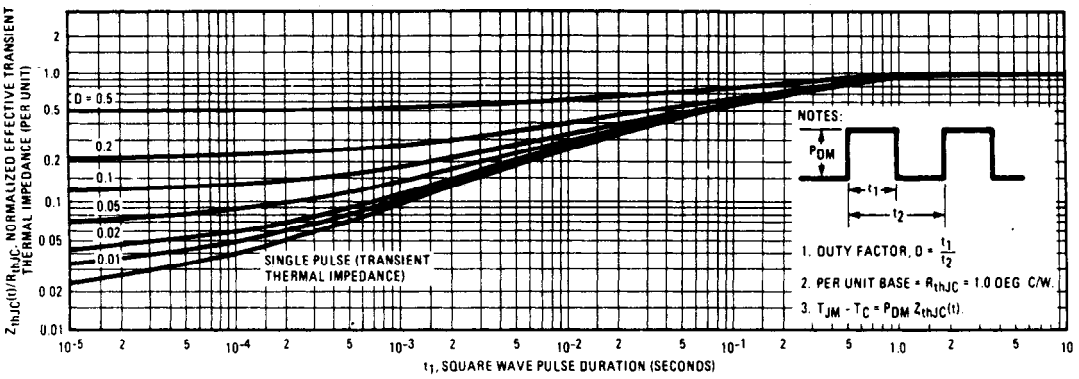


Figura 5 — Impedancia térmica máxima transitoria efectiva, unión a cubierta en función de la duración del pulso

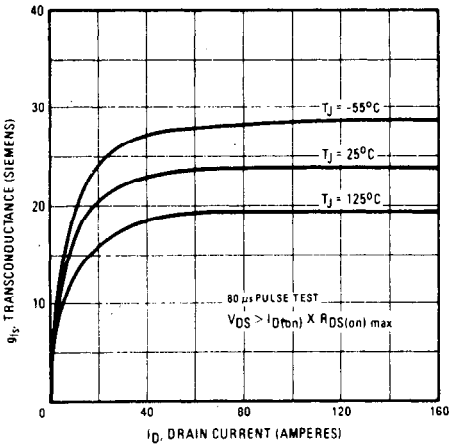


Figura 6 — Transconductancia física en función de *la corriente de drenaje*

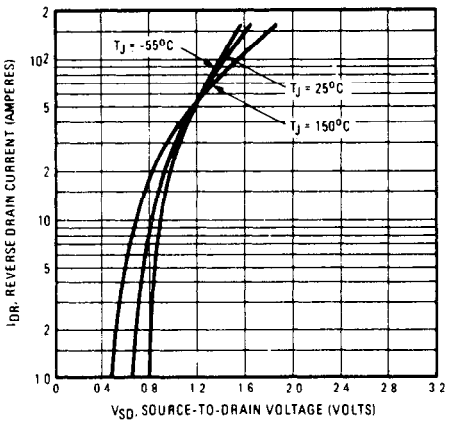


Figura 7 — Voltaje directo típico del diodo fuente–drenaje

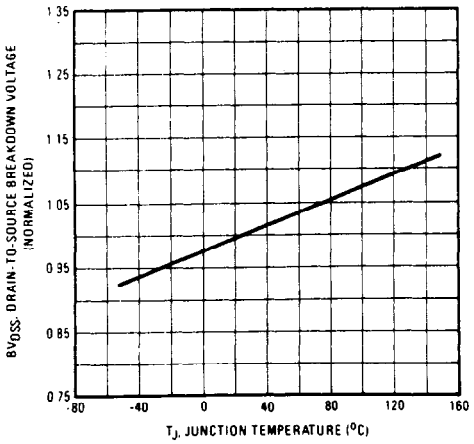


Figura 8 — Voltaje de ruptura en función de la temperatura

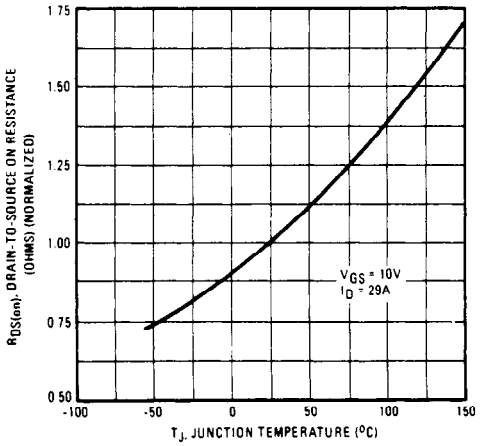


Figura 9 — Resistencia activa normalizada en función de la temperatura

Figura G-5 *(continúa)*

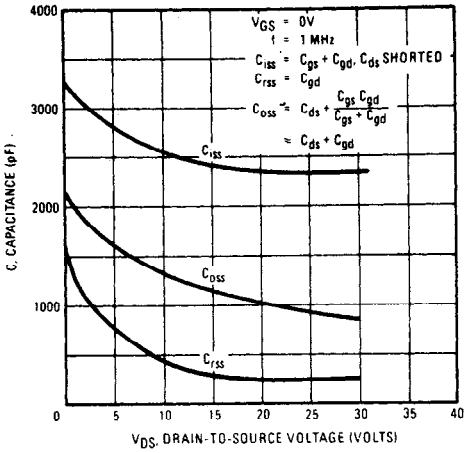


Figura 10 — Capacitancia típica en función del voltaje drenaje a fuente

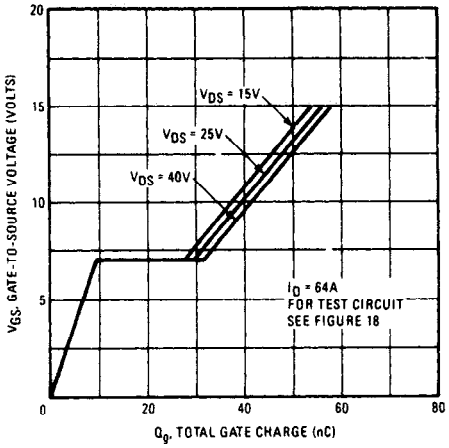


Figura 11 — Carga típica de compuerta en función del voltaje compuerta a fuente

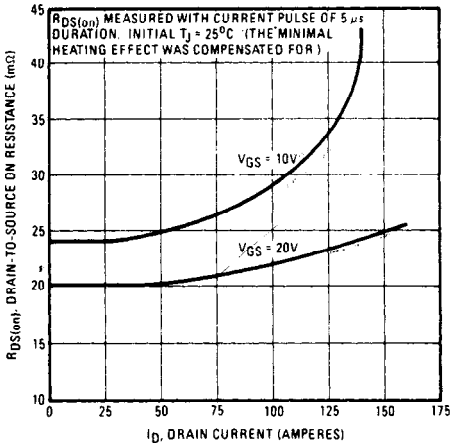


Figura 12 — Resistencia activa típica en función de la corriente de drenaje

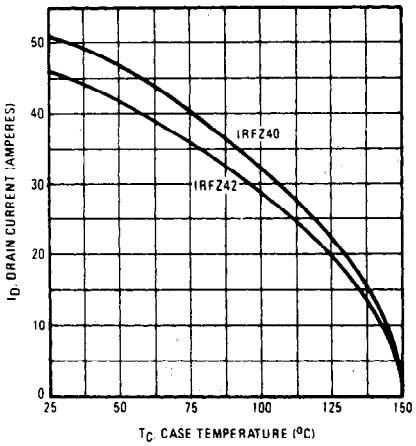


Figura 13 — Corriente máxima de drenaje en función de la temperatura de la cubierta

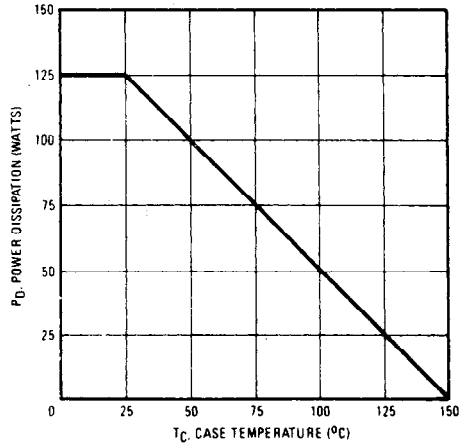


Figura 14 — Potencia en función de la curva de desclasificación por temperatura

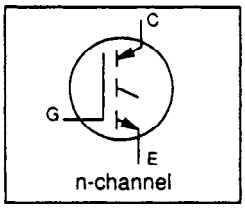
Figura G-5 *(continúa)*

International
IOR Rectifier

IRGPC50F

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR — Fast-Speed IGBT

- Latch-proof
- Simple gate-drive
- Fast operation 3kHz~8kHz
- Switching-Loss Rating includes all "tail" losses

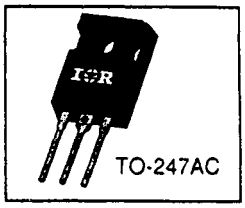


n-channel

V_{CEO} = 600 V
$I_{C(DC)}$ = 70 A
$V_{CE(sat)} \leq$ 1.7V
$E_{TS} \leq$ 10 mJ

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of higher-voltage, higher-current applications.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	70	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	280	
V_{CE}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	±20	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	280	A
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	20	mJ
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	200	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	78	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or 3mm MA screw	10 in•lbs (11.5 kg•cm)	

Unidades
A
V
A
mJ
W
°C

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	---	0.64	K/W ⑥
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	---	0.24	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	---	---	40	

Unidades
K/W ⑥

Figura G-6 Hoja de datos para el transistor bipolar de compuerta aislada, tipo IRGPC50F. (Cortesía de International Rectifier.)

Electrical Characteristic @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	---	---	V	V_{GE}=0V, I_C=250µA
BV_{ECS}	Emitter-to-Collector Breakdown Volt. ④	25	---	---		V_{GE}=0V, I_C=1.0A
$\Delta BV_{CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	---	0.62	---	V/°C	V_{GE}=0V, I_C =1.0mA
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	---	---	1.7	V	V_{GE}=15V, I_C=39A See fig 4.
		---	2.0	---		V_{GE}=15V, I_C=70A
		---	1.7	---		V_{CE}=15V, I_C=39A, T_J=150°C
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	---	5.5		V_{CE}=V_{GE}, I_C=250µA
$\Delta BV_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Threshold Voltage	---	-14	---	mV/°C	V_{CE}=V_{GE}, I_C=250µA
g_{fe}	Forward Transconductance ⑤	21	---	39	S	V_{CE}=100V, I_C=39A
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	---	---	250	µA	V_{GE}=0V, V_{CE}=600V, T_J=25°C
		---	---	2000		V_{GE}=0V, V_{CE}=600V, T_J=150°C
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	---	---	±500	nA	V_{GE}=±20V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Q_G	Total Gate Charge (turn-on)	67	---	100	nC	I_C=39A, V_{CC}=480V
Q_{GE}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	14	---	25		See Figure 6.
Q_{GC}	Gate - Collector Charge (turn-on)	35	---	67		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	24	---	ns	See test circuit, figure 13.
t_r	Rise Time	---	50	---		I_C=39A, V_{CC}=480V
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	---	---	540		T_J=25°C
t_f	Fall Time	---	---	360		V_{GE}=15V, R_G=2.0Ω
E_{on}	Turn-On Switching Loss	---	0.20	---	mJ	Energy losses include "tail".
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	---	5.8	---		Also see figures 9, 10, & 11.
E_{ts}	Total Switching Loss	---	6.0	10		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	25	---	ns	I_C=39A, V_{CC}=480V
t_r	Rise Time	---	49	---		T_J=150°C
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---	440	---		V_{GE}=15V
t_f	Fall Time	---	410	---		R_G=2.0Ω
E_{ts}	Total Switching Loss	---	10	---	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	---	13	---	nH	Measured 5mm from package.
C_{ies}	Input Capacitance	---	3000	---	pF	V_{GE}=0V
C_{oes}	Output Capacitance	---	340	---		V_{CC}=30V See fig 5.
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	---	40	---		f = 1.0MHz

Notes:

① Repetitive rating; V_{GE}=20V, pulse width limited by max. junction temperature (See figure 12b).

② V_{CC}=80%(BV_{CES}), V_{GE}=20V, L=10µH, R_G=10Ω, (See figure 12a).

③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.

④ Pulse width ≤ 80µs; duty factor ≤0.1%.

⑤ Pulse width ≤ 5µs, single shot.

⑥ K/W equivalent to °C/W.

Figura G-6 *(continúa)*

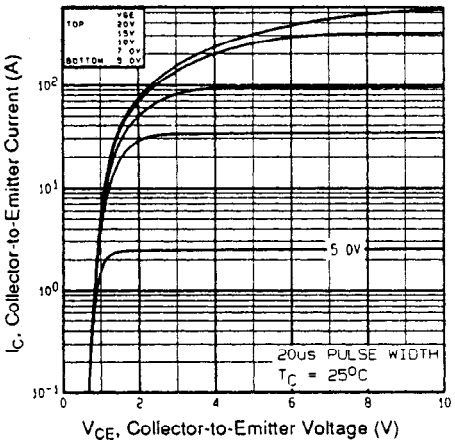


Figura 1. Características típicas de salida, T_J = 25°C

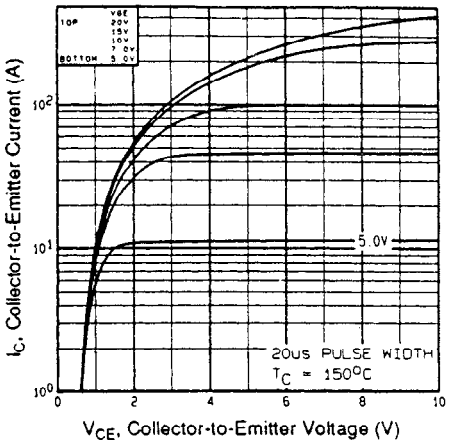


Figura 2. Características típicas de salida T_J = 150°C

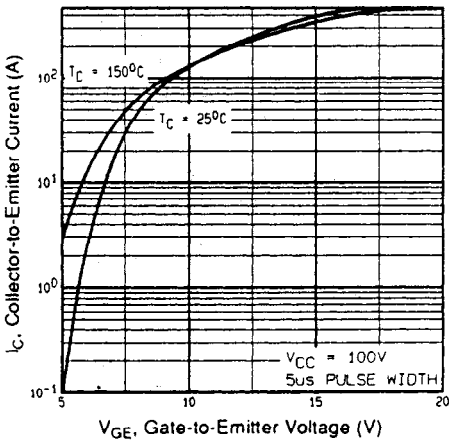


Figura 3. Características típicas de transferencia

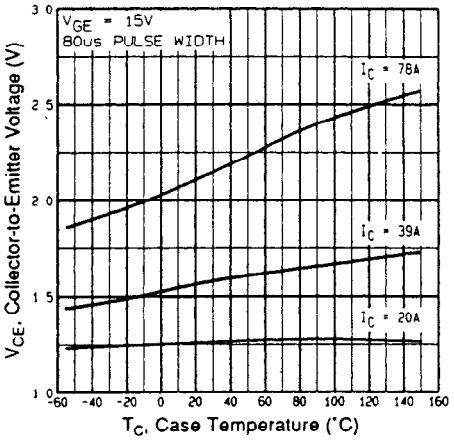


Figura 4. Voltaje de saturación colector a emisor en función de la temperatura de la cubierta

Graphs indicate performance of typical devices

Figura G-6 *(continúa)*

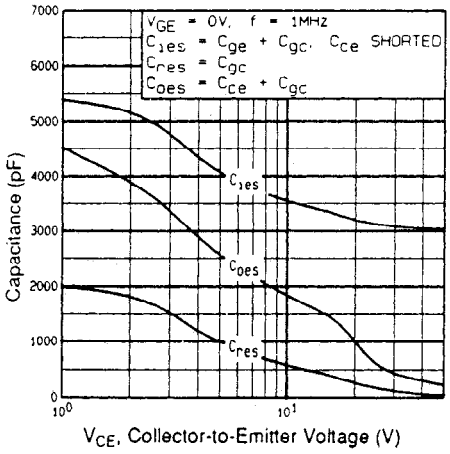


Figura 5. Capacitancia típica en función del voltaje colector a emisor

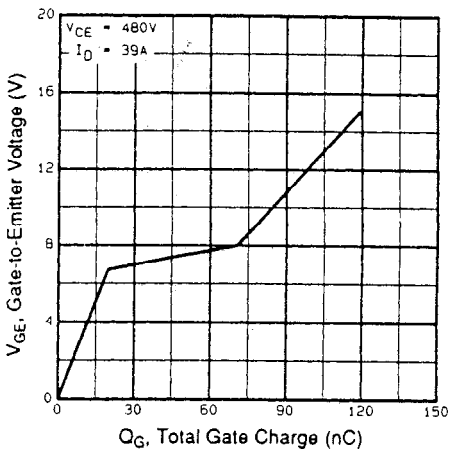


Figura 6. Carga típica de compuerta en función del voltaje compuerta a emisor

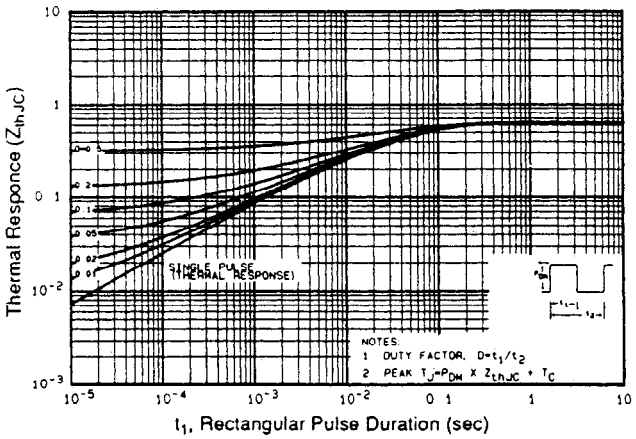


Figura 7. Impedancia máxima térmica transitoria efectiva, unión a cubierta

Graphs indicate performance of typical devices

Figura G-6 *(continúa)*

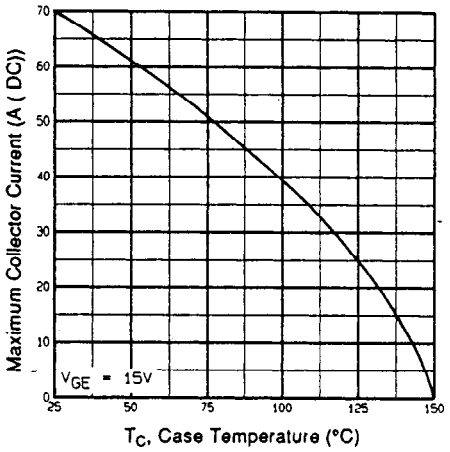


Figura 8. Corriente máxima de colector en función de la temperatura de la cubierta

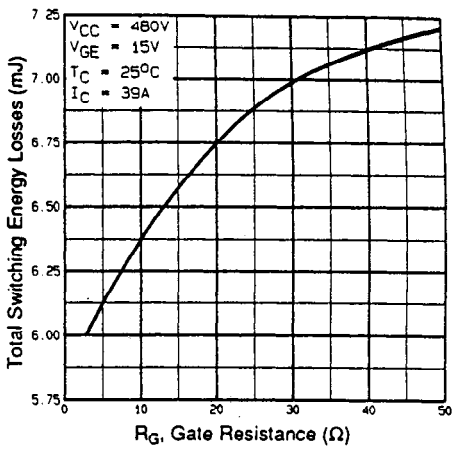


Figura 9. Pérdidas típicas de conmutación en función de la resistencia de la compuerta

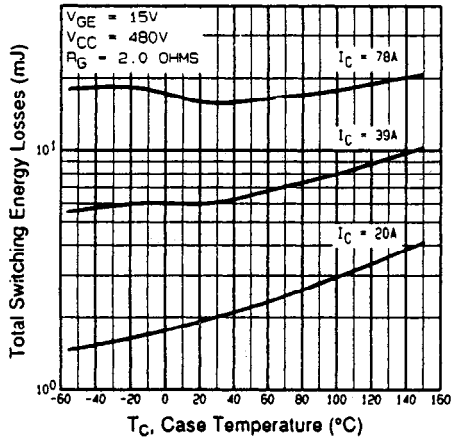


Figura 10. Pérdidas típicas de conmutación en función de la temperatura de la cubierta

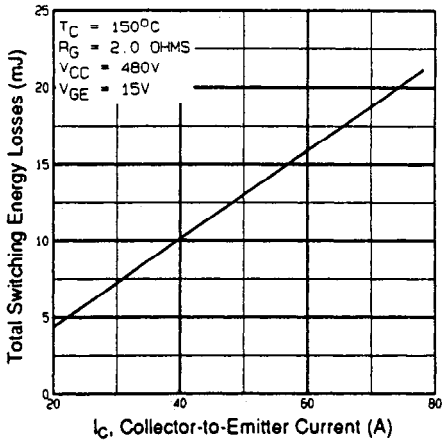


Figura 11. Pérdidas típicas de conmutación en función de la corriente colector a emisor

Graphs indicate performance of typical devices

Figura G-6 *(continúa)*

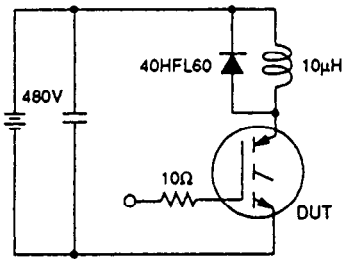


Figura 12a. Circuito de prueba de carga inductiva enganchada

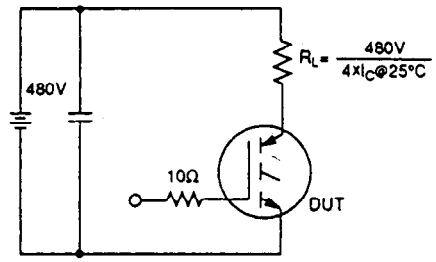


Figura 12b. Circuito de prueba de corriente de colector pulsado

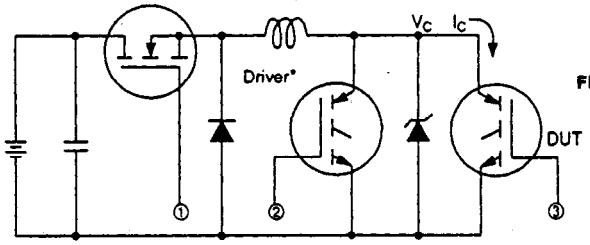


Figura 13a. Circuito de prueba de pérdida de conmutación

* Driver same type as DUT, V_C = 480V

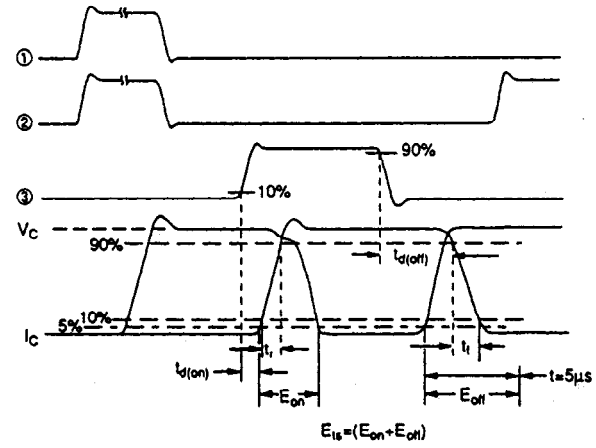


Figura 13b. Formas de onda de conmutación

International
IOR Rectifier

Figura G-6 *(continúa)*

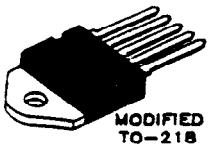
HARRIS SEMICONDUCTOR
HARRIS · RCA · GE · INTERSIL

DEVELOPMENTAL

MCT

MCTA20P50

MOS CONTROLLED THYRISTOR



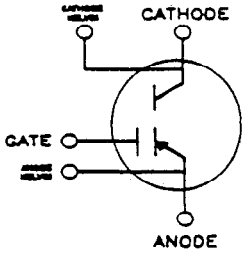
20A, -500V

V_{tm} = -1.5 V at I = 40 A and 150°C T_J

Features:

- *Mos Insulated Gate Input*
- *Gate Turn-Off Capability*
- *500 amp Peak Current Capability*
- *40 amp Turn-Off Capability*
- *500 volt Blocking Voltage*

The MCTA20P50 is an MOS Controlled SCR designed for switching currents on and off by positive and negative pulsed control of an insulated MOS gate. It is designed for use in motor controls, inverters, line switches and other power switching applications. The MCTA20P50 allows the control of high power circuits with very small amounts of input energy. It features the high peak current capability common to SCR type thyristors, and operates at junction temperatures of 150°C with active switching.



SYMBOL

Developmental type devices or materials are intended for engineering evaluation. The type designation and data are subject to change unless otherwise arranged. No obligations are assumed for notice of change or future manufacture of these devices or materials.

MAXIMUM RATINGS, *Absolute-Maximum Values (Tc=25°C):*

PEAK OFF-STATE VOLTAGE, V_{DRM}	-500	V
PEAK REVERSE VOLTAGE, V_{RRM}	5	-V
AVERAGE ON-STATE CURRENT, $I_{T(AV)}$ @100°C case temp.	13	A
RMS ON-STATE CURRENT, $I_{T(RMS)}$ @100°C case temp.	20	A
PEAK CONTROLLABLE CURRENT, I_{TC} (see Fig. 1)	40	A
NONREPETITIVE PEAK CURRENT, I_{TSM}	500	A
PEAK GATE VOLTAGE, V_{GA}	±20	V
RATE OF CHANGE OF VOLTAGE, dV/dT	1000	v/us
RATE OF CHANGE OF CURRENT, dI/dT	500	a/us
POWER DISSIPATION, P_T:		
At Tc=90°C	100	W
Derated above 90°C	1.67	W/°C
OPERATING AND STORAGE TEMPERATURE, Tjc, Tstg	-55 to +150	°C

Information furnished by HARRIS is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by HARRIS or its affiliates for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of HARRIS.

Trademark(s)\Registered
Marca(s) Registrada(s)

Printed in USA / 4-88

DEVELOPMENTAL

Figura G-7 Hoja de datos correspondiente al tiristor controlado por MOS, del tipo MCTA20P50. (Cortesía de Harris Semiconductor.)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, *Case Temperature (Tc)=25°C unless otherwise specified*

CHARACTERISTIC		TEST CONDITIONS	LIMITS		UNITS
			Min	Max	
Peak Off-State Blocking Current	Idrm	Vak= -500v, Vga= +10v	-	100	uA
Peak Off-State Blocking Current	Idrm	Vak= -500v, Vga= +10v Tj= 150°C	-	2	mA
Peak Reverse Blocking Current	Irrm	Vak= 5v, Vga= +10v	-	100	uA
Peak Reverse Blocking Current	Irrm	Vak= 5v, Vga= +10v Tj= 150°C	-	5	mA
Gate Leakage Current	Igas	Vga= ±20v	-	±200	nA
On-State Voltage	Vtm	Vga= -10v, It=40a	-	-1.5	V
On-State Voltage	Vtm	Vga= -10v, It=40a Tj= 150°C	-	-1.5	V
Latching Current	I_L	Vka= -30v, Vga1= -10v Vga2= 0v	-	1	A
Peak Controllable Current	I(off)	It=40a, Rg=5ohms vga= ±10v, Vd= -400v L= 50uH, Rl=10ohms Tj= 150°C see Figure 1	40	-	A
Turn-on Delay	Td(on)i		0.6(typ)		us
Rise time Time	Tri		0.4(typ)		us
Turn-off Delay	Td(off)i		0.6(typ)		us
Fall Time	Tfi		3.7(typ)		us
Turn-off Switching Loss per cycle	Eoff		10(typ)		mj
Thermal Resistance Junction to Case	RøJC		-	0.6	°C/W
Thermal Resistance Junction to Ambient	RøJA		-	80	°C/W

Figura G-7 *(continúa)*

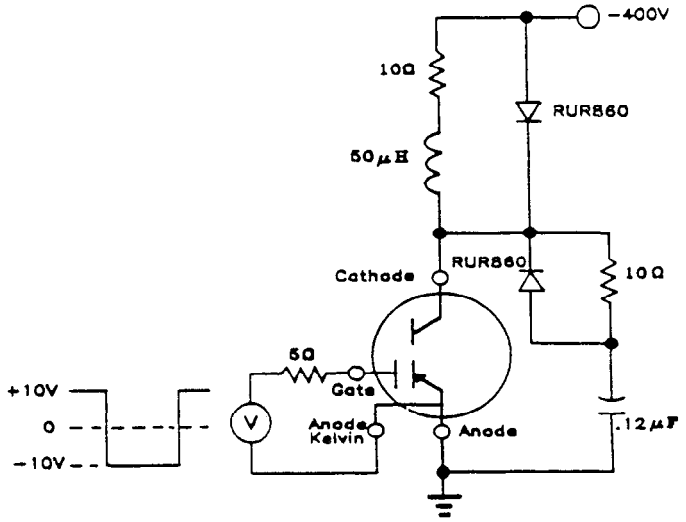
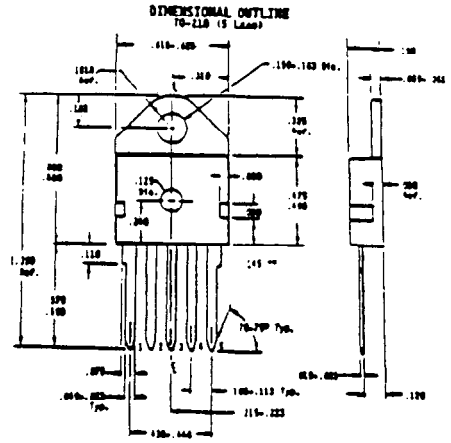


Figura 1 -- Circuito de conmutación



TERMINAL CONNECTIONS

Lead No. 1 - Gate
Lead No. 2 - Anode Kelvin
Lead No. 3 - Cathode Kelvin
Lead No. 4 - Anode Current
Lead No. 5 - Anode Current
Mounting Flange - Cathode Current

Figura G-7 *(continúa)*

Bibliografía

BEDFORD, F. E. Y R. G. HOFT, *Principles of Inverter Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1964.

BIRD, B. M., y K. G. KING, *An Introduction to Power Electronics*. Chichester, West Sussex, Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd., 1983.

CSAKI, F., K. GANSZKY, I. IPSITS y S. MARTI, *Power Electronics*. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1980.

DATTA, S. M., *Power Electronics & Control*. Reston, Va.: Reston Publishing Co., Inc., 1985.

DAVIS, R. M., *Power Diode and Thyristor Circuits*. Stevenage, Herts, Inglaterra: Institution of Electrical Engineers, 1979.

DEWMAN, S. B., y A. STRAUGHEN, *Power Semiconductor Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1984.

DEWMAN, S. B., G. R. SLEMON y A. STRAUGHEN, *Power Semiconductor Drives*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc. 1975.

DUBEY, G. K., *Power Semiconductor Controlled Drives*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1989.

General Electric, GRAFHAN, D. R. y F. B. Golden, eds., *SCR Manual*, 6a ed., Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1982.

GOTTLIEB, I. M., *Power Control with Solid State Devices*. Reston, Va.: Reston Publishing Co., Inc., 1985.

HEUMANN, K., *Basic Principles of Power Electronics*. Nueva York: Springer–Verlag, 1986.

HNATEK, E. R., *Design of Solid State Power Supplies*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.

HOFT, R. G., *SCR Applications Handbook*. El Segundo, Calif.: International Rectifier Corporation, 1974.

HOFT, R. G., *Semiconductor Power Electronics*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1986.

KASSAKIAN, J. G., M. SCHLECHT y G. C. VERGHESE, *Principles of Power Electronics*. Reading, Mass.: Addison–Wesley Publishing Co., Inc., 1991.

KLOSS, A., A *Basic Guide to Power Electronics*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1984.

KUSKO, A., *Solid State DC Motor Drives*. Cambridge, Mass.: The MIT Press, 1969.

LANDER, C. W., *Power Electronics*. Maidenhead, Berkshire, Inglaterra: McGraw–Hill Book Company (U.K.) Ltd., 1981.

LEONARD, W., *Control of Electrical Drives*. Nueva York: Springer–Verlag, 1985.

LINDSAY, J. F. Y M. H. RASHID, *Electromechanics and Electrical Machinery*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1986.

LYE, R. W., *Power Converter Handbook*. Peterborough, Ont.: Canadian General Electric Company Ltd., 1976.

MAZDA, F. F., *Thyristor Control*. Chichester, West Sussex, Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd., 1973.

MCMURRY, W., *The Theory and Design of Cycloconverters*. Cambridge. Mass.: The MIT Press, 1972.

MOHAN, M., T. M. UNDELAND y W. P. ROBBINS, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1989.

MURPHY, J. M. D., *Thyristor Control of AC Motors*. Oxford: Pergamon Press Ltd., 1973.

PEARMAN, R. A., *Power Electronics: Solid State Motor Control*. Reston, Va.: Reston Publishing Co., Inc., 1980.

PELLY, B. R., *Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1971.

RAMAMOORTY, M., *An Introduction to Thyristors and Their Applications*. Londres: Macmillan Publishers Ltd., 1978.

RAMSHAW, R. S., *Power Electronics: Thyristor Controlled Power for Electric Motors*. Londres: Chapman & Hall Ltd., 1982.

RASHID, M. H., *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1993.

RICE, L. R., *SCR Designers Handbook*. Pittsburgh, Pa.: Westinghouse Electric Corporation, 1970.

ROSE, M. J., *Power Engineering Using Thyristor*, Vol. 1. Londres: Mullard Ltd. 1970.

SCHAEFFER, J., *Rectifier Circuits: Theory and Design*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1965.

SEN, P. C., *Thyristor DC Drives*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1981.

SEVERNS, R. P. y G. BLOOM, *Modern DC–to–DC Switchmode Power Converter Circuits*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1985.

STEVEN, R. E., *Electrical Machines and Power Electronics*. Wakingham, Berkshire, Inglaterra: Van Nostrand Reinhold Ltd., 1983.

SUGANDHI, R. K. y K. K. SUGANDHI. *Thyristors: Theory and Applications*. Nueva York: Halsted Press, 1984.

TARTER, R. E., *Principles of Solid–State Power Conversion*. Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams & Company, Publishers, Inc., 1985.

WELLS, R., *Static Power Converters*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc., 1962.

WILLIAMS, B. W., *Power Electronics, Devices, Drivers and Applications*. Nueva York: Halsted Press, 1987.

WOOD, P., *Switching Power Converters*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.

Indice

A

Acondicionamiento del factor de potencia, 487
Acopladores ópticos, 118, 295
Aislamiento
  de la compuerta y excitación de la base, 294
Análisis de Fourier, 643
Análisis de transitorios, cd, 639
Angulo
  conmutación o superposición, 89
  desfase, 54
  disparo, 131
  extinción, 199
  factor de potencia, 624
  par motor, 577
  retraso, 131, 140
Armónicas
  de orden más bajo, 359
  reducción, 387

B

Banda muerta, 418

C

Cambiadores de derivaciones
  monofásicos, 214
  síncronos, 216
Capacitancia, conmutación, 259
Carga de saturación, 268
Carga recuperada, 24
Ciclo de trabajo, 13, 304
Cicloconvertidores
  monofásico, 219
  trifásico, 221
Circuitos de apoyo, 291, 597
    diseño óptimo de, 599
  no disipantes, 600
Circuitos de disparo de tiristores, 118
Circuitos magnéticos, 628
Conmutación a corriente cero, 446
Conmutación a voltaje cero, 451
Conmutación, 89, 229
  ángulo, 89
  auto, 241
  auxiliar, 244
  blanda, 341
  capacitores, 259
  complementaria, 250, 393
  corriente, 248
  de tiempo, 241
  forzada, 240
  impulso, 243
  lado de carga, 252
  lado de línea, 252
  natural o línea, 240
  pulso externo, 251

pulso resonante, 246
reactancia, 89
voltaje, 244
Constante de tiempo térmica, 594
Constante de tiempo, 526
almacenamiento, 268
Control
activar, 276
amarre, 209
ángulo de extinción, 167
ángulo simétrico, 169
antisaturación, 278
autoadaptable, 568
base proporcional, 278
corriente, 563
de todo o nada, 191
desactivar, 277
desplazamiento de fase, 380
excitación de la base, 276
fase, 193
frecuencia, 559
freno regenerativo, 515
freno reostático, 518
lazo cerrado, 524, 568, 582
lazo de corriente, 531
lazo de seguimiento de fase, 533
microcomputadora, 534
modulación de ancho de pulso, 172
modulación senoidal del ancho de pulso, 175
orientado al campo, 572
por pulsador, 513
potencia, 514
potencia de deslizamiento, 553
vector, 568
voltaje de estator, 549
voltaje de rotor, 552
voltaje y frecuencia, 561
voltios/hertz, 561
Controladores
conexión poligonal, 213
de voltaje ca, 190
monofásico, 198
monofásico bidireccional, 195
trifásico bidireccional, 210
trifásico de media onda, 201
trifásico de onda completa, 206
unidireccional, 193
Convertidores
ca-ca, 13
ca-cd, 12
cd-ca, 14
cd-cd, 13, 303
completo, 130, 138, 158
de muy alta tensión, 478
dos cuadrantes, 130
dual, 143 165
en contrafase, 480
funciones de interrupción de, 633
monofásico completo, 138
monofásico controlado, 131
monofásico dual, 143
monofásico semi, 133
monofásico serie, 145
puente de media onda, 480
puente de onda completa, 480
semi, 130
trifásico completo, 158
trifásico de media onda, 150
trifásico dual, 165
trifásico semi, 153
un cuadrante, 130
Corriente de enganche, 97
Corriente de falla
con fuente de ca, 615
con fuente de cd, 617
prospectiva, 609
Corriente de mantenimiento, 97
Corriente en estado inactivo, 96
Corriente inversa, 98
Cortocircuito total, 615

D

Deslizamiento, 542
di/dt
protección, 102, 291
Diodos
características de, 20
conexión en paralelo, 31
conexión en serie, 29
conmutación de, 5
corriente de fuga, 21
de marcha libre, 39, 46, 358
de uso general, 25
ecuación, 21
Modelo SPICE, 32
recuperación rápida, 25
Schottky, 26
Disipadores de calor, S91

Dispositivos de potencia, 10
Distorsión armónica total, 54, 359
Distorsión
  armónicas totales, 359
  factor, 359
dv/dt
  protección, *103, 291*

E

Electrónica de potencia, 1
  historia, 2
Embobinado, retroalimentación, 48
Energía de paso, 610
Enfriamiento, 591
  líquido, 593
  por aire forzado, 592
  por tuberías de calor, 593

F

Factor de amortiguamiento, 43
Factor de desfase, 54
Factor de potencia, 167, 624
Factor
  armónica, 54, 359
  blandura, 23
  componente ondulatoria, 53
  desfase, 54
  distorsión, 359
  forma, 35
  potencia, 167, 624
  potencia de entrada, 54
  sobreexcitación, 267
  uso de transformador, 53
Filtros
  ca, 77
  cd, 77
  tipo *C*, 80
  tipo *LC*, 82, 84
Frecuencia
  amortiguada natural, 599
  no amortiguada natural, 598
  oscilatoria amortiguada, 43
  resonante, 42
Frenado
  dinámico, 498
  por contracorriente, 500
  regenerativo, 498
Fuente de poder, 477
  bidireccional, 481
  bidireccional en ca, 486
  ca, 483
  ca en modo conmutado, 485
  ca resonante, 486
  cd, 478
  cd en modo conmutado, 478
  cd resonante, 481
Función de conmutación, 62, 633
Fusibles
  características de corriente/tiempo, 610
  hoja de datos, 611
Fusión, 608

G

Ganancia de corriente, 98
GTO, 108
  características de, 668
  circuito de apoyo, 109
  hoja de datos, 668

H

Hojas de datos
  diodos, 657
  fusibles, 611
  GTO, 668
  IGBT, 686
  MCT, 692
  MOSFET, 681
  SCR, 663
  TBJ, 675

I

IGBT, 287
I^2t para fusión, 610
  hoja de datos, 686
Impedancia térmica, 594
Impulsor estático de Kramer, 554
Impulsor estático de Scherbius, 554
Impulsores pulsadores, 513
  control de la potencia, 514
  control del freno por regeneración, 510
  control del freno reostático, 518

dos/cuatro cuadrantes, 520
Interruptores
bidireccional, 197
estático en ca, 14, 464
estático en cd , 14, 471
monofásico ca, 464
trifásico ca, 467
trifásico inversor, 469
Inversores resonantes, 414
clase E, 439
conmutación a corriente cero, 446
conmutación a voltaje cero, 451
enlace cd, 457
paralelo, 434
serie, 415
Inversores, 14, 356, 414
activo fijado, 459
clase E, 439
control de voltaje, 372, 381
de conmutación auxiliar, 391
de conmutación complementaria, 393
enlace cd variable, 402
enlace de cd, 402
fuente de corriente, 400
fuente de voltaje, 402
ganancia de, 356
interrupción a corriente cero, 446
interrupción a voltaje cero, 451
McMurray, 392
modulado en ancho de pulso, 356
paralelo resonante, 434
puente de media onda serie resonante, 419, 424
puente de onda completa serie resonante, 419, 423
puente monofásico, 360, 366, 634, 636
puente trifásico, 366
serie resonante, 251

M

MCT, 112
Modo de bloqueo, 5
Modulación
ancho de pulso, 172, 304, 373
ancho de pulso múltiple, 374
ancho de pulso senoidal, 175, 376
ancho de pulso senoidal modificado, 378
ancho de pulso uniforme, 374
delta, 385
escalera, 384
escalonada, 384
frecuencia, 304
índice, 176, 373, 383
inyección armónica, 384
trapezoidal, 383
Módulos, 16
inteligentes, 17
potencia, 16
MOSFET, 280
características de conmutación, 284
características del estado de régimen permanente, 280
excitación de compuerta, 285
hoja de datos, 681
Modelo SPICE, 298
Motores cd
características de, 494
características magnéticas de, 495
control de campo, 496
control de voltaje, 496
serie, 496
velocidad de la base, 496
Motores de inducción, 542
características de rendimiento, 543
control de la corriente, 563
control de la frecuencia, 559
control de la potencia de deslizamiento, 553
control del voltage del rotor, 543
control del voltaje, corriente, y frecuencia, 566
control del voltaje de estator, 549
control del voltaje y frecuencia, 561
reducción de campo, 560
Motores síncronos, 573
control del lazo cerrado, 582
imán permanente, 580
motores de reluctancia conmutada, 581
polos salientes, 578
reluctancia, 579
rotor cilíndrico, 575
Motores
ca, 541
cd, 493
reluctancia, 579
reluctancia conmutada, 581
sin escobillas, 582
síncrono, 573

O

Onda casi cuadrada, 429

P

Par motor
  ángulo, 577
  desarrollado, 544
  sobrecarga o falla, 546, 577
Período del circuito tanque, 460
Potencia de deslizamiento, 553
Programas, computadora, 646
Programas de cómputo, 646
Propulsores cd, 493
  control de convertidor completo monofásico, 504
  control de convertidor completo trifásico, 509
  control de convertidor de media onda monofásico, 501
  control de convertidor de media onda trifásico, 509
  control de convertidor dual monofásico, 505
  control de convertidor dual trifásico, 510
  control de lazo cerrado, 524
  control de pulsador, 513
  control de semiconvertidor monofásico, 503
  control de semiconvertidor trifásico, 509
  control monofásico, 501
  control por lazo de seguimiento de fase, 533
  control por microcomputadora, 534
  control trifásico, 508
Propulsores de ca, 541
  Fuente de corriente, 565
  motores de inducción, 542
  motores síncronos, 573
Propulsores
  ca, 541
  cd, 493, 573
  estático de Kramer, 554
  estático de Scherbius, 554
Protecciones, 591
  corriente, 607
  mediante cortocircuito total, 615
  voltaje, 603
Pulsadores
  clase A, 312
  clase B, 313
  clase C, 314
  clase D, 315
  clase E, 315
  clásico, 331
  conmutado por impulso, 331, 317
  elevador, 309
  multifase, 522
  pulso resonante, 338
  reductor, 303, 306
  tiristor, 331
Pulsos de potencia, 595

R

Razón de amortiguamiento, 43, 599
Reactancia
  corriente circulante, 143
  de conmutación, 89
  síncrona, 575
Rectificadores, 37
  clase E, 443
  controlado, 13, 130
  diseño de circuito, 76
  eficiencia, 53
  estrella multifase, 67
  monofásico de media onda, 51
  puente, 59
  puente monofásico, 59, 635, 636
  puente trifásico, 71
Recuperación inversa, 23
Reguladores
  Cúk, 326
  de muy alta tensión, 478
  elevador, 320
  modo de interrupción, 316
  reductor, 310
  reductor elevador, 323
Relación
  amortiguamiento, 599
  rectificación, 53
  vueltas, 49
Relevadores, estado sólido, 472
Resistencia térmica, 275, 592
Ruptura avalancha, 96

S

Saturación del transistor, 266
SIT, 286
SITH, 111
Sobremodulación, 378

T

Tiempo
  activar, 101, 270

circuito de desactivar, 244
conmutación, 332
de almacenamiento, 268
de bajada, 285
de desactivar disponible, 244, 332
de recuperación en sentido directo, 24, 28
de recuperación en sentido inverso, 23
de subida, 101, 285
desactivar, 6, 105, 244
retraso, 101, 268
retraso en desactivar, 285
Tiristores
activar, 100
asimétricos, 111
asistido con compuerta, 5
características de, 96
circuitos de disparo, 118
circuitos de protección de compuerta, 120
conducción inversa, 110
control de fase, 107
controlado por FET, 112
controlado por MOS, 112
de conmutación rápida, 107
desactivar, 105
desactivar mediante compuerta, 108
fotoactivado, 111
hoja de datos, 663
inducción estática, 5, 111
modelo de dos transistores, 98
modelo SPICE en ca, 230
modelo SPICE en cd, 124
operación en paralelo de, 117
operación en serie de, 114
tipos de, 106
tríodo bidireccional, 109
Transconductancia, 268, 283
Transformador, 631
Transformador de pulsos, 119, 295
Transistor monounión, 120
programable, 123
Transistores bipolares de juntura (BJT)
características de conmutación, 267
características en régimen permanente, 263
control de la excitación de la base, 276
ganancia de corriente, 265
hoja de datos, 675
modelo SPICE, 296
parámetros de rendimiento, 424
Transistores
aislamiento de excitaciones de compuerta y de base de, 276, 294
bipolares, 5, 8, 263
IGBT, 287
monounión, 120
MOSFET, 5, 8, 280
operación en serie y en paralelo, 'X9
SIT, 5, 8, 286
Transitorios
lado de alimentación y carga, 603
recuperación inversa, 597
TRIAC, 110

U-V

UPS, 484
Velocidad base, 496
Velocidad
base, 496, 559
síncrona, 542
Voltaje de estrechamiento, 280
Voltaje de ruptura, 274
Voltaje de ruptura directo, 96
Voltaje térmico, 21
Voltaje umbral, 280