

44-1410

Edición especial para proyectos  
de formación profesional en el área  
de la cooperación técnica



## **Curso de Electrónica IV**

# **Electrónica de Potencia**

Libro de texto

Deutsche Gesellschaft  
für Technische Zusammenarbeit  
(GTZ) GmbH

Dzieia / Künstler / Rabens

**Curso de Electrónica IV**

Electrónica de Potencia

Libro de texto

# **Curso de Electrónica IV**

## **Electrónica de Potencia**

Libro de texto

Editor:  
Heinz-Piest-Institut für  
Handwerkstechnik  
en la Universidad de Hannover

Deutsche Gesellschaft  
für Technische Zusammenarbeit  
(GTZ) GmbH, Eschborn

Cooperación Técnica –  
República Federal de Alemania

Edición especial para proyectos  
de formación profesional  
en el área de la cooperación técnica

Título original: Leistungselektronik. Lehrbuch  
Autores: Werner Dzieia, Hans-Arno Künstler, Jürgen Rabens  
© 1991 (4. Auflage) Richard Pflaum Verlag GmbH & Co. KG, München

Edición con licencia:  
© 1999 Deutsche Gesellschaft für Technische Zusammenarbeit (GTZ) GmbH,  
Eschborn, República Federal de Alemania

Traducción: Ing. Haribert Sabelmann y la Asesoría Técnica para la Formación  
Profesional, Cuenca/Ecuador

Composición: Info-Satz Stuttgart GmbH

Reservados todos los derechos. Impreso en Alemania

Distribución: <b>Editorial EDIBOSCO</b> , Vega Muñoz 10-68, <b>Casilla 01-01-0275, Cuenca/Ecuador</b> • FAX: 5937 - 842722
---

## Prólogo

Desde sus inicios hace 25 años, la capacitación práctica a nivel nacional en «Electrónica», de acuerdo con el programa y las pautas del Heinz-Piest-Institut, ha logrado una reputación envidiable en el campo de la capacitación de estudiantes adultos. Más de 200 Centros de capacitación en electrónica reconocidos de Alemania han optado por seguir este programa. Consiste en tres Etapas básicas [Lehrgänge] y una serie de Cursos especializados [Fachlehrgänge] y está diseñado para abarcar los rápidos avances técnicos en el campo de la Electrónica.

El certificado alemán, denominado «Pasaporte en electrónica», ha sido universalmente reconocido en el Comercio, la Industria y el Gobierno. Cada año, un gran número de estudiantes aprueba con éxito los cursos HPI en los Centros de capacitación. Luego, ellos son capaces de poner en práctica los conocimientos y habilidades recién adquiridos en sus lugares de trabajo.

Con el propósito de asegurar que estuvieran disponibles los libros de texto y el material de instrucción adecuados, con los contenidos y objetivos correctos para las diferentes Etapas del curso de este completo programa de capacitación, fue necesario adquirir un conjunto especial de libros de texto. Se formaron Grupos de trabajo, en los que los profesores con experiencia en la Capacitación en electrónica HPI elaboraron Libros de texto, Preguntas de exámenes y Hojas de trabajo.

Este libro, en particular, fue originalmente diseñado para su uso en el Curso de Electrónica IV: «Electrónica de Potencia». Junto con las «Preguntas de exámenes» y las «Hojas de trabajo» asociadas, este libro constituye los materiales de instrucción para este Curso. Todos estos libros son adecuados, sin embargo, para ejercicios de consolidación, estudio autodidacto o revisión independiente del tema o como una fuente conveniente de referencia para uso diario en el trabajo.

El Editor: Heinz-Piest-Institut, Hannover

# Índice analítico

<b>Prólogo</b> .....	5
<b>1 Introducción a la Electrónica de Potencia</b> .....	17
1.1 Etapas de desarrollo .....	17
1.2 Principio básico de los convertidores estáticos de potencia .....	19
1.2.1 Diagramas de bloques .....	19
1.2.1.1 Rectificadores .....	19
1.2.1.2 Inversores .....	19
1.2.1.3 Convertidores .....	20
1.2.2 Tipos de carga .....	21
1.2.2.1 Cargas pasivas .....	21
1.2.2.2 Cargas activas .....	21
1.2.3 Válvulas convertidoras .....	21
1.2.3.1 Válvulas no controladas – diodos .....	22
1.2.3.2 Válvulas controladas – tiristores .....	22
1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto) .....	22
1.3.1 Terminología básica .....	22
1.3.2 Tipos de sistemas de control en lazo abierto .....	26
1.3.2.1 Control maestro .....	26
1.3.2.2 Control de elemento de retención .....	26
1.3.2.3 Control por programa .....	28
1.3.2.4 Control por programa almacenado .....	30
1.3.3 Elementos de control final .....	32
1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado) .....	34
1.4.1 Terminología básica .....	34
1.4.2 Acción de un lazo de control .....	36
1.4.2.1 Respuesta a la perturbación con control de comando fijo .....	39
1.4.2.2 Respuesta a los cambios del valor requerido con un controlador de seguimiento .....	40
1.4.3 Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado .....	41
1.4.3.1 Sistemas con dos almacenadores de energía .....	46
1.4.4 Amplificadores operacionales como controladores en lazo .....	47
1.4.4.1 Ejemplo de amplificador operacional como controlador P .....	47
1.4.4.2 Controlador I con amplificador operacional .....	51
1.4.4.3 Controlador PI con amplificador operacional .....	54
1.4.4.4 Lazos de control mallados .....	55
1.4.4.5 Controlador PID con amplificador operacional .....	57
1.4.5 Aplicaciones de la ingeniería de control .....	58
1.5 Símbolos utilizados .....	59
1.5.1 Tensiones .....	59
1.5.2 Corrientes .....	59

1.5.3	Energías .....	59
1.5.4	Magnitudes de la ingeniería de control .....	59
1.5.5	Otras magnitudes .....	60
<b>2</b>	<b>Interruptores electrónicos .....</b>	<b>61</b>
2.1	Componentes y módulos .....	61
2.1.1	Generalidades .....	61
2.1.2	Diodos de potencia .....	61
2.1.2.1	Curvas características y tensión directa .....	62
2.1.2.2	Ejemplo .....	62
2.1.2.3	Factor de forma .....	63
2.1.2.4	Disipación de potencia directa .....	64
2.1.2.5	Ejemplo: Comprobación de un diodo de potencia .....	65
2.1.2.6	Condiciones de conmutación y esfuerzo de tensión inversa .....	65
2.1.2.7	Tipos de diodos de potencia .....	66
2.1.3	Tiristores (SCR).....	67
2.1.4	Triac .....	70
2.1.5	Comportamiento dinámico de las válvulas semiconductoras .....	71
2.1.5.1	Proceso de encendido .....	71
2.1.5.2	Disipación de potencia de encendido .....	72
2.1.5.3	Proceso de apagado .....	73
2.1.5.4	Valores característicos dinámicos (velocidad de subida de corriente) ...	74
2.1.5.5	Valores característicos dinámicos (velocidad de subida de tensión) .....	74
2.1.6	Conexión en serie y en paralelo de diodos y tiristores .....	75
2.1.6.1	Conexión en serie .....	75
2.1.6.2	Ejemplo de una conexión en serie .....	76
2.1.6.3	Conexión en paralelo .....	76
2.1.6.4	Conexión en antiparalelo .....	77
2.1.6.5	Ejemplo: Controlador de potencia de corriente alterna .....	77
2.1.7	Módulos semiconductores de potencia .....	78
2.1.8	Rectificador de selenio .....	78
2.1.9	Transistores de potencia .....	79
2.1.9.1	Transistores de difusión en tres fases .....	79
2.1.9.2	Transistores de potencia en circuito Darlington .....	80
2.1.9.3	Transistores de potencia epitaxiales .....	81
2.1.9.4	Ejemplo: fuente de alimentación de potencia conmutada .....	81
2.1.9.5	Ejemplo de un interruptor de potencia de 400 A con transistores .....	82
2.2	Protección de válvulas de silicio .....	83
2.2.1	Protección contra sobretensión .....	83
2.2.1.1	Protección contra sobretensiones debidas al efecto de almacenamiento de portadores .....	83
2.2.1.2	Sobretensiones debidas a operaciones de conmutación .....	84
2.2.1.3	Componentes de protección contra sobretensión .....	85

## Índice analítico

2.2.2	Protección contra sobrecorrientes y cortocircuitos .....	88
2.2.2.1	Protección mediante fusibles .....	88
2.2.2.2	Protección combinada de sobrecorriente .....	90
2.2.3	Protección de sobretemperatura .....	92
2.2.3.1	Generalidades .....	92
2.2.3.2	Comportamiento térmico estático .....	92
2.2.3.3	Ejemplo: Cuatro diodos sobre un disipador de calor .....	93
2.2.3.4	Comportamiento térmico dinámico .....	94
2.2.3.5	Tipos de disipación de calor .....	95
2.3	Interruptores de corriente alterna y trifásicos .....	97
2.3.1	Generalidades .....	97
2.3.2	Interruptores de corriente alterna.....	98
2.3.2.1	Principio básico del interruptor de tensión cero .....	98
2.3.2.2	Relés electrónicos de carga .....	100
2.3.2.3	ELR en circuito de autoretención .....	103
2.3.3	Interruptores trifásicos .....	104
2.3.3.1	Generalidades .....	104
2.3.3.2	Conexión delta .....	105
2.3.3.3	Conexión estrella con conductor neutro .....	106
2.3.3.4	Conexión estrella sin conductor neutro .....	106
2.3.3.5	Interruptores trifásicos de reducido costo en interruptores (circuito económico trifásico) .....	107
2.3.4	Aplicaciones típicas .....	108
2.3.4.1	Interruptores trifásicos con disparo de corriente alterna .....	108
2.3.4.2	Interruptores trifásicos con disparo de tensión continua .....	109
2.3.4.3	Interruptores trifásicos con ELR .....	110
2.3.4.4	Circuito con contactor electrónico de inversión .....	112
2.3.5	Indicaciones de diseño .....	114
2.3.5.1	Aumento de temperatura y enfriamiento .....	114
2.3.5.2	Capacidad de carga .....	115
2.3.5.3	Sobrecorriente y protección contra cortocircuito .....	115
2.3.5.4	Selección de fusibles .....	116
2.3.5.5	Protección contra sobretensión .....	117
2.4	Interruptores de corriente continua .....	117
2.4.1	Generalidades .....	117
2.4.2	Relés electrónicos de carga para corriente continua .....	118
2.4.3	Interruptores de corriente continua con transistores .....	118
2.4.3.1	Interruptores de corriente continua con transistor bipolar .....	119
2.4.3.2	Interruptores de corriente continua con transistores de efecto de campo .....	119
2.4.3.3	Ejemplo: Interruptores de potencia VMOS .....	120
2.4.4	Interruptores de corriente continua con tiristores GTO .....	121
2.4.5	Interruptores de corriente continua con tiristores .....	121
2.4.5.1	Interruptores de corriente continua de tiristor con carga resistiva .....	121
2.4.5.2	Interruptores de corriente continua de tiristor con carga resistiva-inductiva .....	125



Indice analítico

2.5	Símbolos utilizados .....	129
2.5.1	Tensiones .....	129
2.5.2	Corrientes .....	129
2.5.3	Resistencias .....	130
2.5.4	Potencias .....	130
2.5.5	Otras magnitudes .....	130
2.6	Símbolos y hojas de datos .....	131
2.6.1	Hoja de datos para el diodo DS 6 (Brown Boveri) .....	131
2.6.2	Hoja de datos para el diodo D 250 (AEG) .....	134
2.6.3	Hoja de datos del tiristor BStD 03 (Siemens) .....	137
2.6.4	Hoja de datos del tiristor CS 300 (Brown Boveri) .....	140
2.6.5	Hoja de datos para el triac TXD 98 (Siemens) .....	145
<b>3</b>	<b>Controladores electrónicos de potencia .....</b>	<b>148</b>
3.1	Generalidades .....	148
3.2	Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa) .....	148
3.2.1	Principio básico .....	148
3.2.2	Controlador de potencia de corriente alterna con control de paquetes de oscilaciones para carga resistiva-inductiva y para carga de transformador .....	150
3.2.2.1	Construcción de los aparatos .....	150
3.2.2.2	Conmutación de una carga resistiva-inductiva .....	152
3.2.2.3	Conmutación de transformadores .....	153
3.2.3	Controlador de potencia trifásico con control de onda completa en circuito económico .....	154
3.2.4	Conexión de aplicaciones utilizando control de paquetes de oscilaciones .....	155
3.3	Control de fase .....	156
3.3.1	Principio básico .....	156
3.3.2	Comparación entre un transformador variable y un controlador de potencia de corriente alterna .....	158
3.3.3	Controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva .....	160
3.3.3.1	Curva característica de control de un controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva .....	161
3.3.4	Controlador de potencia de corriente alterna con carga inductiva .....	162
3.3.5	Controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva-inductiva .....	165
3.3.6	Circuito de control incorporando el TCA 780 .....	167
3.3.6.1	Generalidades .....	167
3.3.6.2	Descripción funcional y diagrama de pulsos .....	167
3.3.6.3	Datos técnicos .....	169
3.3.6.4	Aplicaciones típicas de un controlador de potencia de corriente alterna .....	172

3.4	Potencia reactiva de control.....	174
3.4.1	Generalidades .....	174
3.4.2	Medición de la potencia reactiva en un circuito W 1 con carga resistiva .....	174
3.4.3	Armónicos de corriente .....	175
3.4.4	«Factor de potencia total» .....	176
3.5	Controlador de potencia trifásico .....	177
3.5.1	Generalidades .....	177
3.5.2	Consideraciones de tensión .....	179
3.5.3	Curvas características de control .....	182
3.6	Controlador de potencia de corriente continua .....	183
3.6.1	Generalidades .....	183
3.6.2	Controlador de potencia de corriente continua con transistor .....	183
3.6.2.1	Controlador de corriente continua de operación «analógica» .....	183
3.6.2.2	Controlador de potencia de corriente continua de «conmutación» .....	184
3.6.3	Controlador de potencia de corriente continua con tiristores .....	185
3.6.4	Tipos de control para controladores de potencia de corriente continua .	189
3.6.4.1	Control de ancho de pulso .....	189
3.6.4.2	Control de frecuencia .....	190
3.6.4.3	Control de dos posiciones .....	191
3.6.5	Controlador transistorizado para un motor de corriente continua de 5,2 kW.....	191
3.7	Controlador de corriente continua de tiristor con circuito en anillo .....	194
3.7.1	Generalidades .....	194
3.7.2	Circuito experimental de un controlador de corriente continua de tiristor con circuito en anillo .....	194
3.7.2.1	Proceso de encendido .....	194
3.7.2.2	Proceso de apagado .....	195
3.8	Conclusiones .....	196
3.9	Símbolos utilizados .....	197
3.9.1	Tensiones .....	197
3.9.2	Corrientes .....	197
3.9.3	Potencias .....	198
3.9.4	Otras magnitudes .....	198
<b>4</b>	<b>Convertidores de potencia no controlados (rectificadores) .....</b>	<b>199</b>
4.1	Terminología básica y definiciones .....	199
4.1.1	Ejemplo: tensión pulsátil; corriente pulsátil .....	199
4.1.2	Consideración de potencia .....	200
4.1.3	Ejemplo: Determinación del factor de rizo .....	201
4.2	Circuito rectificador de media onda (M 1) .....	202
4.2.1	Generalidades .....	202
4.2.2	Consideración de tensión .....	202

## Índice analítico

4.2.3	Número de pulsos y factor de rizo.....	203
4.2.3.1	Determinación del factor de rizo.....	204
4.2.4	Consideración de corriente .....	204
4.2.5	Consideración de potencia .....	206
4.3	Convertidores de potencia de onda completa .....	208
4.3.1	Generalidades .....	208
4.3.2	Circuito con toma central de onda completa (M 2) .....	208
4.3.3	Circuito en puente de onda completa (B 2) .....	209
4.3.3.1	Consideración de tensión .....	209
4.3.3.2	Número de pulsos y factor de rizo.....	211
4.3.3.3	Consideración de corriente .....	211
4.3.3.4	Consideración de potencia .....	212
4.3.4	Convertidor de potencia de onda completa con carga inductiva .....	212
4.4	Convertidor de potencia de tres pulsos.....	214
4.4.1	Generalidades .....	214
4.4.2	Circuito con toma central de tres pulsos (M 3) .....	214
4.4.2.1	Consideración de tensión .....	214
4.4.2.2	Número de pulsos y factor de rizo.....	216
4.4.2.3	Consideración de corriente .....	217
4.4.2.4	Consideración de potencia .....	218
4.5	Convertidor de potencia de seis pulsos .....	219
4.5.1	Generalidades .....	219
4.5.2	Consideración de tensión .....	219
4.5.3	Consideración de corriente .....	221
4.5.4	Consideración de potencia .....	222
4.6	Sumario .....	223
4.6.1	Datos importantes de un rectificador .....	223
4.6.2	Diseño de un convertidor de potencia .....	224
4.6.3	Conclusión .....	225
4.7	Símbolos utilizados .....	225
4.7.1	Tensiones.....	225
4.7.2	Corrientes .....	225
4.7.3	Potencias .....	226
4.7.4	Otras magnitudes.....	226
<b>5</b>	<b>Convertidores de potencia controlados .....</b>	<b>227</b>
5.1	Generalidades .....	227
5.2	Convertidor de potencia de media onda .....	227
5.2.1	Generalidades .....	227
5.2.2	Convertidor de potencia de media onda con carga resistiva .....	227
5.2.2.1	Consideración de tensión .....	228
5.2.2.2	Consideración de corriente .....	228
5.2.2.3	Curva característica de control.....	229
5.2.2.4	Ejemplo: convertidor de potencia de media onda.....	230

Índice analítico

5.2.3	Convertidor de potencia de media onda con carga inductiva .....	230
5.2.4	Convertidor de potencia de media onda con carga resistiva-inductiva ..	231
5.3	Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado .....	232
5.3.1	Generalidades .....	232
5.3.2	Circuito en puente de onda completa (B 2) .....	232
5.3.2.1	Generalidades .....	232
5.3.2.2	Consideración de tensión .....	234
5.3.2.3	Curva característica de control .....	234
5.3.2.4	Modo de espacio .....	235
5.3.2.5	Consideración de tensión inversa .....	236
5.3.2.6	Modo inversor .....	237
5.3.3	Circuito de tres pulsos controlado con toma central .....	237
5.3.3.1	Rango de control del convertidor de potencia de tres pulsos .....	238
5.3.3.2	Consideración de tensión .....	239
5.3.3.3	Ejemplo: convertidor de potencia de tres pulsos .....	240
5.3.3.4	Operación con diferentes tipos de carga .....	240
5.3.3.5	Proceso de conmutación como ejemplo del circuito M 3 .....	242
5.3.3.6	Estabilidad del inversor .....	244
5.3.4	Circuito en puente trifásico totalmente controlado (B 6) .....	245
5.3.4.1	Generalidades .....	245
5.3.4.2	Rango de control del convertidor de potencia B 6 .....	246
5.3.4.3	Secuencia de los pulsos de disparo .....	247
5.3.4.4	Convertidor de potencia B 6 con cargas diferentes .....	251
5.3.4.5	Operación con fuerza electromotriz de retorno .....	253
5.3.5	Curvas características de carga de los convertidores de potencia controlados .....	254
5.4	Convertidores de potencia semicontrolados .....	255
5.4.1	Generalidades .....	255
5.4.2	Circuito en puente semicontrolado de onda completa .....	256
5.4.2.1	Circuito en puente de onda completa semicontrolado simétrico .....	258
5.4.2.2	Circuito en puente de onda completa semicontrolado asimétrico .....	260
5.4.3	Circuito en puente semicontrolado de seis pulsos .....	261
5.5	Consideración de potencia .....	264
5.5.1	Generalidades .....	264
5.5.2	Potencia en la ingeniería del convertidor de potencia .....	265
5.5.3	Circuitos que economizan potencia reactiva .....	267
5.5.3.1	Compensación de potencia reactiva .....	267
5.5.3.2	Convertidores de potencia semicontrolados .....	268
5.5.3.3	Circuitos con diodo de libre circulación .....	269
5.5.3.4	Control de fase con secuencia 2 B 2 HZ .....	269
5.5.3.5	Convertidores de potencia de apagado .....	270
5.5.4	Efectos de los reactivos sobre el sistema .....	271
5.6	Símbolos utilizados .....	271
5.6.1	Tensiones .....	271
5.6.2	Corrientes .....	272

5.6.3	Potencias .....	272
5.6.4	Otras magnitudes .....	272
<b>6</b>	<b>Impulsores convertidores de potencia con motor de corriente continua .....</b>	<b>274</b>
6.1	Motores de corriente continua .....	274
6.1.1	Generalidades .....	274
6.1.2	Modo de operación del motor de corriente continua .....	274
6.1.3	Circuitos básicos .....	278
6.1.3.1	Motor Shunt .....	278
6.1.3.2	Motor serie .....	279
6.1.3.3	Motor compuesto .....	280
6.1.4	Modos de operación de una máquina de corriente continua .....	281
6.2	Motor de corriente continua y máquina impulsada .....	283
6.2.1	Generalidades .....	283
6.2.2	Magnitudes mecánicas características .....	284
6.2.2.1	Ejemplo: Impulsor de levantamiento .....	286
6.2.3	Magnitudes características del impulsor .....	287
6.2.3.1	Cálculo de un impulsor .....	287
6.3	Características de los convertidores de potencia .....	288
6.3.1	Generalidades .....	288
6.3.2	Operación de un cuadrante .....	289
6.3.3	Operación de dos cuadrantes .....	289
6.3.4	Operación de cuatro cuadrantes .....	291
6.4	Convertidor de potencia de un cuadrante .....	294
6.4.1	Generalidades .....	294
6.4.2	Principio del impulsor 1 Q controlado .....	294
6.5	Construcción de un convertidor 1 Q típico .....	296
6.5.1	Generalidades .....	296
6.5.2	Integrador de valor requerido IVR .....	296
6.5.3	Controlador de velocidad .....	299
6.5.4	Generador de valor real de velocidad .....	301
6.5.5	Control de tensión de armadura .....	303
6.5.6	Controlador de corriente .....	304
6.5.7	Medición del valor real de corriente .....	305
6.5.7.1	Generalidades .....	305
6.5.7.2	Convertidor de corriente continua .....	306
6.5.7.3	Convertidor de corriente alterna .....	307
6.5.7.4	Convertidor shunt .....	308
6.5.8	Unidad de control .....	309
6.5.9	Unidad de potencia .....	309
6.5.10	Sincronización .....	311

6.6	Convertidor de un cuadrante con inyección de corriente .....	312
6.6.1	Generalidades .....	312
6.6.2	Inyección de corriente .....	314
6.7	Aplicaciones típicas .....	315
6.7.1	Operación con tensión de referencia maestra .....	315
6.7.2	Modo de inversión .....	315
6.7.3	Frenado electrodinámico .....	317
6.7.4	Control de la relación de corriente .....	317
6.8	Convertidor de cuatro cuadrantes .....	318
6.8.1	Generalidades .....	318
6.8.2	Convertidor de cuatro cuadrantes con conmutación electromecánica del circuito de armadura .....	320
6.8.3	Convertidor 4 Q con conmutación electrónica .....	320
6.8.3.1	Generalidades .....	320
6.8.3.2	Integrador de valor requerido .....	322
6.8.3.3	Particularidades de los controladores $n$ y los controladores $l$ .....	323
6.8.3.4	Interruptor de monitoreo con inhibición del controlador .....	323
6.8.3.5	Lógica de inversión .....	324
6.8.4	Convertidor de cuatro cuadrantes con facilidad de inversión directa .....	325
6.9	Optimización del ajuste de controladores .....	326
6.9.1	Generalidades .....	326
6.9.2	Guías de optimización .....	326
6.10	Determinación del modo de operación del convertidor .....	328
6.11	Símbolos utilizados .....	330
6.11.1	Tensiones .....	330
6.11.2	Corrientes .....	330
6.11.3	Otras magnitudes .....	330
<b>7</b>	<b>Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico .....</b>	<b>332</b>
7.1	Sistema trifásico .....	332
7.1.1	Conexión estrella y delta .....	332
7.1.2	Consumo de potencia con cargas simétricas .....	333
7.2	Motor asíncrono trifásico .....	334
7.2.1	Generalidades .....	334
7.2.2	Modo de operación .....	334
7.2.2.1	Generación de torque .....	334
7.2.2.2	Inversión del campo giratorio .....	335
7.2.2.3	Número de pares de polos .....	336
7.2.3	Tipos de diseño .....	336
7.2.3.1	Rotor en jaula de ardilla .....	336
7.2.3.2	Rotor con desplazamiento de corriente .....	338
7.2.3.3	Rotor de anillos rozantes .....	339

## Índice analítico

7.3	Motor y máquina impulsada.....	340
7.3.1	Generalidades .....	340
7.3.2	Magnitudes características de motores .....	341
7.3.2.1	Determinación de datos de potencia.....	342
7.3.3	Magnitudes características de máquinas impulsadas .....	344
7.3.3.1	Diseño de un impulsor de ventilador .....	345
7.4	Ajuste de velocidad .....	348
7.4.1	Generalidades .....	348
7.4.2	Controlador en circuito de estator .....	348
7.4.3	Controlador en circuito del rotor .....	349
7.4.4	Fuerza electromotriz de retorno en circuito de rotor .....	350
7.5	Ajuste de velocidad con convertidor directo .....	352
7.5.1	Generalidades .....	352
7.5.2	Convertidor trapecial .....	353
7.5.3	Convertidor de ciclo .....	354
7.6	Ajuste de velocidad con convertidor indirecto .....	355
7.6.1	Generalidades .....	355
7.6.2	Inversor trifásico .....	355
7.6.3	Convertidor con enlace de corriente continua .....	358
7.6.4	Convertidor con enlace de tensión continua .....	361
7.6.4.1	Tensión de enlace variable .....	361
7.6.4.2	Tensión de enlace constante .....	363
7.7	Convertidor de frecuencia de baja potencia .....	364
7.7.1	Generalidades .....	364
7.7.2	Aplicaciones típicas .....	367
7.7.3	Tendencia de desarrollo en electrónica de potencia.....	371
7.8	Símbolos utilizados .....	372
7.8.1	Tensiones.....	372
7.8.2	Corrientes .....	372
7.8.3	Potencias .....	373
7.8.4	Magnitudes características de impulsores y motores .....	373
7.8.5	Otras magnitudes .....	374
<b>Índice alfabético .....</b>		<b>375</b>

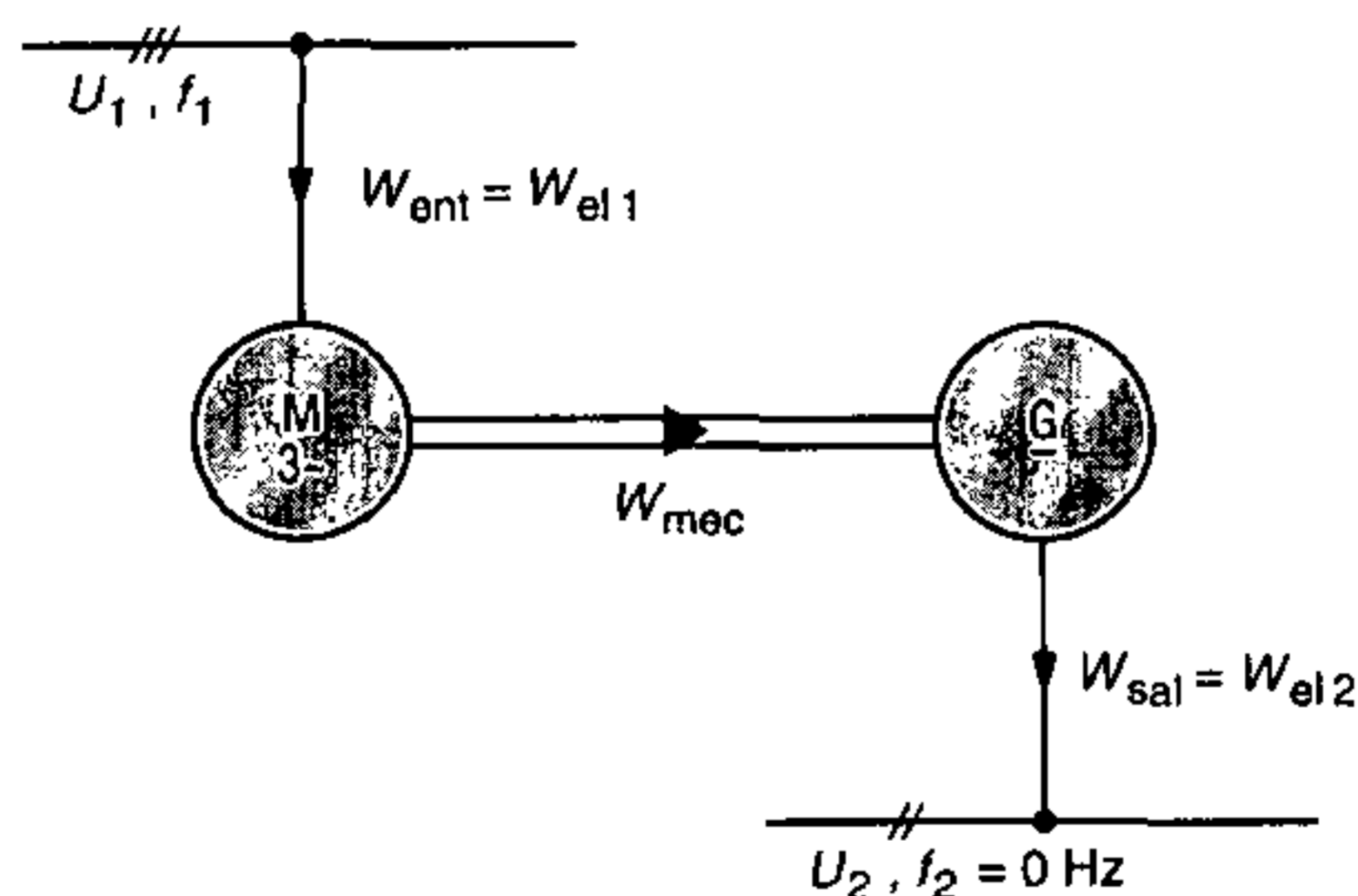
# 1 Introducción a la electrónica de potencia

## 1.1 Etapas de desarrollo

En el importante campo de la ingeniería eléctrica, la electrónica de potencia puede ser asignada al área de la ingeniería de potencia. Sin embargo, el tema no está restringido a la unidad de potencia, sino que también comprende la correspondiente sección dedicada a los sistemas de control en lazo abierto (mando) y en lazo cerrado (regulación).

Desde la publicación de los efectos rectificadores de una «juntura PN» por Shockley en el año 1949, los «semiconductores» se han adentrado más y más en las áreas individuales de la ingeniería eléctrica. La aplicación de componentes semiconductores en la ingeniería de potencia consecuentemente también viene bajo el encabezado de *electrónica de potencia*.

Con la exitosa transmisión de la corriente trifásica desde Lauffen/Neckar hasta Frankfurt/Main en 1891, la corriente alterna suplantó a la corriente continua en la generación y transmisión de energía. Como resultado de esta decisión, las compañías abastecedoras fueron forzadas cada vez más a convertir la corriente alterna en corriente continua (rectificación), con el fin de garantizar el suministro a los consumidores/cargas de corriente continua. Esta tarea era ejecutada por convertidores mecánicos los cuales convierten energía eléctrica por medio de energía cinética de rotación nuevamente en energía eléctrica (**figura 1.1**). En esta conexión, el *conjunto Ward-Leonard* se vuelve particularmente importante en la ingeniería de impulsión. Hoy en día, los convertidores rotativos sólo se utilizan en soldadura.

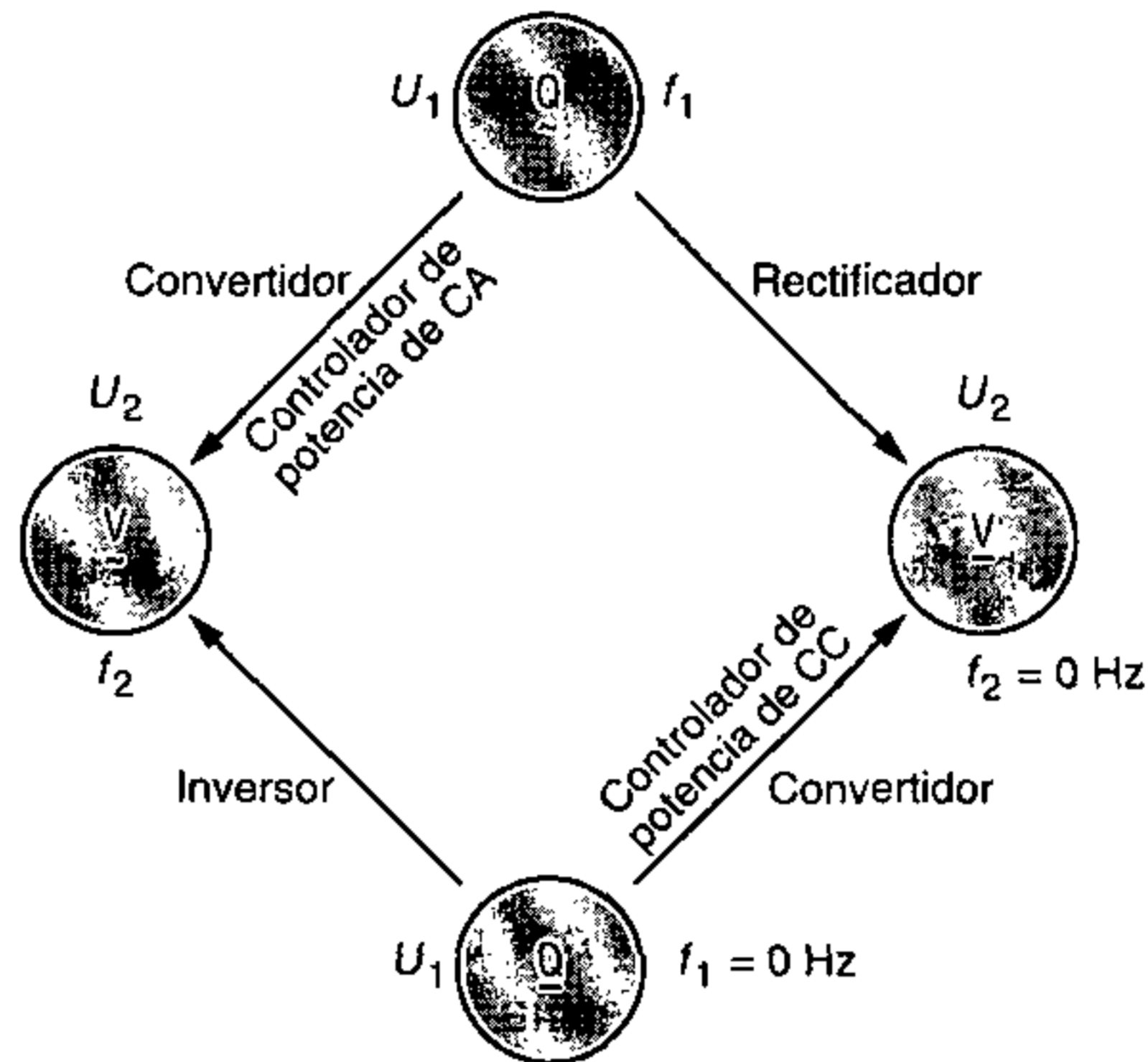


**Figura 1.1** Principio de los convertidores rotativos

El uso de válvulas iónicas rellenas de gas permite la *conversión directa* de la energía eléctrica, sin tener que pasar el flujo de energía a través de la energía cinética de rotación. Se debe hacer mención que el rectificador de arco de mercurio, el más importante de los tres convertidores estáticos, ha colocado la piedra fundamental de la ingeniería de conversión de potencia. La declinación de la ingeniería convencional de conversión de potencia comienza al final de los años cincuenta con el desarrollo de los tiristores. Una vez desarrollados, los problemas anteriormente intratables se habían resuelto, las válvulas semiconductoras rápidamente reemplazaron a las válvulas iónicas, tales como el tiratrón y el ignitrón.



Así, el campo de la electrónica de potencia comprende todos los tipos de *conversión estática de potencia*, además de las tareas de control y conmutación. Este comprende esencialmente: conmutadores de corriente continua y de corriente alterna, controladores de potencia de corriente continua y de corriente alterna, rectificadores, inversores y convertidores. Los controladores y los convertidores se pueden utilizar para convertir la energía de una fuente en una energía de diferente tensión y frecuencia (**figura 1.2**).



**Figura 1.2** Flujo de energía durante la conversión de energía eléctrica mediante un convertidor estático de potencia (simbología no estandarizada): Q fuente V consumidor

Las ventajas de estos «convertidores electrónicos», comparados con los dispositivos comunes y circuitos previos, se describen a continuación:

- mayor eficiencia, aún con cargas parciales;
- menor peso y requerimiento de menor espacio;
- más económicos que los dispositivos controlables convencionales;
- facilidad de operación y mantenimiento;
- resistentes al clima, a la contaminación atmosférica corrosiva y a la humedad, debido a que las válvulas son encapsuladas herméticamente;
- las fluctuaciones de tensión en el lado de la alimentación se pueden compensar rápidamente y no afectan a la carga;
- provisión sencilla de reservas, debido a la estandarización, módulos fácilmente reemplazables;
- larga vida útil de los componentes semiconductores;
- sin partes móviles en el caso de autoventilación; para enfriamiento forzado se utilizan ventiladores con una larga vida útil;
- operación silenciosa con autoventilación; bajo ruido de operación con ventilación externa;
- se puede manejar cualesquier corriente y tensión mediante conexiones de tiristores en serie y paralelo;

## 1.2 Principio básico de los convertidores estáticos de potencia

insensible a las vibraciones; se pueden utilizar en vehículos a motor;  
se pueden instalar en cualquier posición;  
inmediatamente listos para operar, sin necesidad de un tiempo para calentamiento;  
amplio rango de temperatura para operar; variación despreciable de las características durante las variaciones de temperatura;  
sobresalientes características de control.

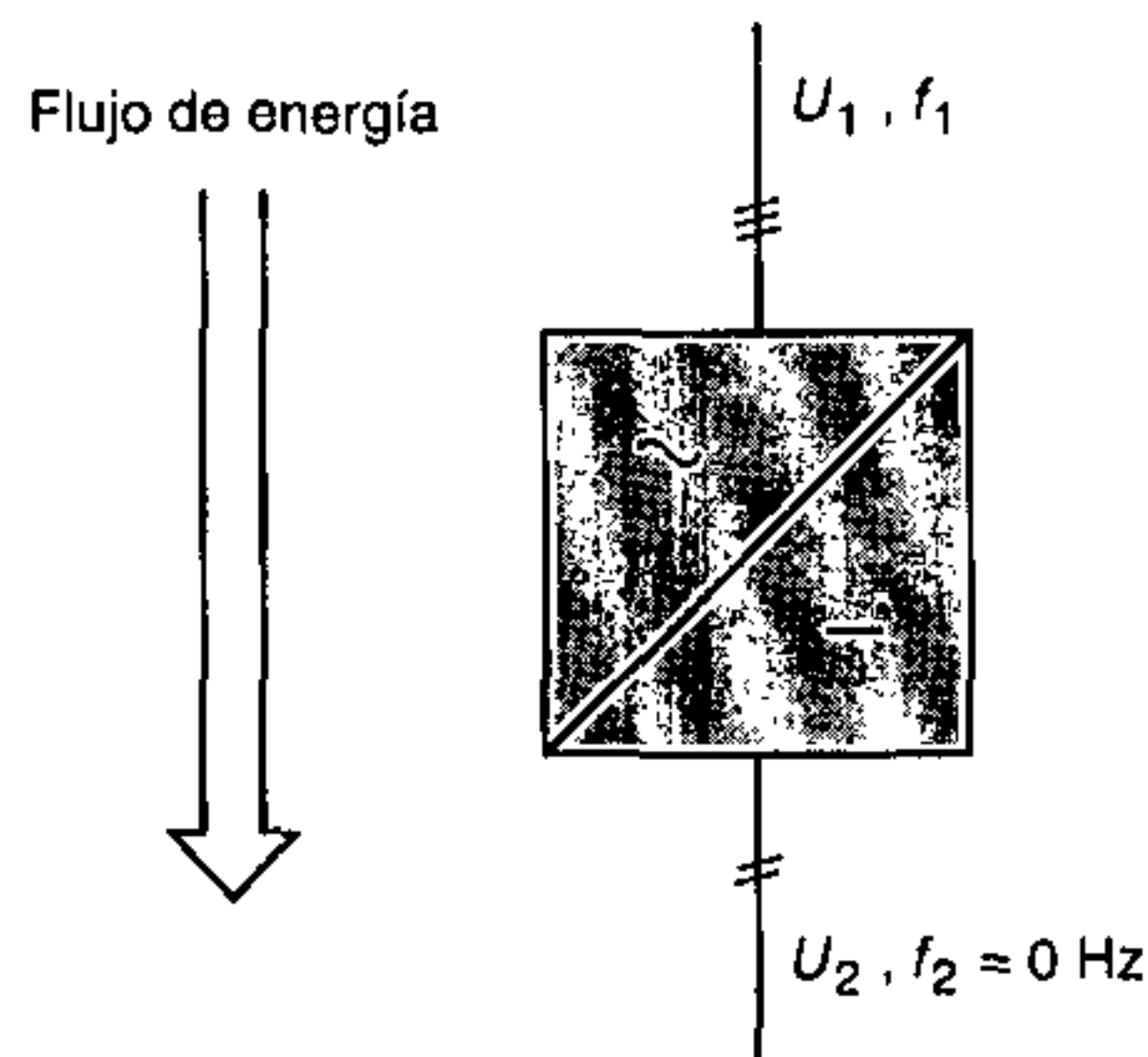
## 1.2 Principio básico de los convertidores estáticos de potencia

### 1.2.1 Diagramas de bloques

En electrónica de potencia, se emplea una representación simbólica en forma de diagramas de bloques para las unidades funcionales básicas. En esta conexión, las magnitudes eléctricas se indican de acuerdo a la dirección del flujo de energía mediante un subíndice 1 para el lado de alimentación y un subíndice 2 para el lado de la carga.

#### 1.2.1.1 Rectificadores

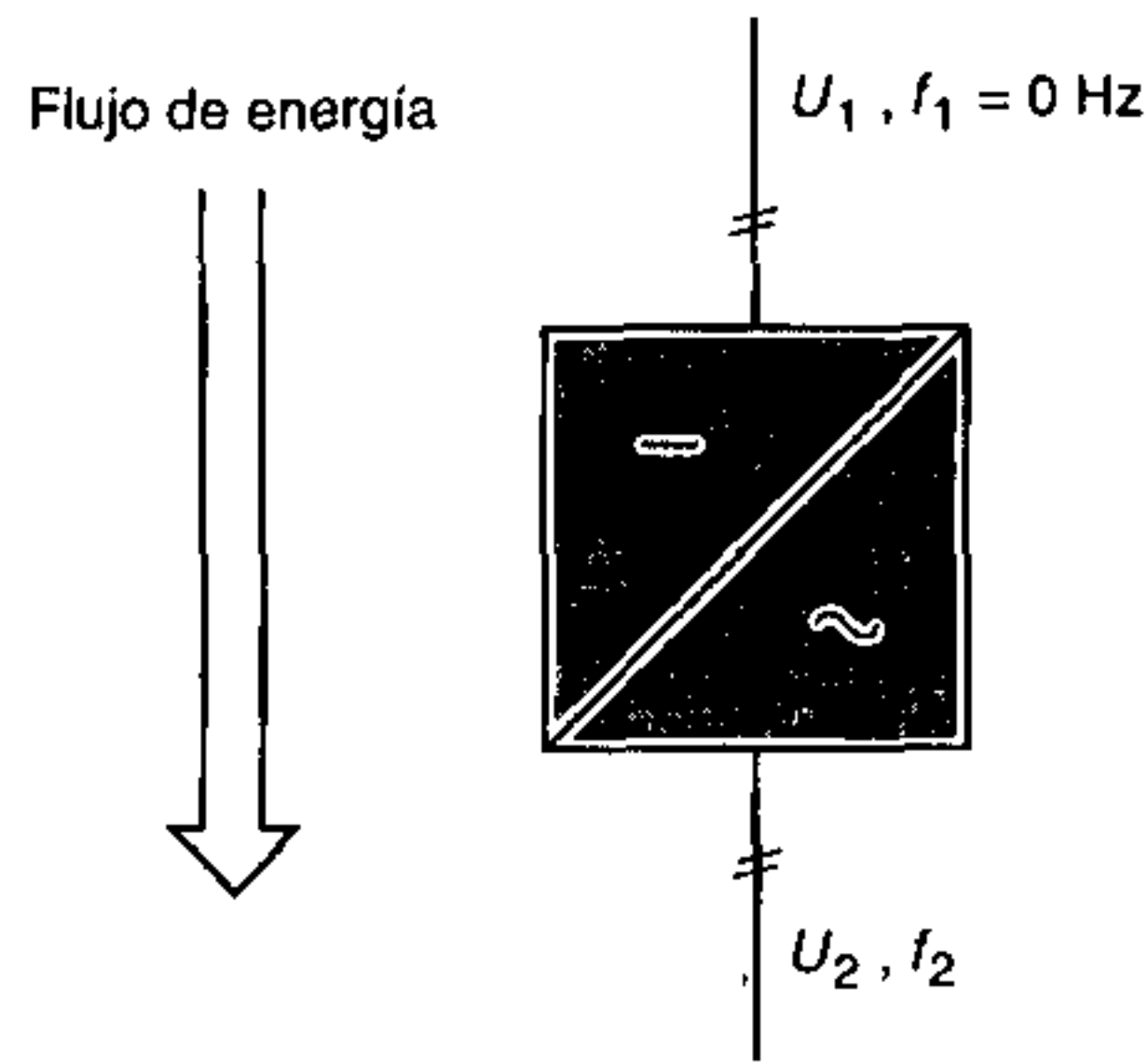
Los rectificadores se utilizan para convertir corriente alterna o corriente trifásica en corriente continua. La energía se suministra a la instalación de corriente continua mediante un sistema trifásico de corriente alterna (**figura 1.3**).



**Figura 1.3** Diagrama de bloque general de un rectificador

#### 1.2.1.2 Inversores

Los inversores se utilizan para convertir corriente continua en corriente trifásica o corriente alterna. La energía se transmite desde el lado de corriente continua hasta el lado de corriente trifásica o de corriente alterna (**figura 1.4**).



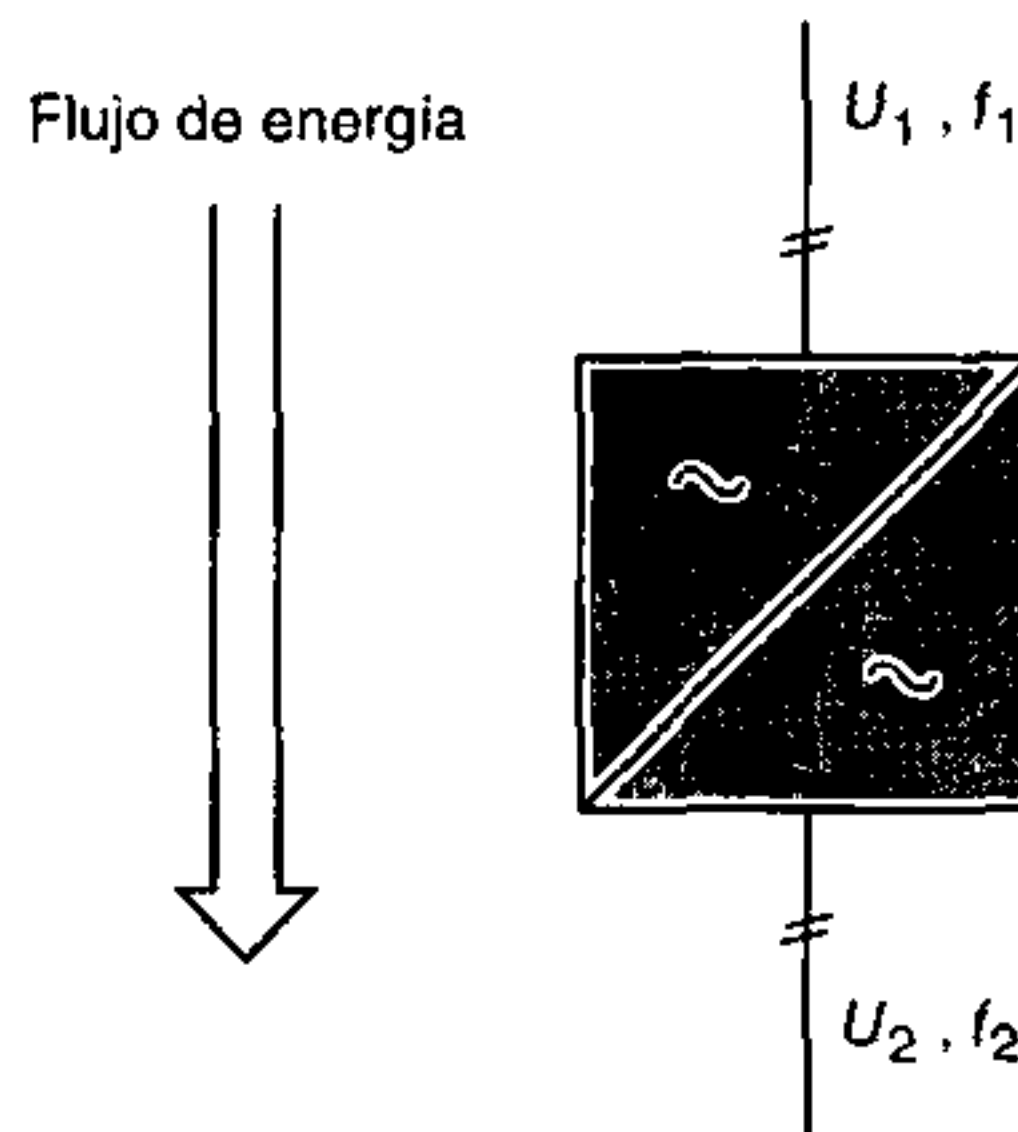
**Figura 1.4** Diagrama de bloque general de un inversor

*Nota:* El hecho de que los circuitos rectificadores controlados también pueden ser conmutados a modo inversor está asociado con el tipo de circuito y el disparo (vea la sección 5).

### 1.2.1.3 Convertidores

Los convertidores se utilizan para convertir la energía de:

- una corriente alterna de una tensión particular, frecuencia y número de fases en una corriente alterna con distinta tensión, distinta frecuencia, con el mismo o diferente número de fases (**figura 1.5**);
- una corriente continua de una tensión particular en una corriente continua de una tensión diferente y posiblemente variable.



**Figura 1.5** Diagrama de bloque general de un convertidor

Los convertidores frecuentemente consisten de rectificadores e inversores. Por lo tanto se hace una diferencia adicional entre convertidores directos y convertidores con circuito intermedio (vea la sección 7).

### 1.2.2 Tipos de carga

El comportamiento del lado de la carga es de gran importancia para la operación de circuitos convertidores de potencia. Se distinguen básicamente los siguientes tipos.

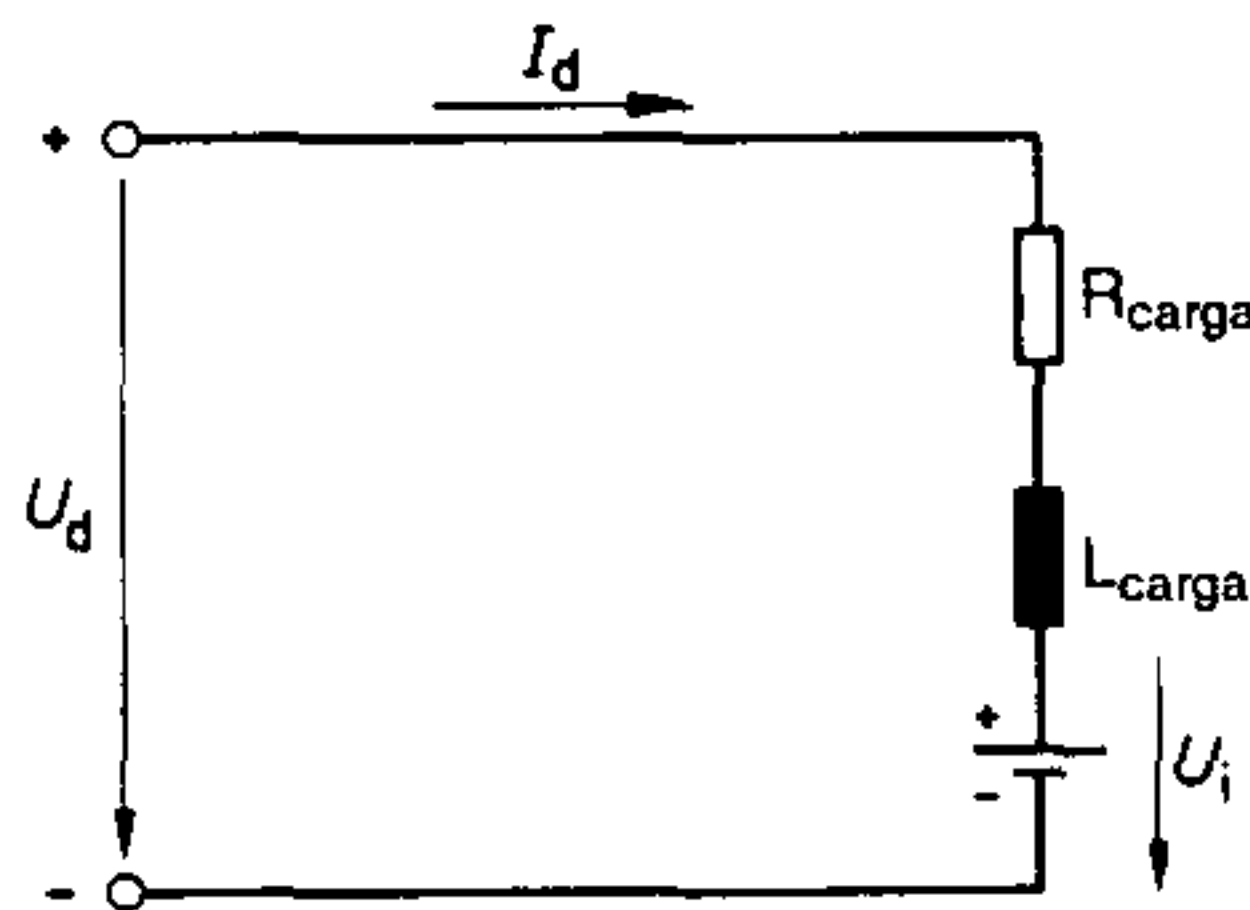
#### 1.2.2.1 Cargas pasivas

Las cargas con resistencias óhmicas constituyen el tipo de carga más simple. En este caso, la curva de corriente coincide en términos de tiempo con la curva de tensión. Las principales aplicaciones están en iluminación y en calefacción.

Las cargas de naturaleza óhmica-inductiva tienen peculiaridades adicionales debido al almacenamiento de energía; por ejemplo, el efecto de alisamiento de la corriente con tensión continua pulsante, y la ocurrencia de altos picos de tensión cuando se desconectan las cargas. Las principales aplicaciones comprenden la alimentación de bobinados de excitación de máquinas eléctricas (generación de campo magnético) y el campo de calentamiento y endurecimiento inductivos. En el último caso, es usual complementar las cargas inductivas con condensadores para producir un circuito antiresonante (circuito resonante en paralelo).

#### 1.2.2.2 Cargas activas

Estas cargas continuamente desarrollan una fuerza electromotriz de retorno (tensión negativa) en el lado de la carga (**figura 1.6**). Esto produce un incremento del esfuerzo en las válvulas en el sentido de no conducción. Como ejemplos podemos citar la carga de baterías (acumuladores) y la alimentación a motores eléctricos.



**Figura 1.6** Circuito equivalente de una carga de naturaleza resistiva-inductiva, con fuerza electromotriz de retorno activa

### 1.2.3 Válvulas convertidoras

Las válvulas eléctricas generalmente son componentes que permiten pasar la corriente eléctrica en un solo sentido. En la electrónica de potencia moderna, a éstas corresponden el *diodo semiconductor* y el *tiristor*, más el transistor de potencia.

### 1.2.3.1 Válvulas no controladas – diodos

Un diodo ideal conduce la corriente tan pronto como el ánodo se hace positivo con relación al cátodo. Este se puede utilizar como un componente discreto para rectificación. En este caso, la tensión de salida depende únicamente de la tensión de entrada.

### 1.2.3.2 Válvulas controladas – tiristores

En el caso de una válvula ideal controlada, una tensión ánodo-cátodo positiva inicialmente todavía implica el modo de no conducción. La habilitación es únicamente posible con un pulso de control adicional. La conductividad del tiristor es por lo tanto dependiente del cumplimiento simultáneo de las dos condiciones  $U_{AC}$  positiva y  $U_{GC}$  positiva. La tensión de salida es ahora una función del valor de la tensión de entrada y del retardo del disparo (ángulo de control  $\alpha$ ).  $U_{AC}$  es la tensión entre ánodo y cátodo, y  $U_{GC}$  es la tensión entre gate y cátodo.

## 1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)

Así como, en el último siglo, la ingeniería fue caracterizada por la «mecanización», hoy en día el desarrollo se puede describir generalmente como «automatización».

Automatización de un proceso significa que el proceso se cumple automáticamente conforme a un programa especificado, cumpliendo algunas condiciones intermedias, sin personas que interfieran con el proceso desde el exterior. Este extenso campo, que entre otras cosas permite incrementar la seguridad, brindar mayor precisión y economía, se divide en dos subáreas: *ingeniería de control* (es decir, control en lazo abierto) e *ingeniería de control automático* (es decir, control en lazo cerrado). Sin embargo, en la práctica ocurre superposición, tal como cuando se utiliza un circuito en puente controlado para regular la velocidad de motores de corriente continua.

### 1.3.1 Terminología básica

El término *válvula controlada* ya ha sido tratado en la descripción de las válvulas convertidoras de potencia en la sección 1.2.3. En este caso, por ejemplo, mediante el desplazamiento de los pulsos de disparo, los tiristores son controlados de forma que la tensión de salida y por lo tanto el consumo de la potencia media de la carga conectada se influyen de la manera deseada.

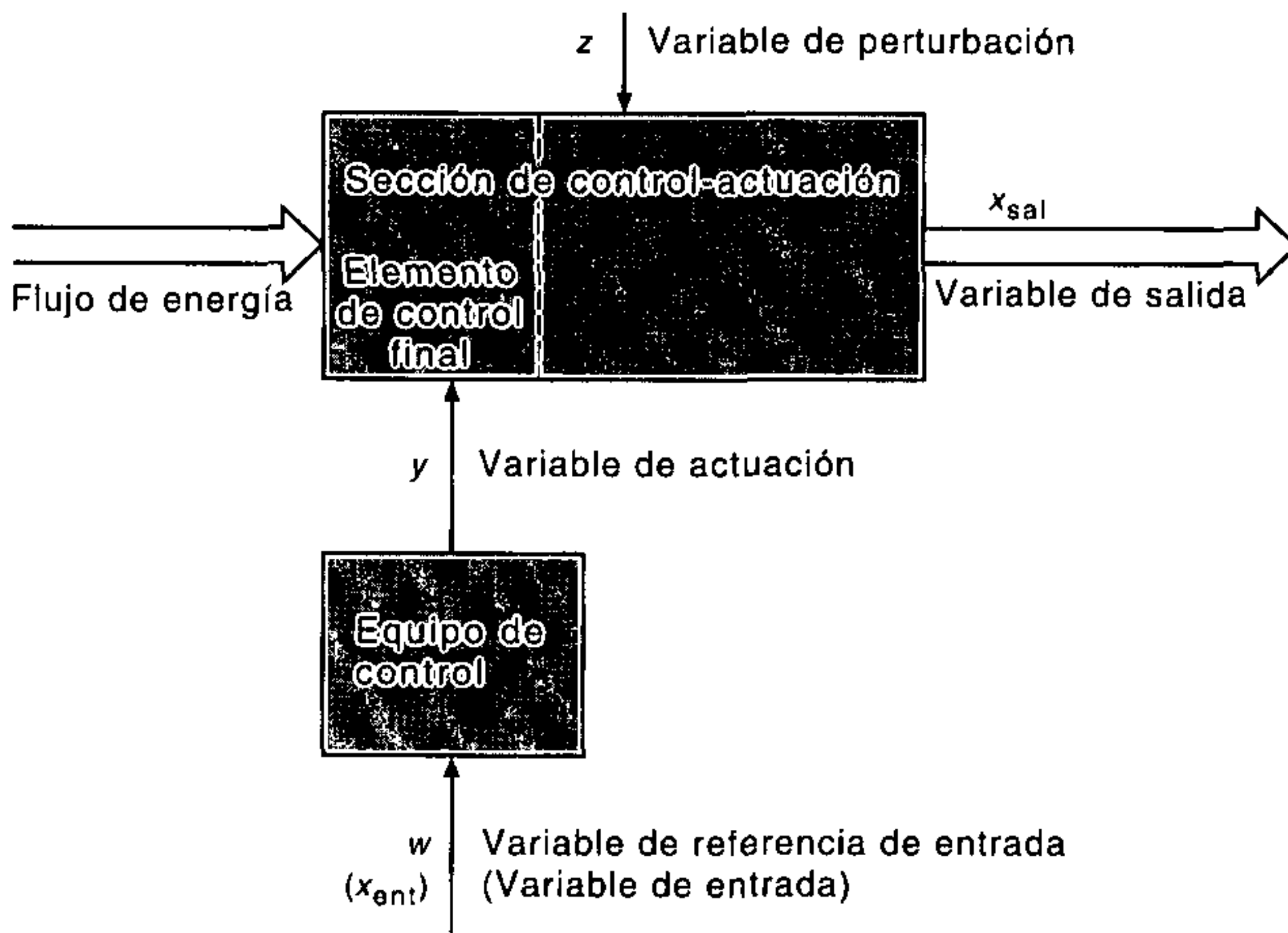
*Control* es así un proceso en el cual una o más variables de entrada afectan a las variables de salida de un sistema. Las variables de salida no tienen efecto sobre la entrada y por esto se habla de un *sistema de control en lazo abierto*. El sentido del lazo está especificado. En el diagrama de bloque de la **figura 1.7** éste está indicado por flechas.

A un sistema de control de este tipo frecuentemente también se lo denomina «sistema de control en lazo abierto». Esta terminología básica está representada en la **figura 1.8** y después explicada.

### 1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)



**Figura 1.7** Definición de un sistema de control en lazo abierto



**Figura 1.8** Representación en diagrama de bloques de un control en lazo abierto

En la práctica, los siguientes términos y denominaciones se han definido e introducido en la ingeniería de control (vea también DIN 19 226).

La *variable objeto* o *variable de salida*  $x_{sal}$  es la magnitud física del sistema la cual es influenciada de acuerdo con leyes especificadas.

El término *sección de control-actuación* se aplica a la región del lazo abierto de control que está construida arriba, ésta genera o saca la variable objeto  $x_{sal}$ . Así, en la ingeniería de impulsión, el controlador de tiristor junto con el motor pueden ser la sección de control-actuación y la velocidad de rotación o torque pueden ser la variable objeto.

El *elemento de control final* (elemento de actuación) es un área de la sección de control-actuación que toma parte directamente en la secuencia de acciones y por lo tanto en el flujo de energía o masa. La localización de esta acción se denomina *punto de manipulación*. Existen elementos de control final con un comportamiento irregular (encendido/apagado), tales como relés y contactores, y existen elementos de control final con un comportamiento regular tales como correderas, válvulas tipo mariposa, transistores y rectificadores con una tensión de salida variable.

La *variable de actuación*  $y$  es la variable que gobierna al elemento de control final. Esta es la variable de salida del equipo de control.

El *equipo de control* genera una variable de actuación. Este debe ser por lo tanto considerado como parte de la trayectoria de actuación que influye en la sección de control-actuación a través del elemento de control final en conformidad con la tarea establecida. Este es influenciado a través de la variable de entrada  $w$ .

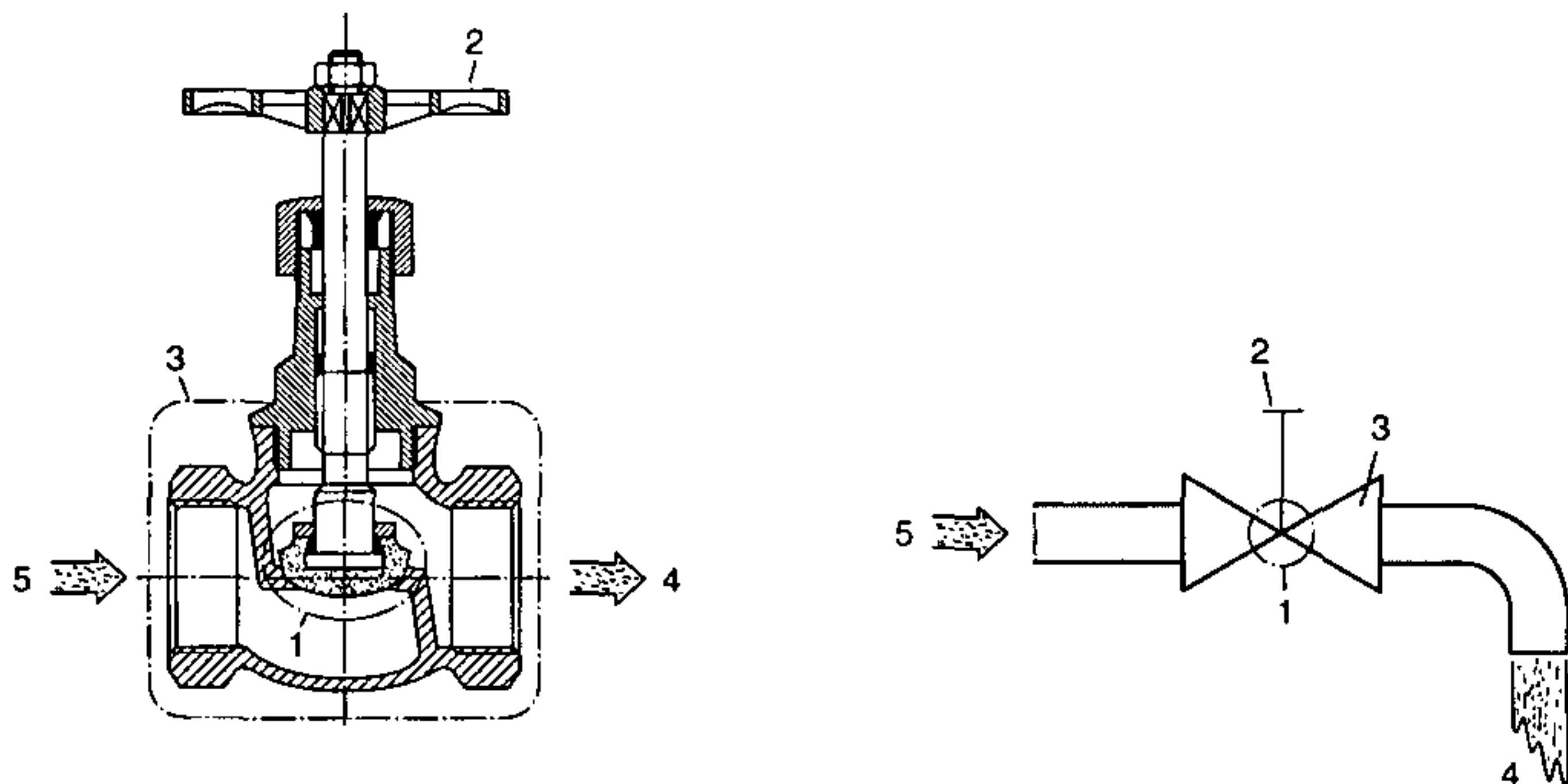
La *variable de referencia de entrada*  $w$  es una magnitud que no está influenciada por el sistema de control tratado y que se entrega a la sección de control-actuación desde el exterior y a la cual debe seguir la variable de salida del sistema de control con la dependencia establecida.

La *variable de perturbación*  $z$  representa todas las influencias de disturbio capaces de actuar sobre la sección de control-actuación desde el exterior.

Ahora pretendemos explicar estos términos con mayor detalle haciendo referencia a dos ejemplos.

*Ejemplo 1:*

La cantidad de flujo de agua es controlada con una llave de paso (**figura 1.9**).



**Figura 1.9** Llave de paso como un sistema de control en lazo abierto

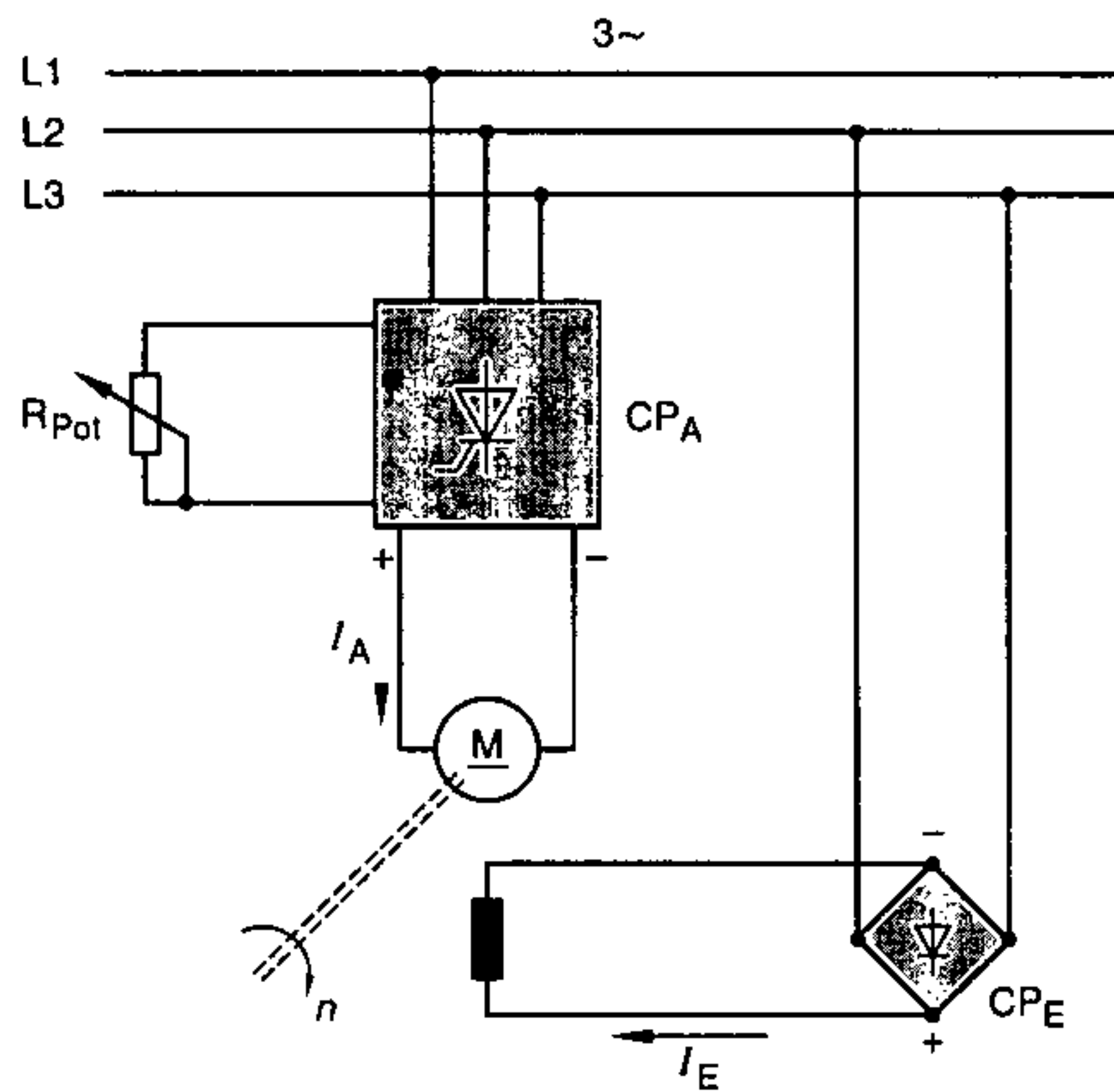
Lo siguiente es directamente comparable:

- |                                   |  |
|-----------------------------------|--|
| Variable objeto (4)               | – cantidad de agua                             |
| Sección de control-actuación (3)  | – cañería de flujo de la llave de paso         |
| Elemento de control final (1)     | – válvula de la llave de paso                  |
| Variable de actuación             | – dimensión de la abertura de paso (válvula)   |
| Equipo de control (2)             | – volante de ajuste                            |
| Variable de referencia de entrada | – posición angular del volante de ajuste       |
| Variable de perturbación (5)      | – por ejemplo variación en la presión de agua. |

*Ejemplo 2:*

Un motor de corriente continua es operado en la red trifásica a través de un circuito en puente totalmente controlado, un convertidor de potencia en el circuito de armadura (CP<sub>A</sub>) (**figura 1.10**). La velocidad de rotación es controlada.

### 1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)



**Figura 1.10** Control de velocidad de rotación de variación continua de un motor de corriente continua con alimentación de convertidor de potencia y un sentido de rotación

Nuevamente, lo siguiente es directamente comparable:

Variable objeto	– velocidad de rotación
Sección de control-actuación	– convertidor de potencia y motor conectado a la red
Elemento de control final	– tiristores del convertidor de potencia en el circuito de armadura
Variable de actuación	– ángulo de fase de la corriente de disparo del gate
Equipo de control	– electrónica de disparo
Variable de referencia de entrada	– tensión de control determinada por el ángulo de fase
Variable de perturbación	– fluctuaciones del sistema y de la carga

Como muestran los dos ejemplos dados arriba, las variables de perturbación son generalmente impredecibles. Para excluir sus efectos indeseables, frecuentemente se utiliza en los sistemas de control de lazo abierto, el método de la alimentación directa de la variable de perturbación, en el cual una tensión de compensación se entrega a la entrada del regulador de lazo. Comúnmente sólo se registran las variables de perturbación principales. Las otras variables de perturbación no se toman en cuenta y, como antes, sus continuos efectos influyen al sistema.

En un calefactor, por ejemplo, la temperatura exterior se da como una variable de perturbación  $z$ . Si la carga de un calefactor de almacenaje nocturno se controla en función de la temperatura exterior, esta temperatura exterior aparece como una variable de referencia de entrada  $w$  adicional. Con esto se actúa en contra del efecto de la temperatura exterior, que todavía aparece como variable de perturbación  $z$ .



### 1.3.2 Tipos de sistemas de control en lazo abierto

De acuerdo a su funcionamiento interno se distinguen dos tipos de sistemas de control en lazo abierto:

1. *Control maestro*, en el cual la variable de salida debe seguir analógicamente a la variable de referencia de entrada.
2. *Control de elemento de retención*, en el cual se da un comportamiento de conmutación.

Según el disparo externo los sistemas de control en lazo abierto pueden ser clasificados como sigue:

Control por programa, control por programación de tiempo, control por programación de posición y control por programa almacenado.

#### 1.3.2.1 Control maestro

En el caso de un sistema de control maestro, en un estado constante, existe siempre una relación clara entre la variable de referencia de entrada y la variable de salida del sistema de control, siempre que las variables de perturbación no causen desviaciones. La variable de referencia de entrada  $w$  se puede ajustar o variar a través de la operación personal entre  $0 \leq w \leq w_{\text{máx}}$ . Un ejemplo de esto es el circuito dimmer ampliamente utilizado para el control de luminosidad de variación continua. Otra área de utilización del control maestro es el control de velocidad de motores.

#### 1.3.2.2 Control de elemento de retención

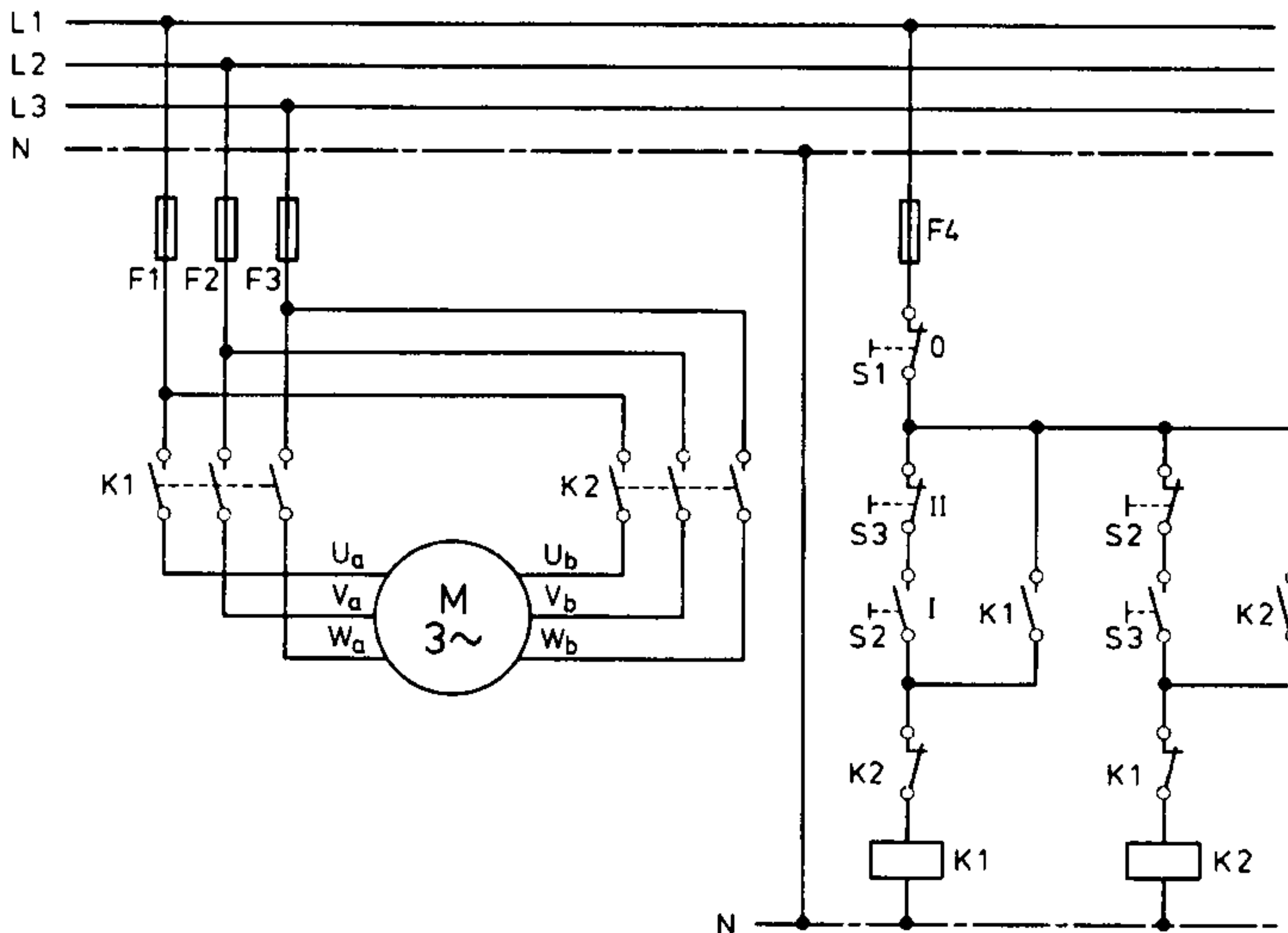
EL control de elemento de retención con los modos de operación ENCENDIDO/APAGADO es un sistema de control irregular. La variable de referencia de entrada ocurre inicialmente en la forma de un pulso de conexión. Después de esta señal de arranque, el elemento de control final es entonces retenido en el estado ENCENDIDO mediante el «contacto de retención». La desconexión se logra mediante el comando contrario, por ejemplo, el circuito de retención es nuevamente separado mediante la operación de un interruptor de apagado o un interruptor de fin de carrera.

Este tipo de sistema de control es muy conocido, debido a que se ha utilizado por largo tiempo en la técnica de control convencional, empleando elementos de control final electromecánicos, tales como relés y contactores.

Otro circuito básico igualmente muy conocido es el control de velocidad de variación discontinua de motores trifásicos. En esta conexión, la **figura 1.11** muestra un circuito de contactores para la conmutación de velocidad de un motor asíncrono trifásico.

*Modo de operación:* Los pulsantes S 2 o S 3 excitan a los respectivos contactores de potencia K 1 o K 2. Debido a la autoretención, el motor gira a baja o alta velocidad. La conmutación de velocidad es únicamente posible después de operar el pulsante S 1 (APAGADO).

### 1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)



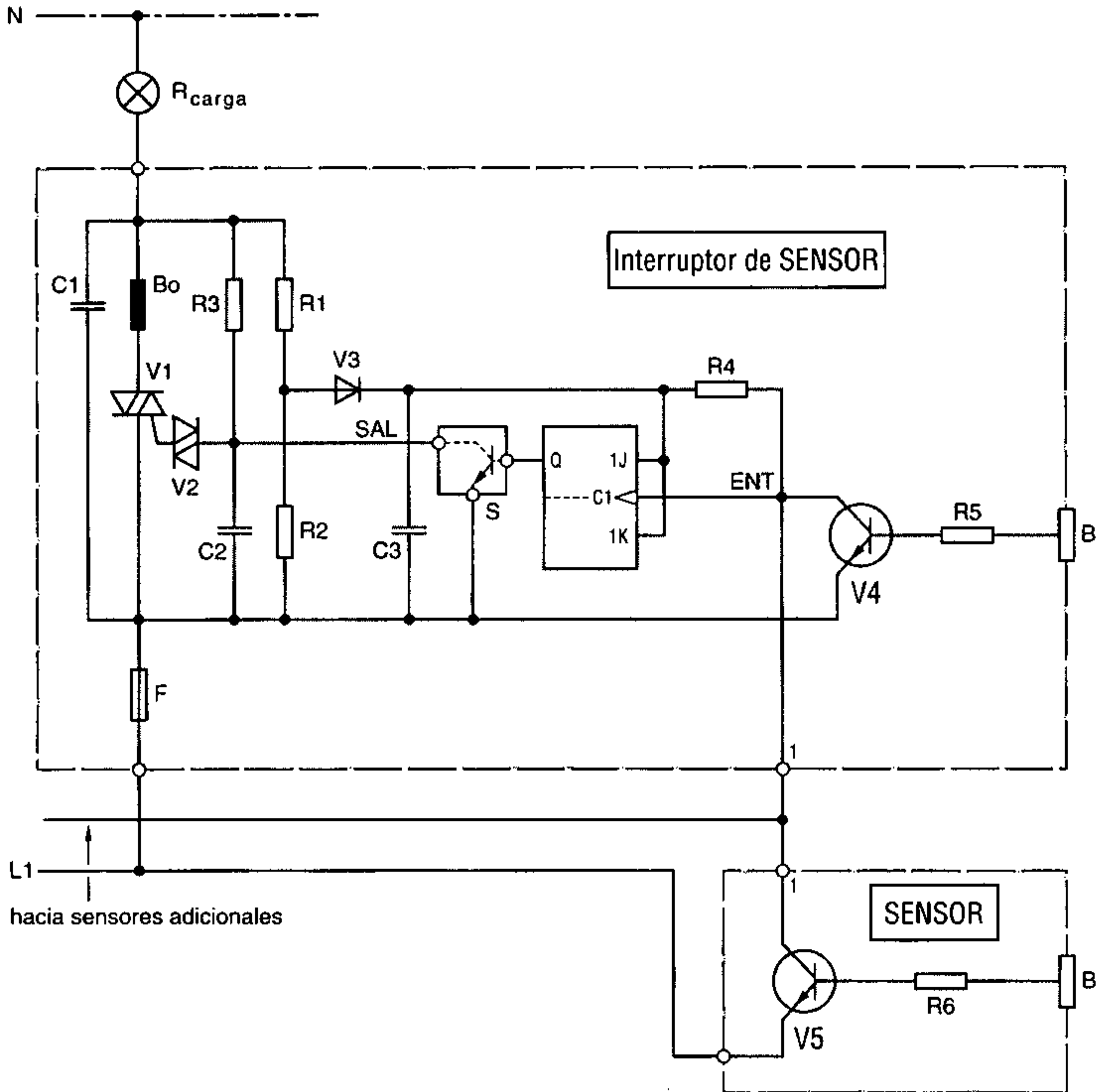
**Figura 1.11** Control de velocidad de variación discontinua de un motor trifásico con dos bobinados separados para una dirección de rotación

El circuito de contactores de reversa es asimismo un circuito básico muy conocido. Este se puede utilizar para controlar la dirección de rotación de motores trifásicos mediante la inversión del campo de rotación.

En instalaciones domésticas, el control de elemento de retención se implementa por, entre otras cosas, relés de muesca, interruptores sensores de relé e interruptores sensores de semiconductor. La **figura 1.12** muestra dicho sistema de control.

*Modo de operación:* Los componentes R 1, R 2, V 3 y C 3 se utilizan para generar la tensión de operación del flip-flop y de los transistores en el circuito sensor y en el sensor. El flip-flop representa un relé electrónico de muesca. Con cada pulso en la entrada ENT, el cual es controlado mediante el toque del plato sensor B, un interruptor de transistor S conmuta breve y alternativamente al condensador C 2. Mientras el transistor está bloqueado, el triac es redispuesto en cada semiciclo y la carga es conectada a la red. Con el siguiente comando de conmutación, C 2 se cortocircuita y el triac no recibe energía de control. Este ya no puede ser disparado y la carga se desconecta.

Un caso especial del control de elemento de retención es la *operación no sostenida*. La señal de ENCENDIDO está activa solamente cuando el pulsante o el interruptor multiposición es operado desde el exterior. Este tipo de control se encontrará, entre otras aplicaciones, en sistemas de control de mecanismos de levantamiento (grúas), y requiere un pulsante separado por cada tipo de movimiento: adelante, atrás, arriba y abajo. En esta aplicación, la posición del gancho de la grúa es la variable de salida de control  $x_{sal}$ .



**Figura 1.12** Interruptor de sensor como ejemplo de un sistema de control de variación discontinua

### 1.3.2.3 Control por programa

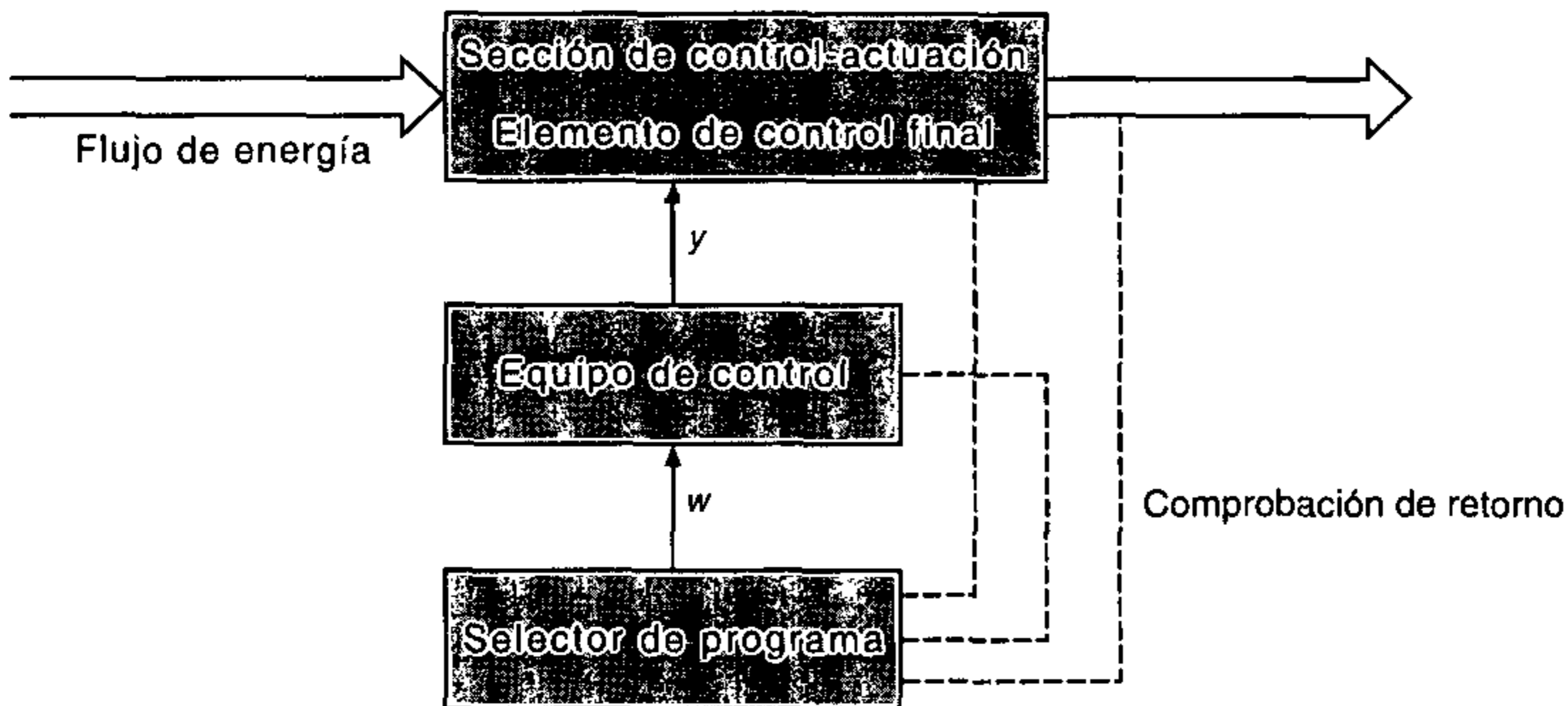
En respuesta al extenso incremento de las tareas de control, el control por programa se desarrolló a partir de los sistemas de control maestro y sistemas de control de elemento de retención. Este sistema emplea un selector de programa, el cual varía la entrada de referencia  $w$  sobre una base continua y discontinua. Existe también una posible subdivisión adicional en *control en lazo abierto por programación de tiempo* y *control por programación de posición*.

Uno de los sistemas de control por programación de tiempo más sencillos es el control de iluminación de advertencia o señales de dirección que utilizan temporizadores. Otros selectores de programa incluyen levas, interruptores de levas, cintas perforadas y cintas magnéticas.

### 1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)

El control por programación de posición se encuentra en procesamiento automático de metales, controlando el avance y la velocidad de rotación como una función de la posición de la máquina herramienta. La ingeniería de transportación es otra área de utilización, donde la velocidad del transportador se controla por medio del recorrido (distancia recorrida, distancia de corte, punto de parada).

El *control de secuencia* (**figura 1.13**) representa una etapa superior del desarrollo del control por programa. Con este sistema, la secuencia de tiempo de los movimientos u otro fenómeno físico se controla mediante sistemas de conmutación de acuerdo con un programa ejecutado en pasos, en función de los estados alcanzados en el arreglo que está siendo controlado. Este programa generalmente puede ser instalado o derivado desde las tarjetas perforadas, cintas perforadas, cintas magnéticas o cualquier otro medio de almacenamiento apropiado.



**Figura 1.13** Diagrama de señales para el control de secuencia

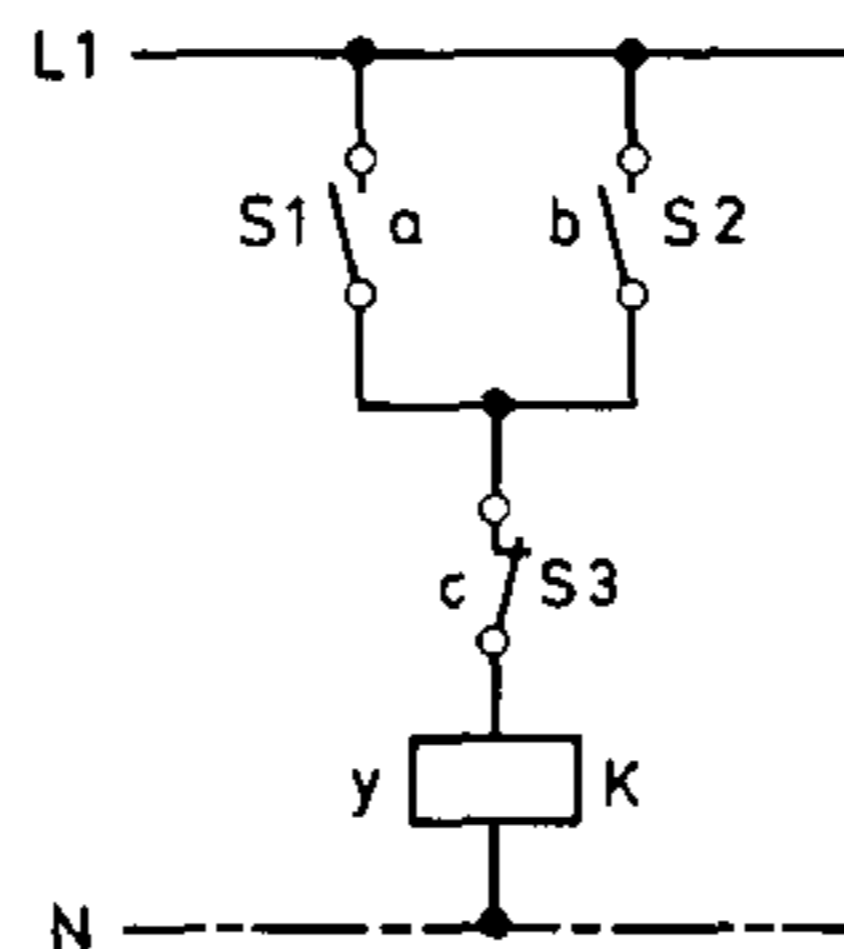
Un ejemplo típico de este sistema es el control numérico con cintas perforadas de una máquina herramienta. En este caso, el programa de trabajo de la máquina, guardado en una cinta perforada, es llamado y ejecutado en bloques, como una función del estado de trabajo respectivo de la máquina.

Se debe tomar en cuenta en la **figura 1.13** que las «líneas de comprobación de retorno» entrecortadas no constituyen realimentación en el sentido de la ingeniería de control. Aquí éstas simbolizan las *condiciones de secuencia*, que consisten de los criterios del proceso y del cumplimiento de las condiciones de las variables particulares controladas. Estos criterios se deben cumplir para iniciar el siguiente paso en la secuencia. Si las condiciones de secuencia no son satisfechas, se puede interrumpir el proceso automatizado mediante señales de alarma, de desconexión o espera.

Otro sistema de control de secuencia muy simple es el control automático estrella-triángulo. En este caso, la condición de secuencia empleada es el mínimo tiempo de arranque o mínima velocidad de rotación de un motor trifásico asíncrono que debe excederse antes que la conmutación completa tenga lugar.

### 1.3.2.4 Control por programa almacenado

Así como el grado de automatización ha aumentado, así también se han incrementado las demandas de la ingeniería de control. En el caso de los contactores, relés y sistemas de control electrónicos, las relaciones entre las entradas y las salidas se describen utilizando un diagrama. Los dispositivos de conmutación y los componentes electrónicos son interconectados para adaptarse a la tarea de control. Estos sistemas se denominan controladores de programa cableados. Un diagrama para un sistema de control puede ser completamente descrito listando todas las operaciones lógicas. Así, por ejemplo, la descripción del circuito de la **figura 1.14** es como sigue:



**Figura 1.14** Control de relé

Cuando a o b están cerrados y c permanece cerrado, se acciona el relé y. Esta descripción también puede ser expresada mediante la ecuación  $y = (a \vee b) \wedge \bar{c}$ .

En muchos casos, los sistemas de control arriba mencionados no pueden ser fabricados ni utilizados, debido a las posibilidades limitadas de operación lógica. Por otra parte, es demasiado costoso utilizar una computadora de procesamiento. Los controladores electrónicos programables ahora son producidos por diferentes fabricantes para este sector de la ingeniería de control.

En contraste a los sistemas de control cableados, éstos se pueden utilizar para ejecutar las tareas automatizadas con un programa. Entre otras cosas, la ventaja de estos sistemas es que, con un relativamente pequeño conjunto de instrucciones, la secuencia de control completa puede ser descrita mediante un arreglo lógico de estas instrucciones. Las aplicaciones típicas comprenden, por ejemplo, el control de trenes de laminación, máquinas herramientas, maquinaria plástica y almacenamiento en estantes altos.

Los módulos esenciales de estos sistemas de control se muestran en la **figura 1.15**.

1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)

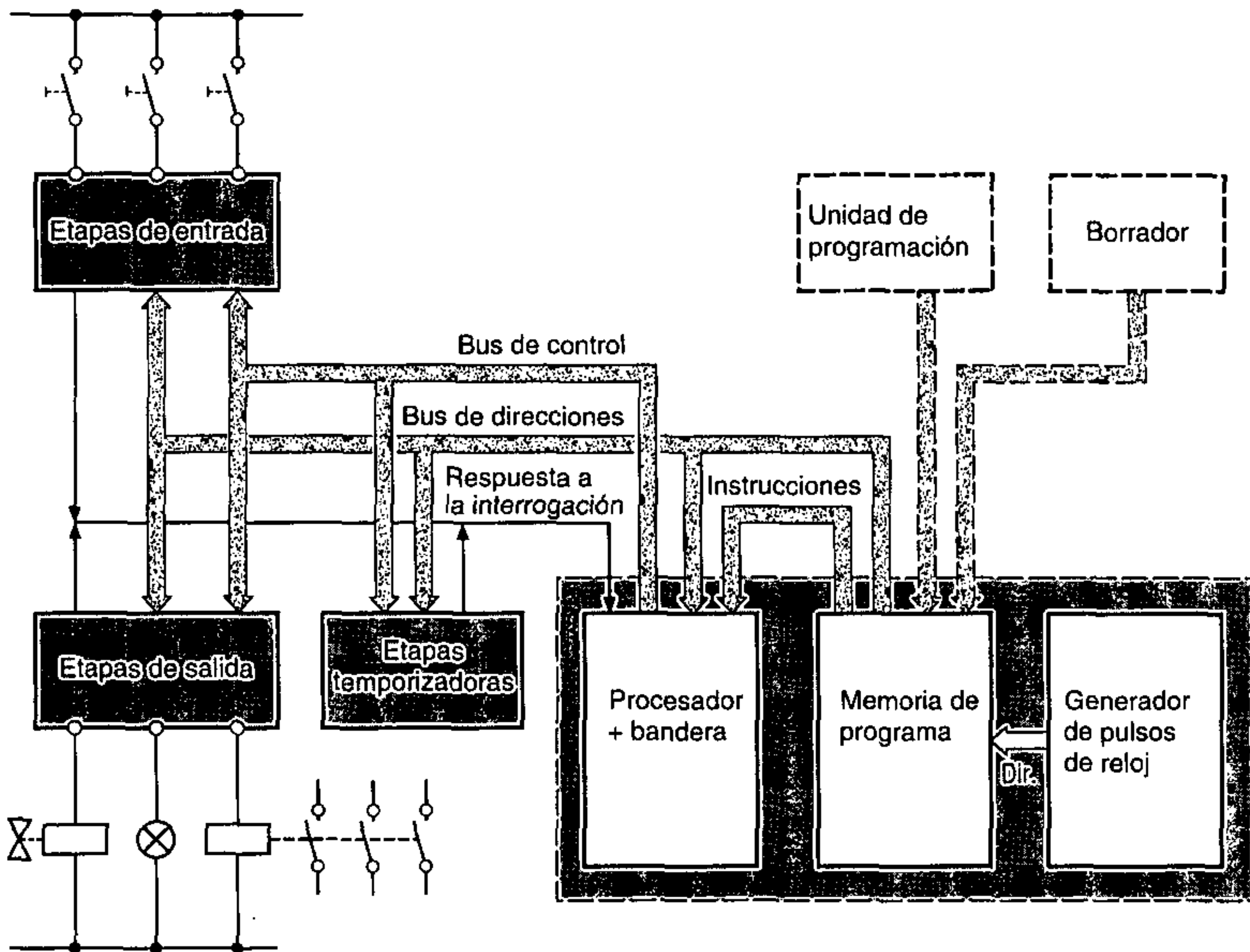
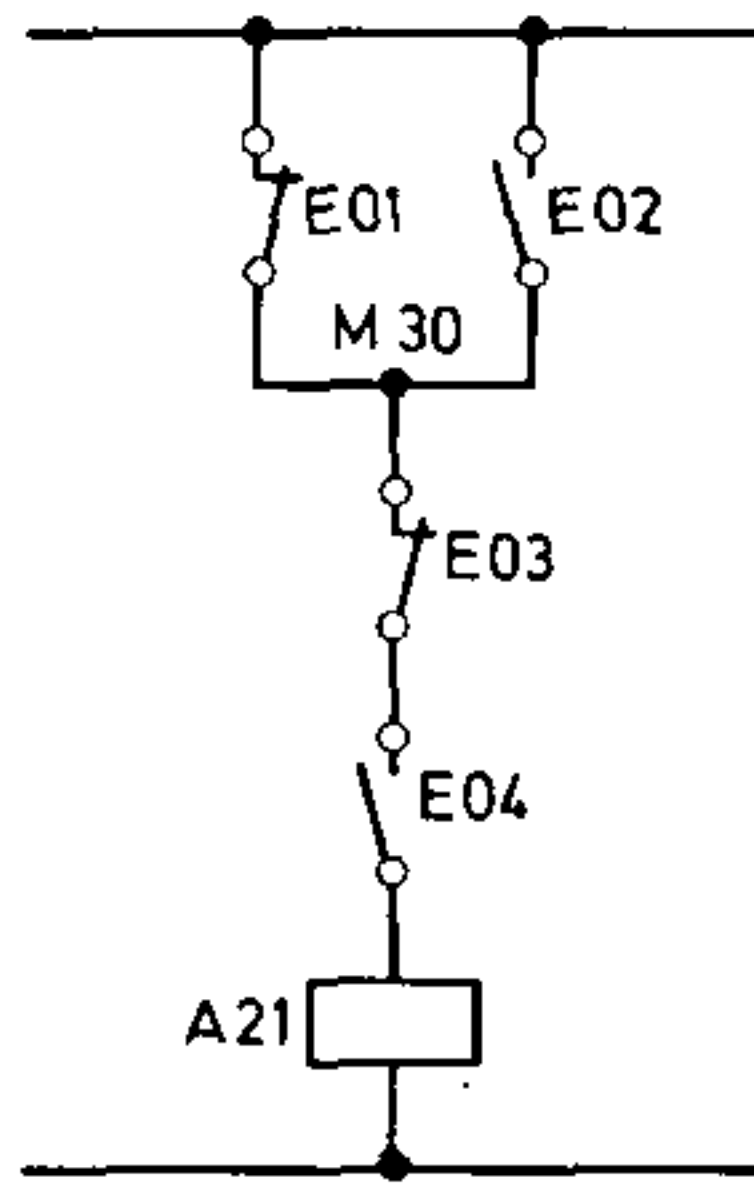


Figura 1.15 Estructura básica de un control por programa almacenado

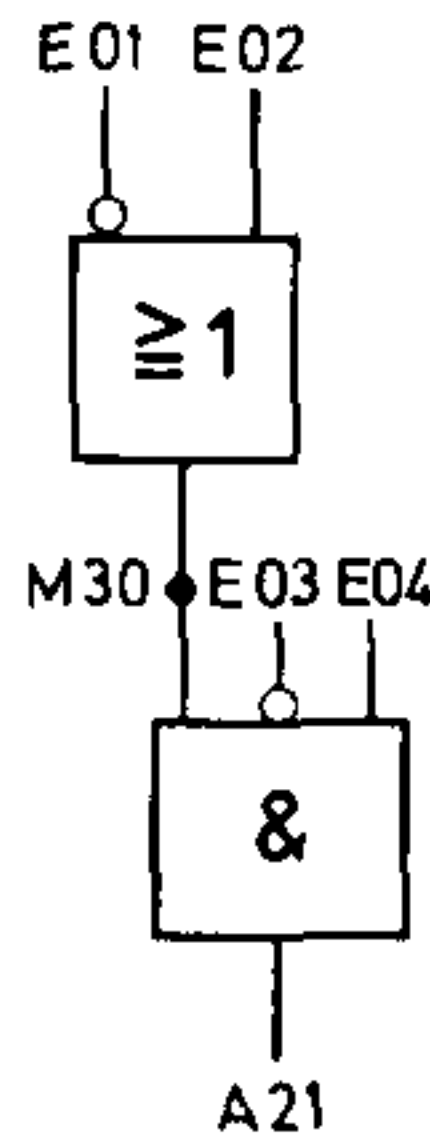
Mientras la memoria del programa contiene las instrucciones del programa, el procesador procesa la parte de comando de las instrucciones. Estas empiezan con comandos de operaciones lógicas y terminan con comandos de conexión. Conjuntamente con un contador de direcciones, el generador de pulsos de reloj permite la interrogación continua de las instrucciones. Las etapas de entrada y salida son responsables del acoplamiento de los elementos externos al controlador programable.

*Ejemplo:*

El control de relé en la **figura 1.16 a** puede representarse mediante un diagrama lógico correspondiente (**figura 1.16 b**), a partir del cual se deriva la ecuación lógica (**figura 1.16 c**). Debido a que en muchos casos las expresiones entre paréntesis en las ecuaciones lógicas no pueden ser programadas directamente, los contenidos entre paréntesis deben, cuando sea necesario, ser resueltos y almacenados temporalmente. Este almacenamiento intermedio se realiza por medio de memorias auxiliares – denominadas banderas – que tienen una entrada de inicialización y una salida de interrogación.



a) Circuito de relé



b) Diagrama lógico

$$(\overline{E 01} \vee E 02) \wedge \overline{E 03} \wedge E 04 = A 21$$

$$\vee \triangleq \text{OR}$$

$$\wedge \triangleq \text{AND}$$

c) Ecuación lógica

E 01 NEGADO  
 OR E 02  
 Pone la bandera M 30  
 Bandera de interrogación M 30  
 AND E 03 NEGADO  
 AND E 04  
 Igual a A 21

d) Programa

**Figura 1.16** Transición desde el circuito de relé hasta la elaboración del programa

### 1.3.3 Elementos de control final

La automatización no significa la restricción a instalaciones eléctricas. Como elementos de actuación final para flujos de líquidos, vapor o gas se utilizan solapas, válvulas, válvulas de deslizamiento y bombas dosificadoras. La tabla de la **figura 1.17** muestra únicamente los elementos de actuación para el ajuste de la energía eléctrica.

1.3 Principios de la ingeniería de control (lazo abierto)

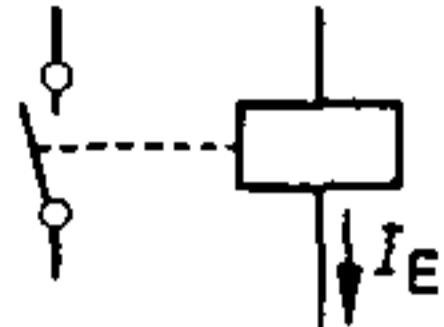
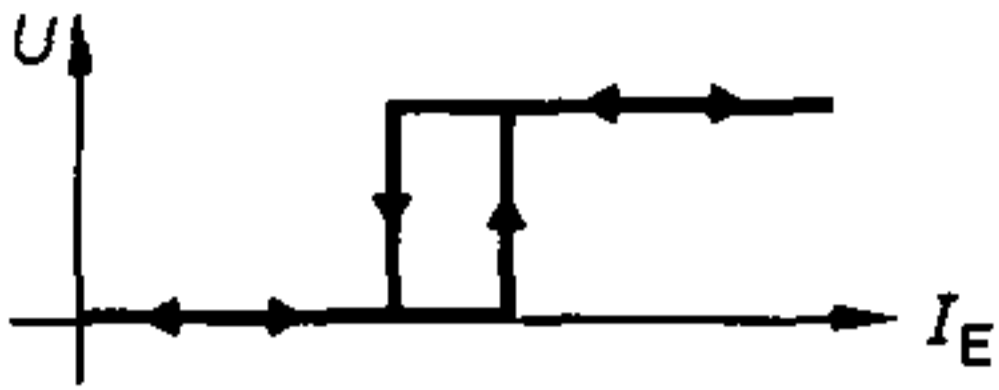
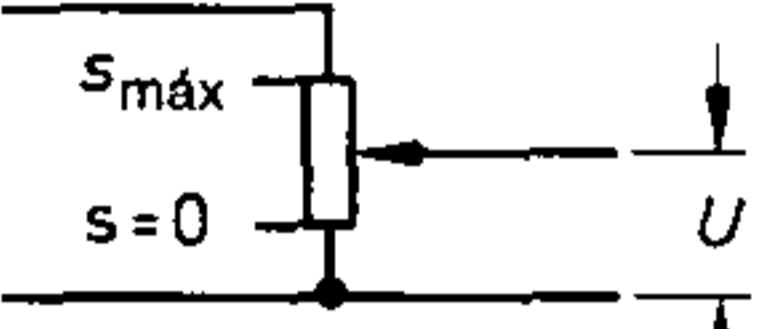
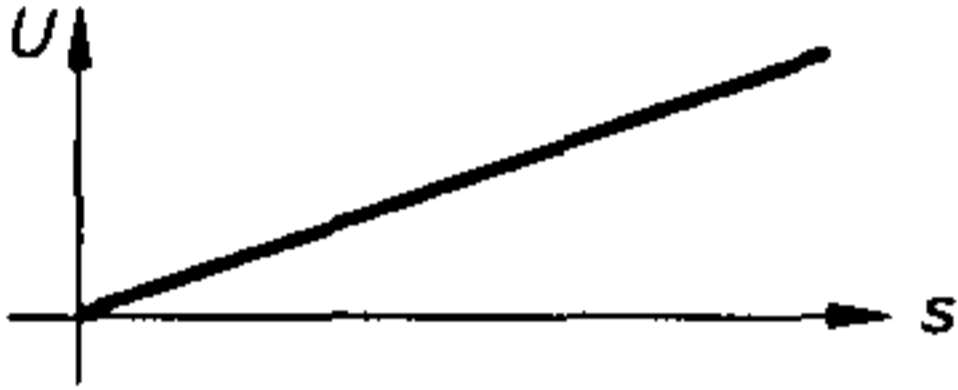
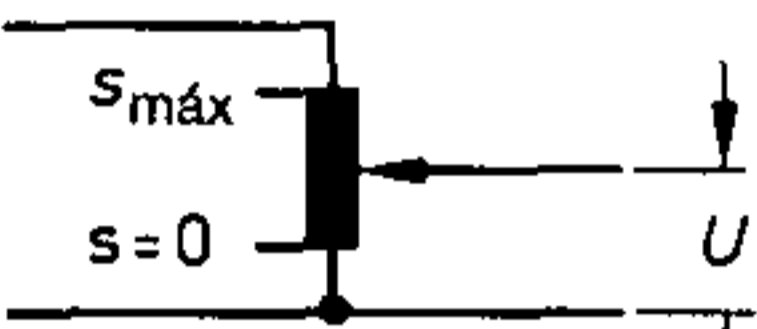
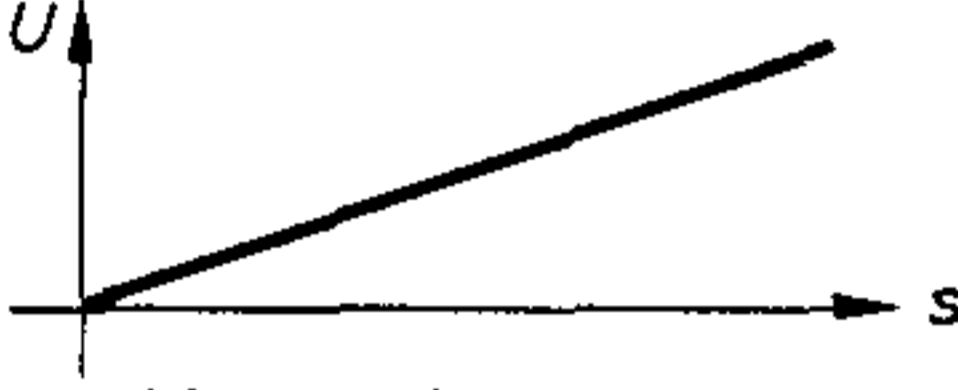
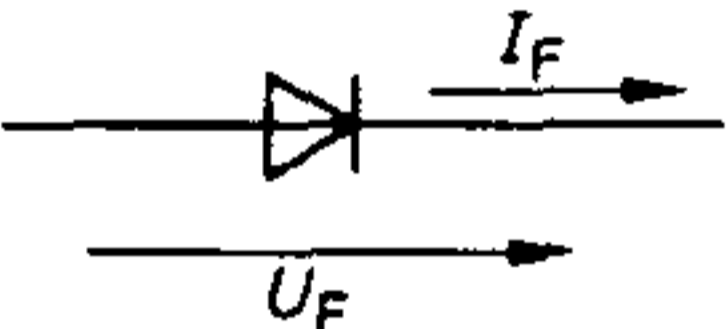
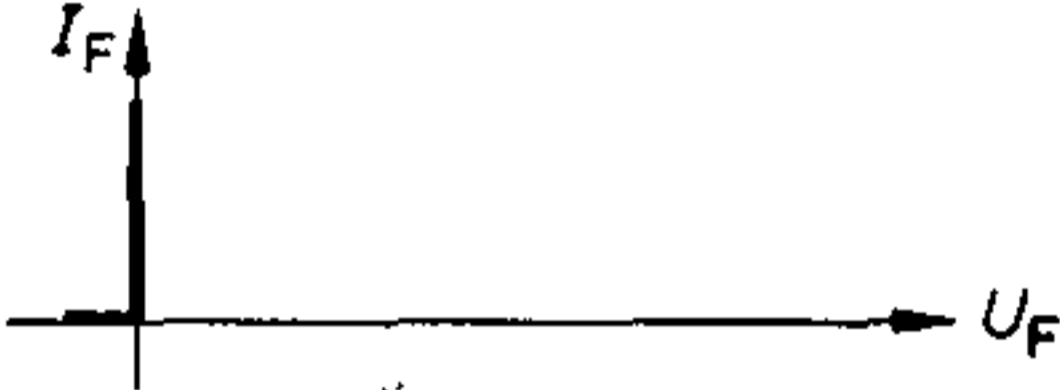
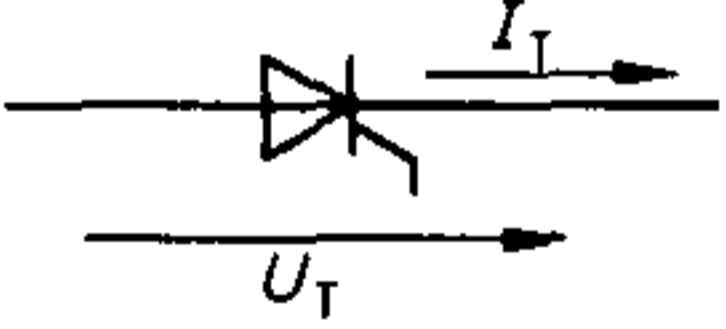
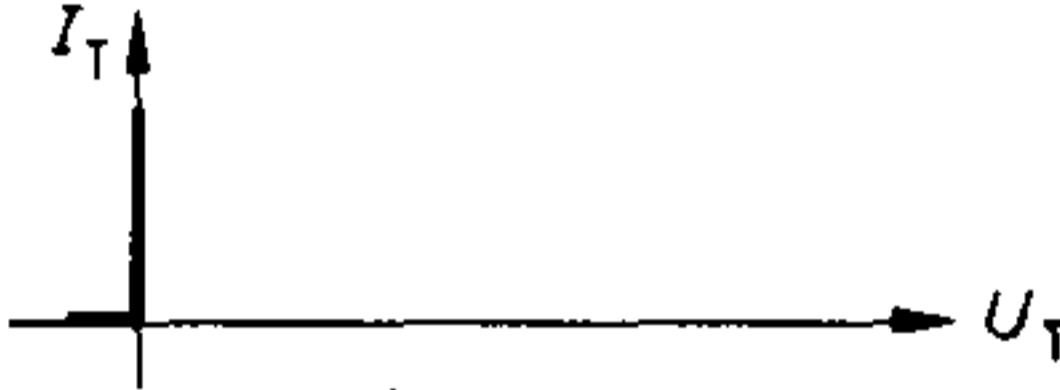
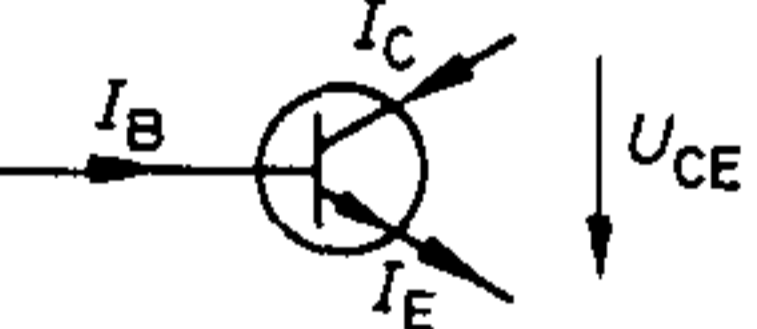
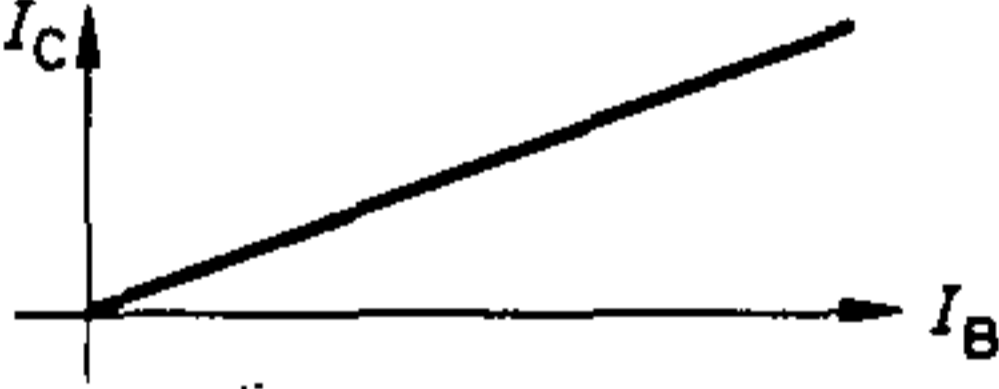
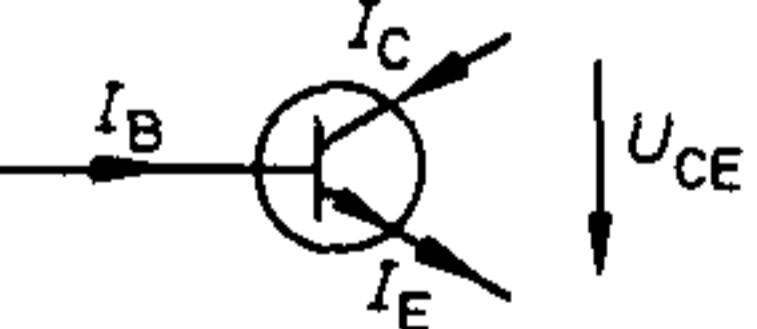
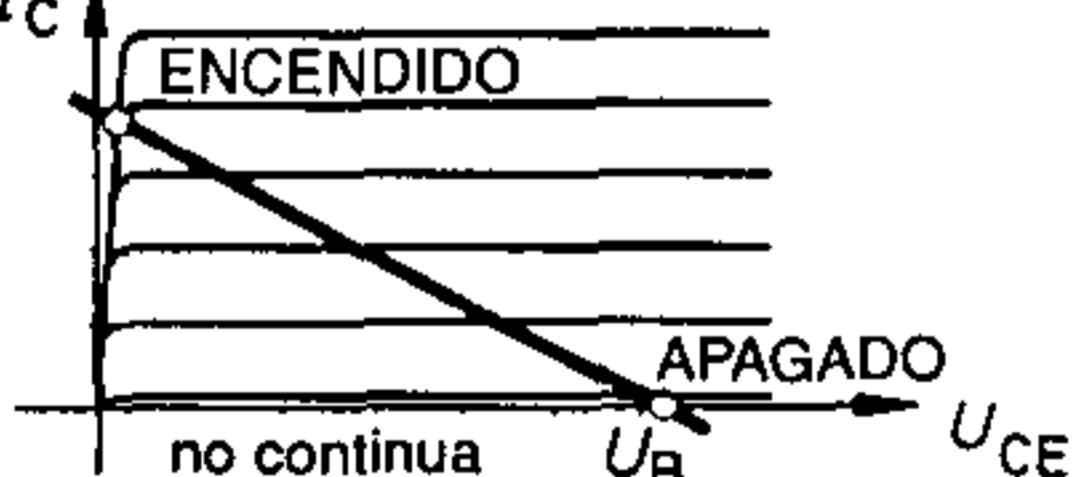
Elemento de actuación	Energía auxiliar	Curva característica
 <p>Contacto de conmutación</p>	Tensión continua o alterna	 <p>Acción de dos pasos</p>
 <p>Reóstato</p>		 <p>Línea continua</p>
 <p>Transformador variable</p>	Tensión alterna	 <p>Línea continua</p>
 <p>Diodo</p>		 <p>no continua</p>
 <p>Tiristor</p>	Tensión de disparo	 <p>no continua</p>
 <p>Transistor</p>	Tensión continua	 <p>continua</p>
 <p>Transistor</p>		 <p>no continua</p>

Figura 1.17 Elementos de actuación importantes para energía eléctrica



## 1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)

Una de las propiedades de un sistema de control en lazo abierto es que las variables de perturbación que afectan a la sección de control-actuación o al equipo de control cambian a las variables de salida de una manera descontrolada (vea la sección 1.3.1). Para asegurar el valor deseado de la variable de salida con relación al valor requerido o variable de referencia de entrada, se necesita el monitoreo (comparación del valor real con el valor requerido) y la corrección – ajuste – continuos. En el caso de procesos lentos, estos ajustes se pueden ejecutar mediante operación personal.

Por un lado, hablamos de «dirigir un carro»; por otro, el conductor hace un ajuste cuando el vehículo se desvía del curso deseado (valor requerido), debido a un viento lateral (variable de perturbación), por ejemplo. La corrección del curso se realiza mediante la dirección. Luego de la corrección, la misión del conductor del vehículo es simplemente monitorear el curso.

El uso de un sistema de control en lazo cerrado también se recomienda para un horno. Si, por ejemplo, la carga es colocada en el horno, la temperatura de éste decaerá y puede ser oportunamente recuperada al valor requerido utilizando un sistema de control en lazo cerrado.

### 1.4.1 Terminología básica

El modelo descrito arriba – un humano es como un controlador de lazo – muestra todos los aspectos característicos de un sistema de control en lazo cerrado. Por lo tanto podemos hablar de control manual cuando los humanos forman parte de un lazo de control.

Generalmente hablando, sin embargo, el control en lazo cerrado es un proceso automático. Para este fin, una magnitud física, por ejemplo la temperatura de un horno, como la variable controlada  $x$ , se determina por mediciones continuas y es apropiadamente preparada. En la eventualidad de una desviación, se da un cambio en la variable de actuación como resultado de la comparación entre la variable controlada  $x$  y el valor requerido especificado, la variable de referencia de entrada  $w$ , de forma que contrarreste el cambio en la variable controlada.

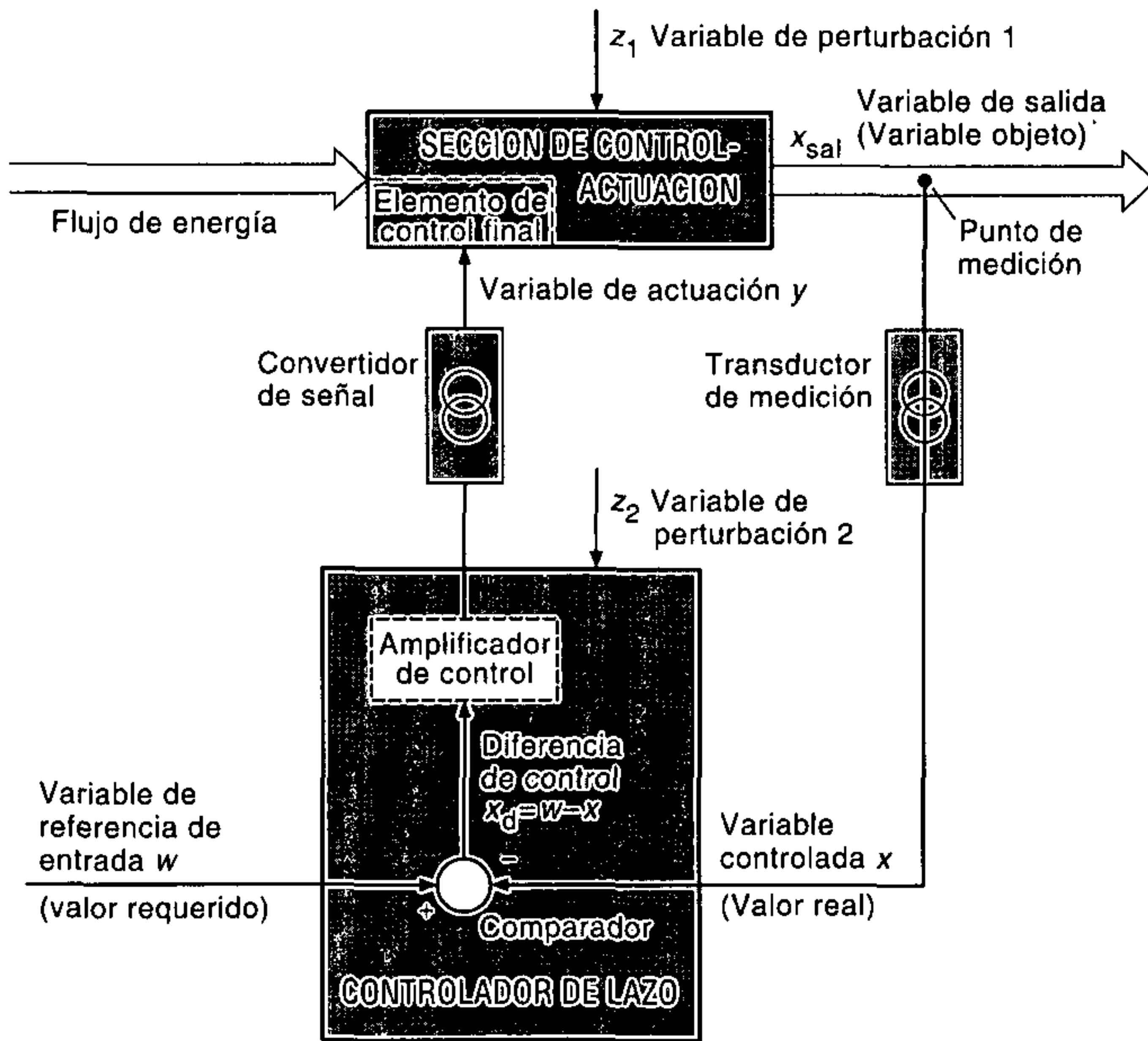
Para efectuar la comparación de arriba, es necesario entregar la variable controlada  $x$  al controlador, de manera que se obtenga una secuencia cerrada de acciones. Por lo tanto hablamos de un *lazo de control* (**figura 1.18**).

El lazo de control se divide en una *sección de control-actuación* y un *controlador de lazo*. El controlador incorpora un *comparador*, que compara la variable controlada  $x$  con la variable de referencia de entrada  $w$ ; cuando ocurre una desviación, ésta trae consigo el ajuste de la variable de salida a través del elemento de control final.

El valor requerido se especifica así mediante la variable de referencia de entrada  $w$ , tanto para sistemas de control en lazo abierto como para sistemas de control en lazo cerrado. Dependiendo de la forma del fenómeno, se debe distinguir entre control de comando fijo, control de seguimiento y control en lazo cerrado por programación de tiempo.

En el caso de *control de comando fijo*, la variable de referencia de entrada se ajusta a un valor fijo durante la operación de control.

1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)



**Figura 1.18** Representación simbólica de un sistema de control en lazo cerrado como un diagrama de bloques que muestra la dirección de acción

Con *control de seguimiento*, el valor de la variable controlada sigue los valores de la entrada de referencia que han cambiado durante la operación de control. Si, por ejemplo, en una máquina de corte por flama, el posicionamiento se ejecuta mediante una computadora, cada nuevo valor de posición será asignado a un valor requerido diferente y consecuentemente también a un estado diferente. En este caso, el valor requerido debe considerarse como una entrada de referencia que varía con respecto al tiempo.

El *control en lazo cerrado por programación de tiempo* es un sistema de control de seguimiento en el cual la entrada de referencia se especifica de acuerdo a un programa. Usando un temporizador, por ejemplo, la temperatura de un cuarto se puede reducir durante las horas de la noche.

En contraste a la ingeniería de control en lazo abierto, la *variable de actuación* es influenciada no por la variable de referencia de entrada, sino por la *diferencia de control*  $x_d$ . Esta es formada en el controlador por el comparador, el cual conduce hacia el controlador y por lo tanto hacia el elemento de control final la variable de referencia de entrada  $w$  y el valor real de la variable controlada  $x$  como variables de entrada y la diferencia entre las dos.

En la ingeniería de control automático son usuales las siguientes definiciones:

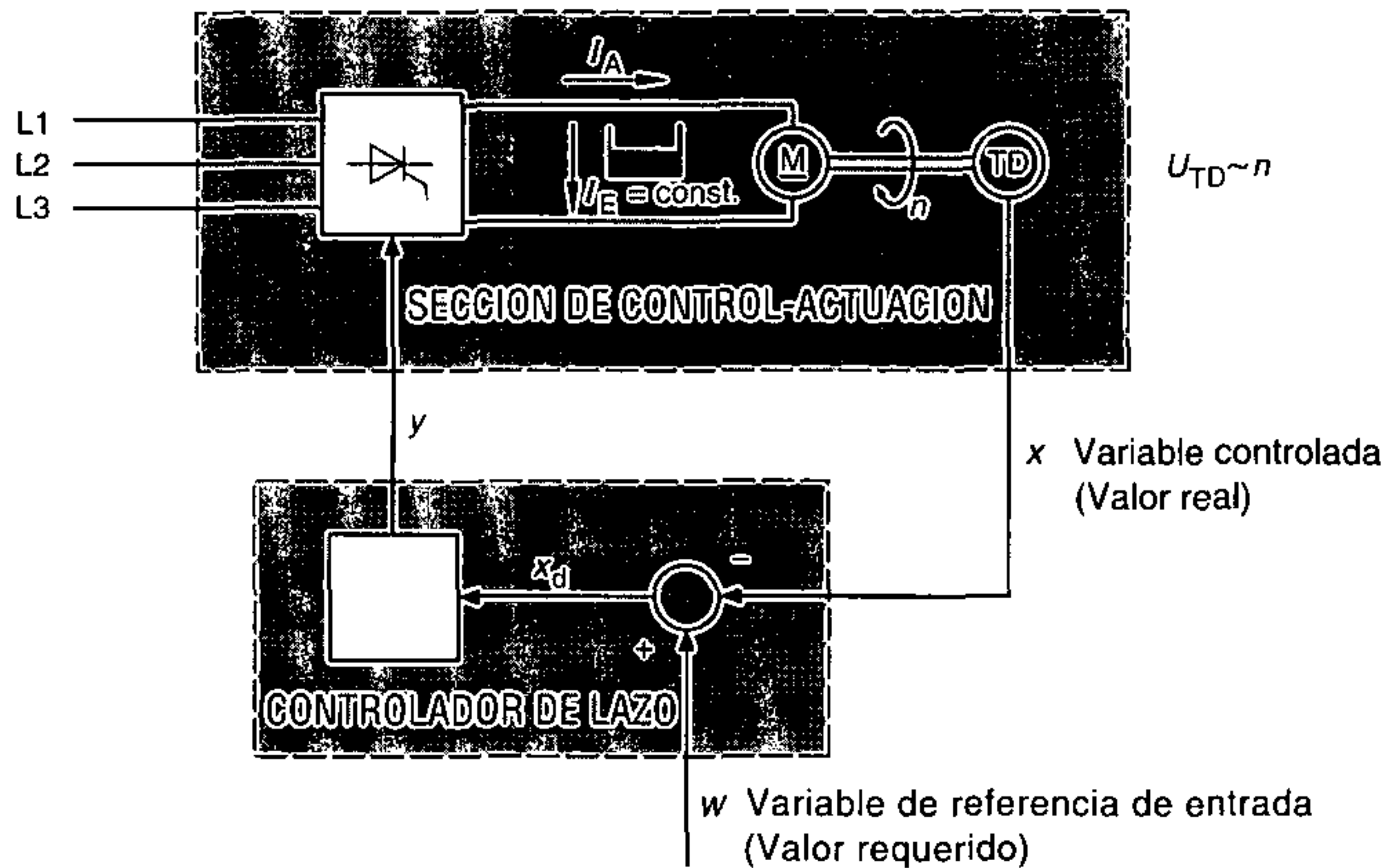
$$\text{Diferencia de control} \quad x_d = w - x \quad y$$

$$\text{Desviación de control} \quad x_w = x - w = -x_d \quad (\text{diferencia negativa de control}).$$

En la técnica de medición, la *desviación de control* se usa preferentemente para propósitos de visualización. Por otro lado, utilizando la diferencia de control se puede presentar el cambio de polaridad en una forma particularmente clara en el diagrama de flujo de señal del lazo de control.

Aquí nuevamente, la *variable de perturbación*  $z$  significa una influencia no deseada en la sección de control-actuación y en el controlador. Con una entrada de referencia constante  $w$ , ésta produce un cambio en el valor de la variable controlada  $x$ , y con una variable de actuación constante  $y$ , un cambio en el valor de la variable de salida  $x_{sal}$ .

La **figura 1.19** muestra como una realimentación complementa al lazo de control originalmente abierto para producir un lazo cerrado de control.



**Figura 1.19** Control de velocidad de un motor de corriente continua

### 1.4.2 Acción de un lazo de control

Las figuras 1.18 y 1.19 presentan la construcción de un lazo de control. Los componentes esenciales del lazo de control son la sección de control-actuación y el controlador.

Correspondientemente a la sección de control-actuación de la sección 1.3.1, la sección de control-actuación nuevamente genera la variable de salida. Estas propiedades/características físicas son determinadas por la configuración. En la figura 1.19, la sección de control-actuación consiste de un convertidor de potencia controlado, que alimenta a un motor de corriente continua. En este caso, la velocidad de rotación  $n$  del motor, como una variable controlada, se convierte mediante un tacogenerador en una tensión proporcional a la velocidad de rotación. Este proceso de conversión generalmente se denomina transformación del valor medido. Entonces, en el controlador tiene lugar una compa-

#### 1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)

ración de este valor real con el valor requerido o valor de referencia de entrada  $w$ . Si esta comparación produce una desviación, los pulsos de disparo para el convertidor de potencia controlado se ajustan de forma que la tensión del elemento de control final y por lo tanto la velocidad de rotación del motor nuevamente asuman el valor deseado.

La desviación antes mencionada en la velocidad de rotación del motor ocurre siempre si, en el lazo de control, por ejemplo, intervienen variables de perturbación o si cambia la variable de referencia de entrada. Con el impulsor referido (figura 1.19), las fluctuaciones en la carga o en la tensión de red pueden ocurrir como variables de perturbación. Se utiliza un controlador para eliminar el efecto de estas perturbaciones. Las características de este controlador son oportunamente escogidas de forma que por un lado, las variables de perturbación que principalmente ocurren sean compensadas y, por otra parte, que el comportamiento de la sección en relación a la variable de referencia de entrada  $w$  sea influenciado en la manera deseada. Sin embargo, para estar en posición de hacer una selección apropiada del controlador, también se necesitan conocer las características de la sección.

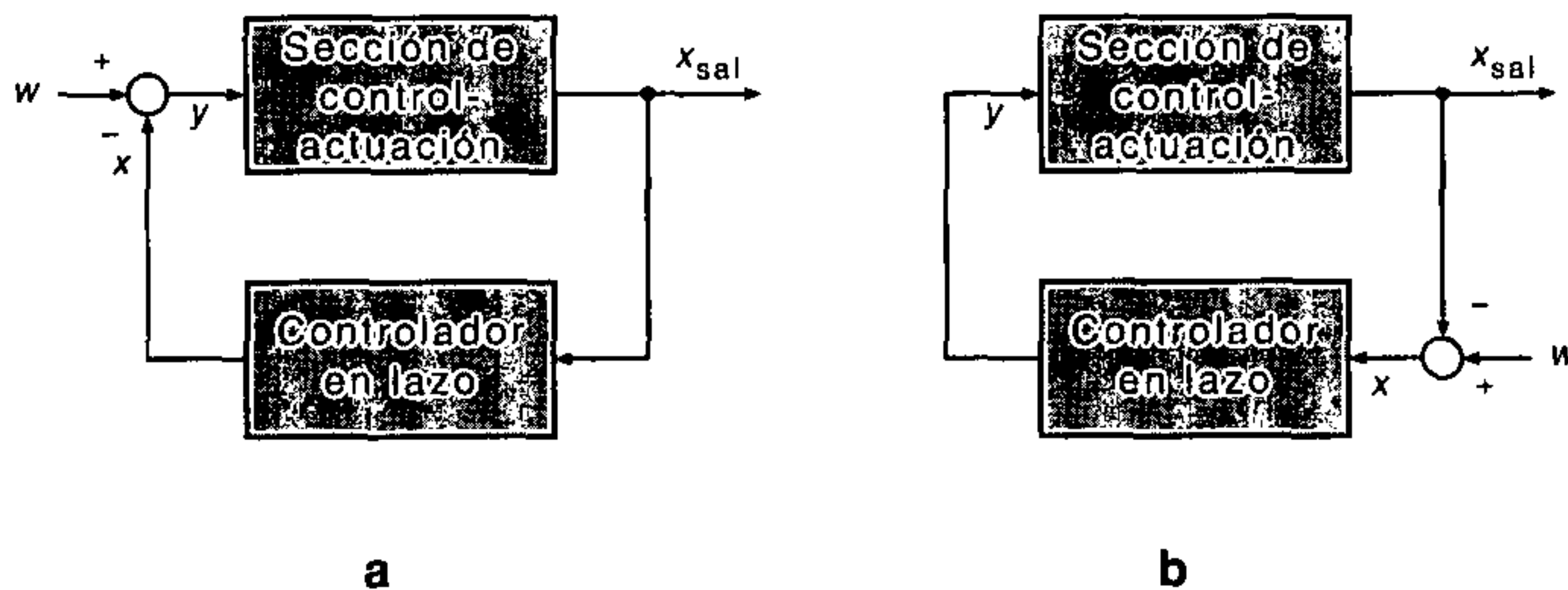


Figura 1.20 Representación en diagrama de bloques de lazos de control

En contraste a los sistemas de control en lazo abierto, en los sistemas de control en lazo cerrado la señal de salida es realimentada hacia la entrada. En la trayectoria de realimentación está el controlador y un comparador, en el cual la señal de realimentación, el valor real  $x$ , se provee con un signo «-». El signo *menos* indica que en la trayectoria de realimentación tiene lugar un cambio de polaridad. Este es necesario para lograr la *regulación estable (realimentación negativa)*. Si la variable de salida  $x_{sal}$  crece, la variable de actuación  $y$  se reduce; si  $x_{sal}$  decae,  $y$  se incrementa. Así el sistema de control contrarresta apropiadamente cualquier cambio en la variable de salida, de manera que el lazo de control permanece estable. El lazo de control se representa en la **figura 1.20**.

El *lazo de control a* es comparable al amplificador de realimentación negativa en el cual el amplificador operacional corresponde a la sección de control-actuación y la resistencia de realimentación negativa corresponde al controlador de lazo. La realimentación tiene lugar en la entrada inversora del amplificador operacional, para lograr la señal inversa requerida.

Es frecuentemente necesario realizar la comparación antes del controlador de lazo. El *lazo de control b* muestra el diagrama de bloques, y en la figura 1.19 se da un impulsor correspondiente a este tipo de circuito.

Un *lazo de control cerrado* muestra un comportamiento particular en relación a los cambios en la variable de referencia de entrada, y un comportamiento particular en relación a las variables de perturbación.

Se distingue consecuentemente entre la *respuesta al cambio del valor requerido* y la *respuesta al disturbio* del lazo de control.

Existen varios métodos para determinar las características y el comportamiento de la sección, del controlador y del lazo de control. Con el *método de respuesta de frecuencia*, con una amplitud constante, se varía la frecuencia de la señal de entrada sinusoidal y se miden la amplitud y el ángulo de fase de la señal de salida.

Otra posibilidad es el *método de respuesta al escalón*, en el cual se investiga la respuesta del sistema a un cambio súbito en el valor de entrada. La característica de la variable de salida se denomina respuesta al escalón.

El sistema de la **figura 1.21** recibe un cambio súbito de tensión como variable de entrada. La señal de salida alcanza su valor final algún tiempo después. Para obtener una valoración de la velocidad con la cual el sistema reacciona al escalón de entrada, se mide el tiempo de recuperación transitorio  $T_{tr}$ .  $T_{tr}$  es el tiempo que le toma a la variable de salida alcanzar el valor final  $x_{sal}$ , aparte de una pequeña desviación  $\Delta x_{sal}$ . La magnitud de la desviación permisible  $\Delta x_{sal}$  se controla por los requerimientos del sistema. En condición de estado constante todos los fenómenos transitorios han decaído y se alcanza un estado final estable.

Si el mismo cambio súbito en la tensión se aplica a la entrada de una sección con diferentes características, también podría ser posible una respuesta al escalón como la que aparece en la **figura 1.22**.



**Figura 1.21** Sección de control-actuación con entrada escalón y respuesta al escalón



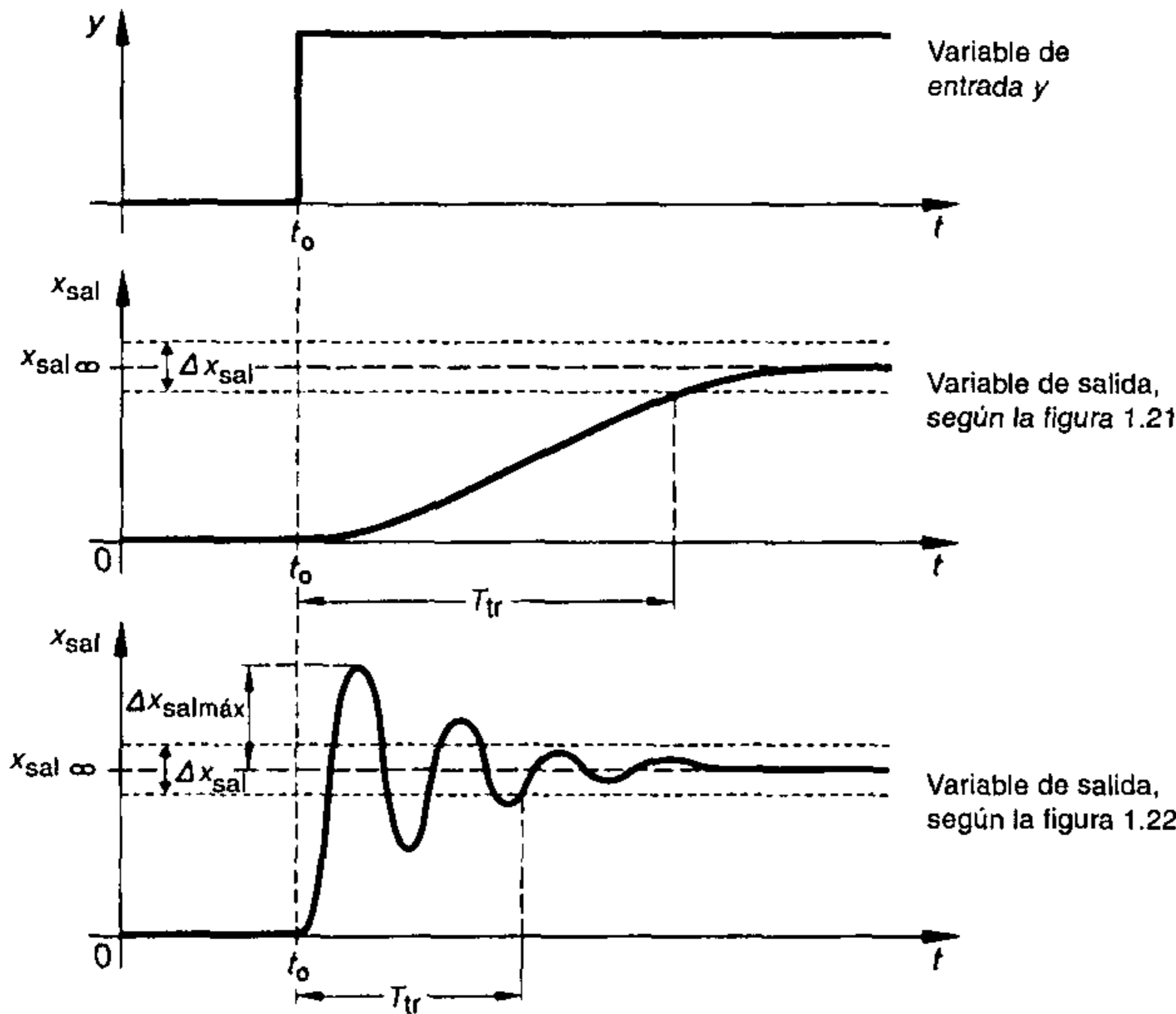
**Figura 1.22** Sección de control-actuación con entrada escalón y respuesta al escalón

En este caso, el sistema de hecho reacciona más rápidamente a la variable de entrada, pero la respuesta al escalón muestra sobreoscilaciones. La *máxima sobreoscilación*  $S$ , que indica el máximo factor por el cual se desvía la señal de salida del valor final, es así un segundo criterio de evaluación.

1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)

$$S = \frac{\Delta x_{sal \text{ máx}}}{x_{sal}} \cdot 100 \quad \text{Máxima sobreoscilación en \%}$$

Las dos magnitudes características del método de respuesta al escalón – el tiempo transitorio  $T_{tr}$  y la máxima sobreoscilación  $S$  – deberían ser lo más pequeñas posible. Para alcanzar esto, siempre se debe encontrar un compromiso, debido a que los dos requerimientos usualmente son contradictorios. La **figura 1.23** presenta las cualidades tratadas.



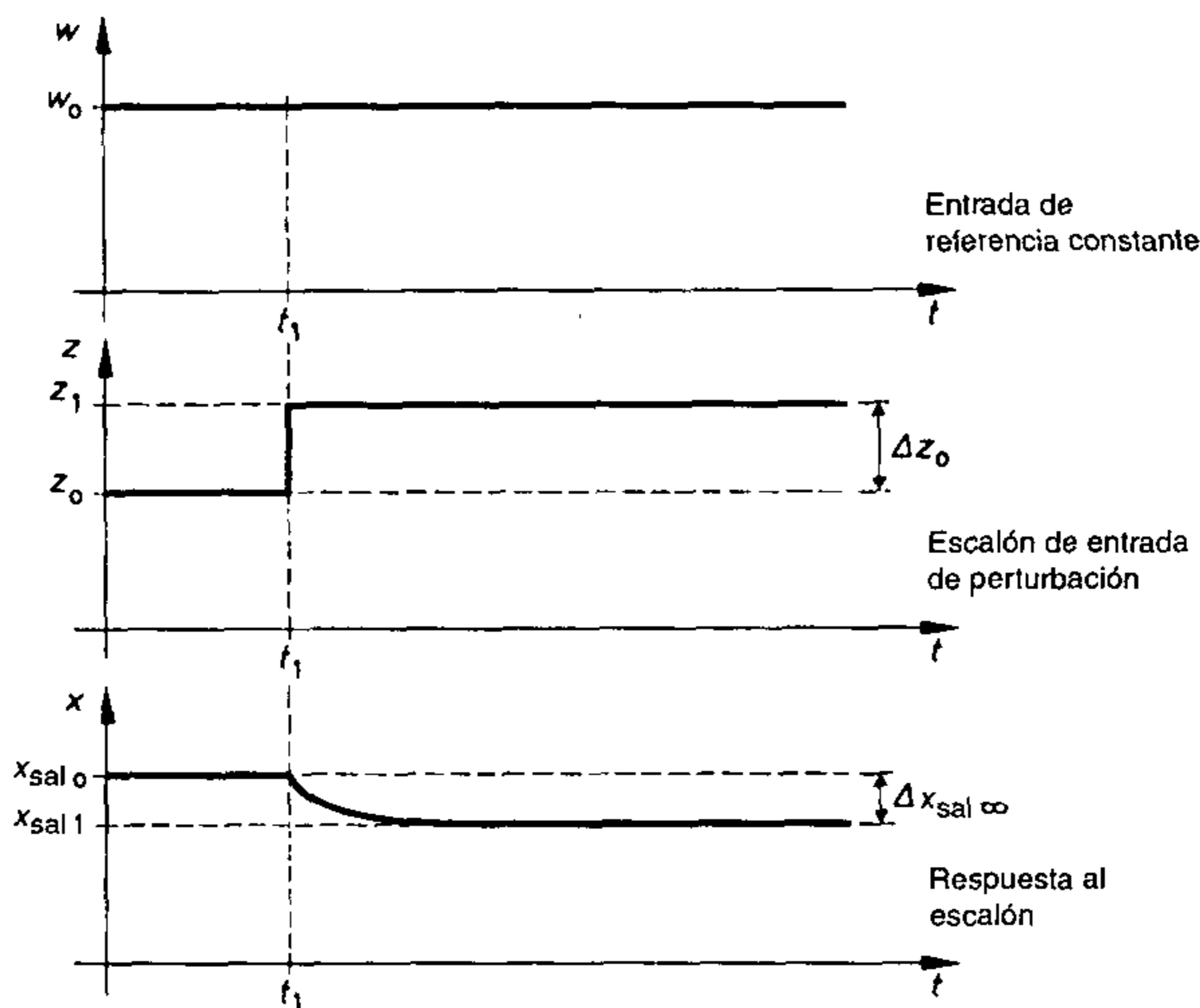
**Figura 1.23** Representación de las magnitudes características del método de respuesta al escalón

Ahora utilizaremos el método de respuesta al escalón para investigar la respuesta a los cambios del valor requerido y la respuesta al disturbio de un lazo de control.

**1.4.2.1 Respuesta a la perturbación con control de comando fijo**

Para examinar la respuesta a la perturbación de un lazo de control, la entrada de referencia  $w$  se mantiene constante. Se genera un cambio súbito en la variable de perturbación, y se examina el cambio de la variable de salida. La **figura 1.24** muestra las características para las magnitudes asociadas.

Ahora consideraremos la figura 1.19, para explicar la respuesta a la perturbación mediante la referencia a un ejemplo. La variable de perturbación es la carga del motor. El motor inicialmente maneja una carga constante  $z_0$  (figura 1.24). Utilizando la entrada de referencia  $w_0$  se ajusta una velocidad de rotación  $n_0 = x_{sal0}$ . Entonces la carga se



**Figura 1.24** Representación de la respuesta a la perturbación de un sistema

incrementa súbitamente en el instante  $t_1$  desde  $z_0$  hasta  $z_1$ , produciendo un cambio súbito  $\Delta z_0$  en la variable de perturbación. La velocidad de rotación del motor ahora cambiará en mayor o menor grado, dependiendo de la calidad del sistema de control. La nueva velocidad de rotación  $n_1 = x_{sal1}$  se ajustará después de que hayan decaído los fenómenos transitorios. La diferencia en la variable de salida antes y después del cambio súbito en la variable de perturbación

$$\Delta x_{sal\infty} = x_{sal0} - x_{sal1} = n_0 - n_1$$

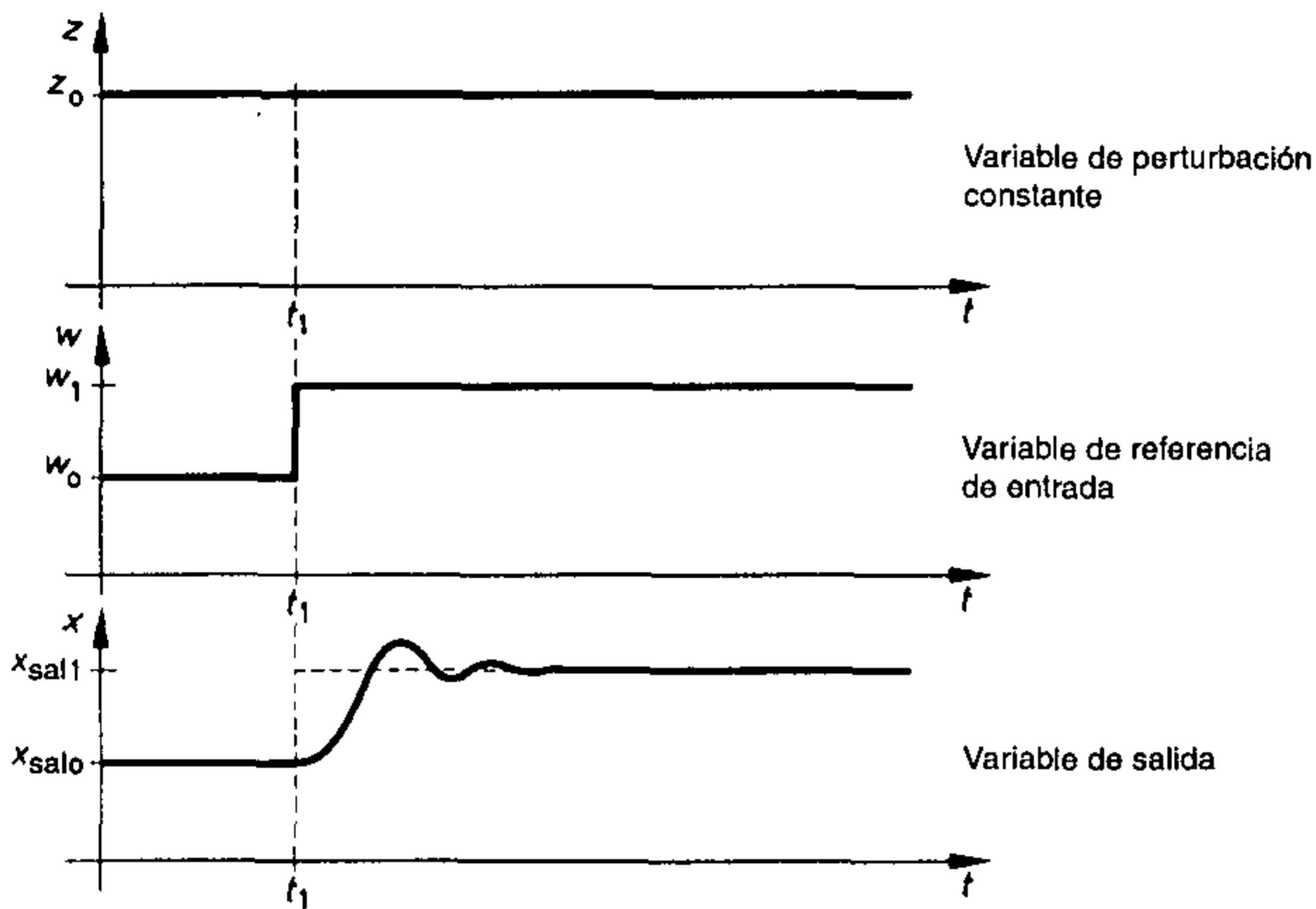
se denomina *desviación en estado constante*.

El subíndice  $\infty$  indica que se debe esperar el valor final de la nueva variable de salida, teóricamente éste no se alcanza sino hasta después de un largo período  $\infty$ .

Un buen sistema de control debe asegurar que la desviación sea  $\Delta x_{sal\infty} = 0$ . Cómo alcanzar esto se explica en la sección 1.4.4.2.

### 1.4.2.2 Respuesta a los cambios del valor requerido con un controlador de seguimiento

Para determinar la respuesta del lazo de control a los cambios del valor requerido, las variables de perturbación deberían mantenerse tan constantes como sea posible. La entrada de referencia  $w$  se incrementa súbitamente desde  $w_0$  hasta  $w_1$ , y se examina la característica de la variable de salida. La variable de salida debe seguir a la entrada de referencia tan rápido y preciso como sea posible. La **figura 1.25** muestra las características para la variable de perturbación, entrada de referencia y variable de salida.



**Figura 1.25** Representación de la respuesta a los cambios del valor requerido de un sistema

Para el ejemplo del motor de corriente continua con convertidor de potencia (figura 1.19), es fácil seguir la respuesta a los cambios del valor requerido del sistema de control (figura 1.25).

La carga y la tensión de red son las variables de perturbación y se mantienen tan constantes como sea posible. La referencia de entrada  $w$  se cambia desde  $w_0$  hasta  $w_1$ . Entonces, la velocidad de rotación cambia desde  $n_0$  hasta  $n_1$  con un retardo, debido a la inercia de la masa del motor y a su mecanismo impulsor. Un buen sistema de control minimizará este retardo, pero no obstante principalmente impedirá las sobreoscilaciones de la variable de salida.

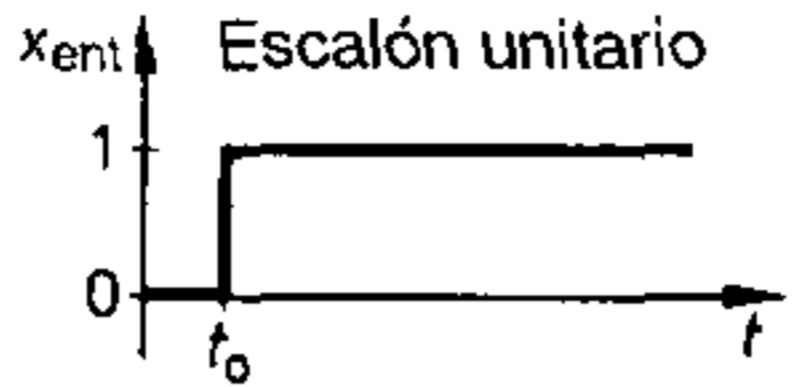
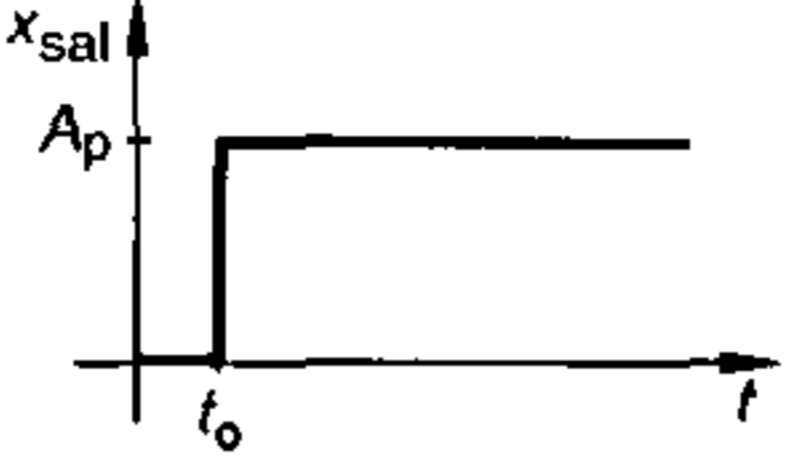
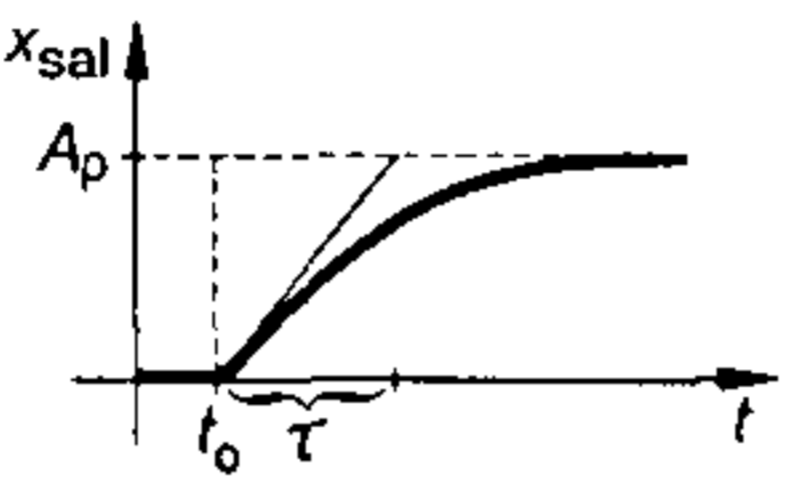
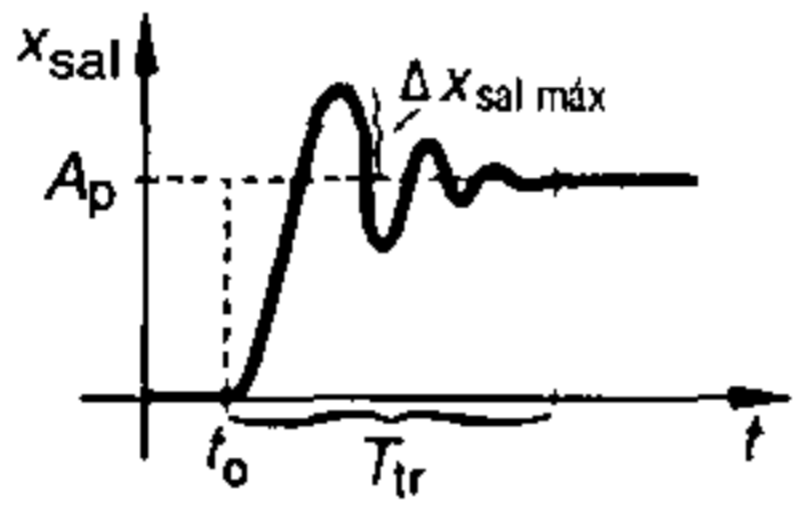

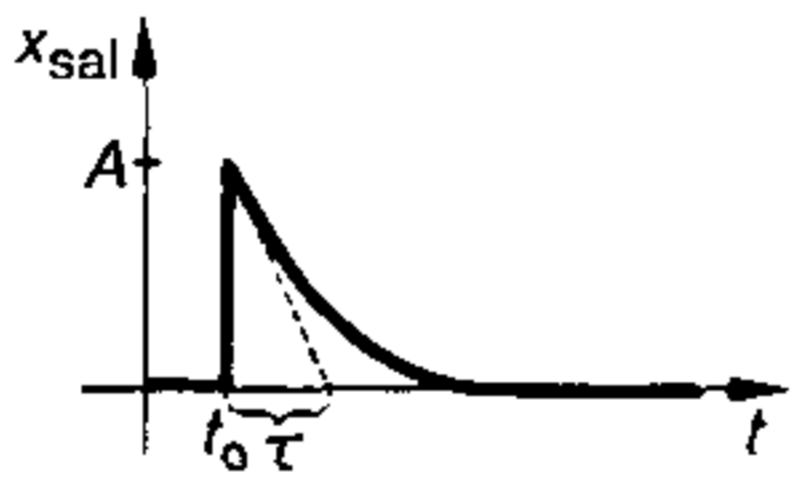
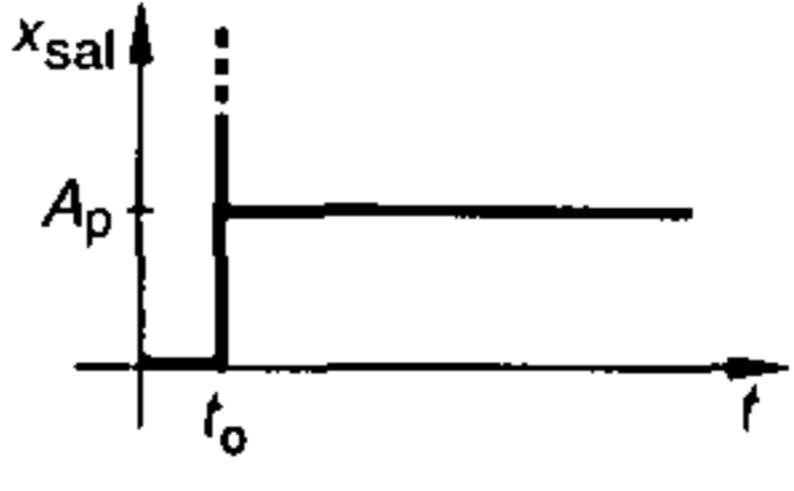
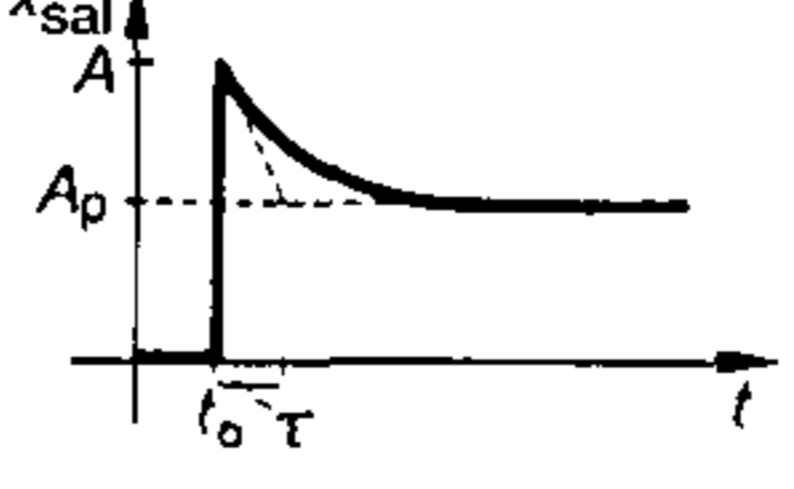
### 1.4.3 Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado

En la sección 1.4.2 se indicó que un controlador de lazo debe acoplarse a la sección de control-actuación. Debido a que existen muchas secciones de control-actuación con características diferentes, también se requieren diferentes tipos de controladores de lazo. El comportamiento de estos tipos de controladores de lazo y secciones de control-actuación es caracterizado por sus respuestas al escalón. La variable de entrada utilizada es el *escalón unitario*, es decir, un cambio súbito en la variable de entrada desde 0 hasta 1. El cambio en la tensión de salida es la respuesta al escalón para un escalón unitario, y se denomina *función de transferencia*.

Los tipos más importantes de elementos de control en lazo cerrado se listan en las **figuras 1.26 a** y **1.26 b**. En cada caso, las funciones de transferencia, conjuntamente con sus magnitudes características y un ejemplo, ilustran el comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado.

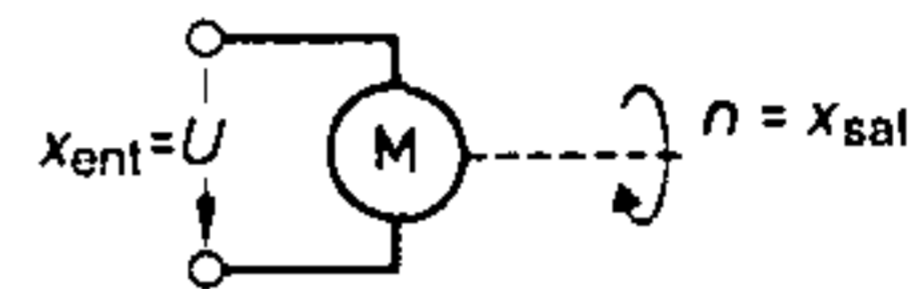
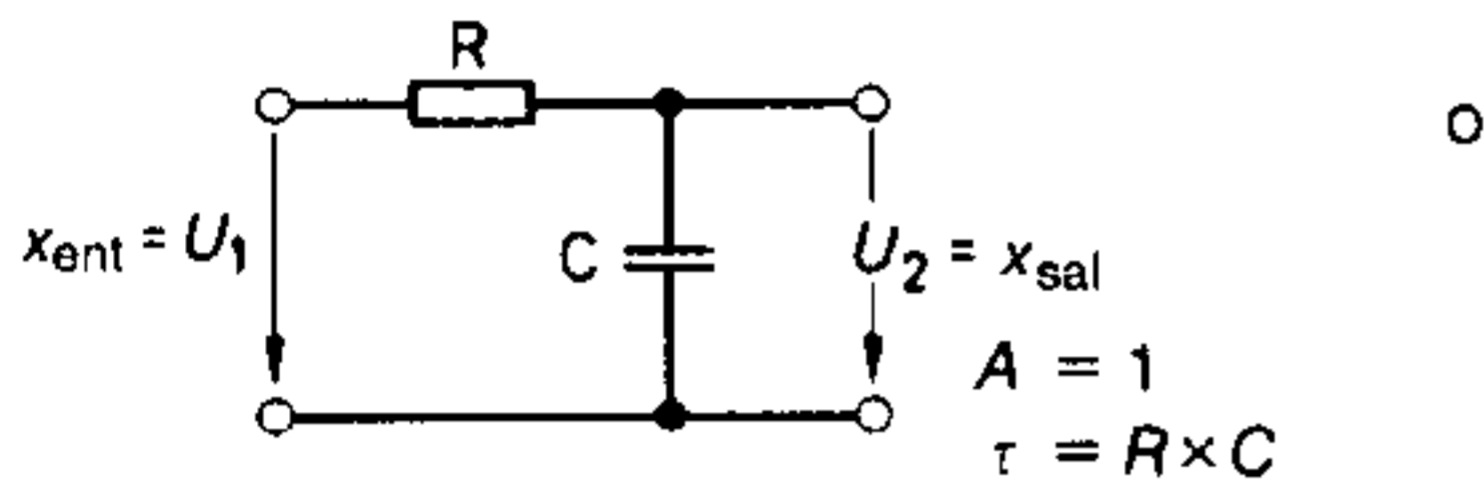
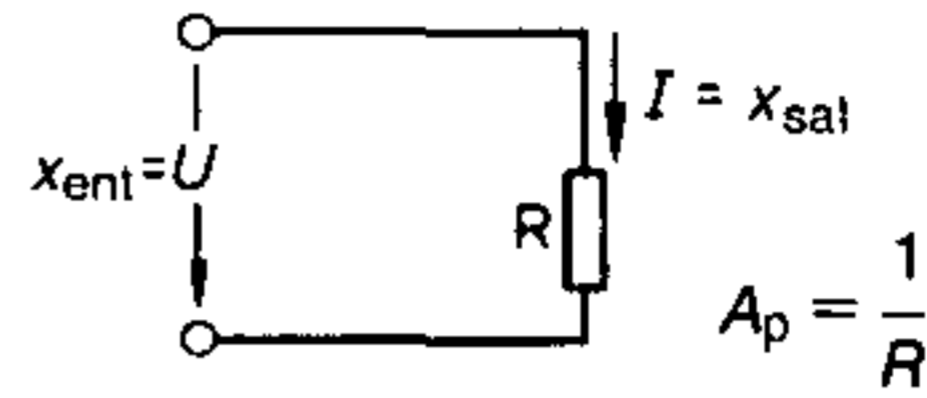
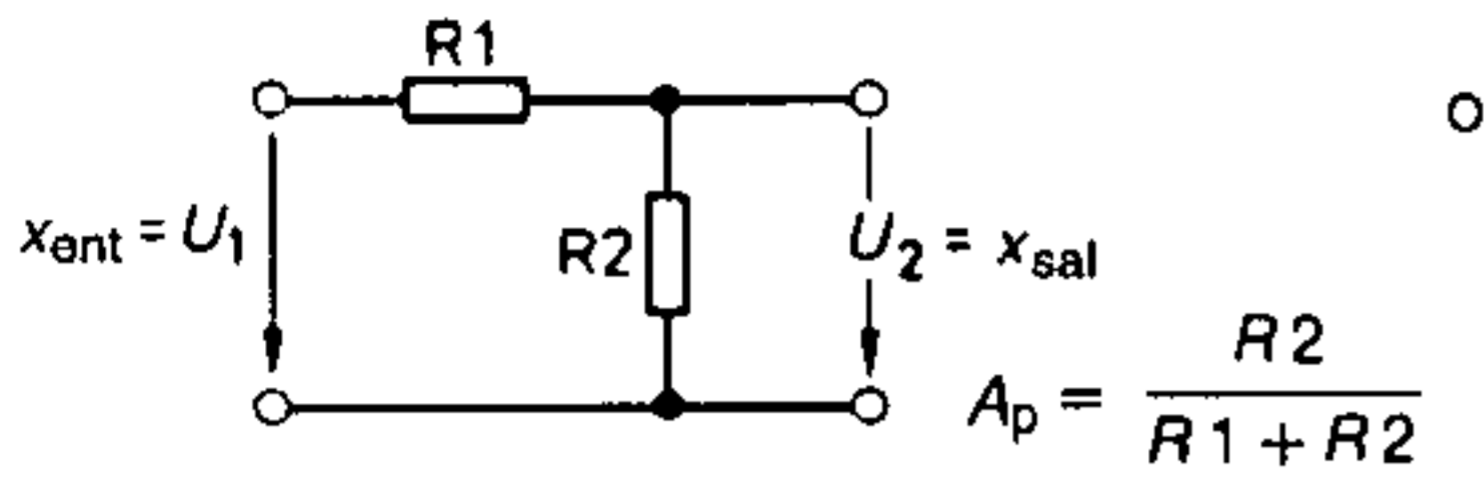
Cuando se determinan las funciones de transferencia, uno debe asegurarse que el sistema esté inicialmente en estado de reposo; todos los almacenadores de energía deben estar descargados. Entonces hablamos de un *sistema libre de energía*.



Denominación	 <p>Escalón unitario</p>	Magnitudes características
	Función de transferencia	
Elemento proporcional Elemento P		Amplificación proporcional $A_p$ $A_p = \frac{x_{sal}}{x_{ent}}$
Elemento de retardo de 1er orden Elemento PT <sub>1</sub>		Amplificación proporcional $A_p$ $A_p = \frac{x_{sal \infty}}{x_{ent}}$ ; Constante de tiempo $\tau$ $\tau$ es el tiempo que toma la variable de salida para subir hasta el 63 % del valor final.
Elemento de retardo de 2do orden Elemento PT <sub>2</sub>		Amplificación proporcional $A_p$ $A_p = \frac{x_{sal \infty}}{x_{ent}}$ Tiempo transitorio $T_{tr}$ (compare la figura 1.23)
Elemento diferenciador Elemento D		Teóricamente la función de transferencia es un pulso con amplitud $\infty$ y duración 0. Coeficiente de derivación $K_D$
Elemento diferenciador con retardo de 1er orden Elemento DT <sub>1</sub>		«Amplificación» $A$ Constante de tiempo $\tau$
Elemento diferenciador más parte proporcional Elemento PD		Amplificación proporcional $A_p$ vea el elemento D
Elemento diferenciador más parte proporcional con retardo de 1er orden Elemento PDT <sub>1</sub>		Amplificación proporcional $A_p$ , $A$ Constante de tiempo $\tau$

**Figura 1.26a** Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado, magnitudes características y ejemplos

Ejemplos



Debido a la inercia de la masa del rotor existe un retardo de tiempo

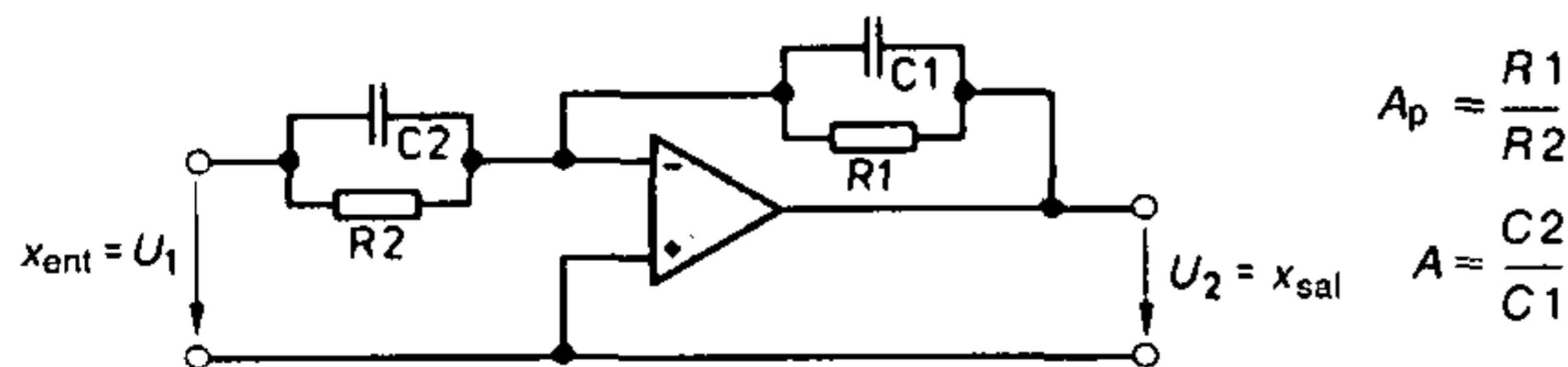
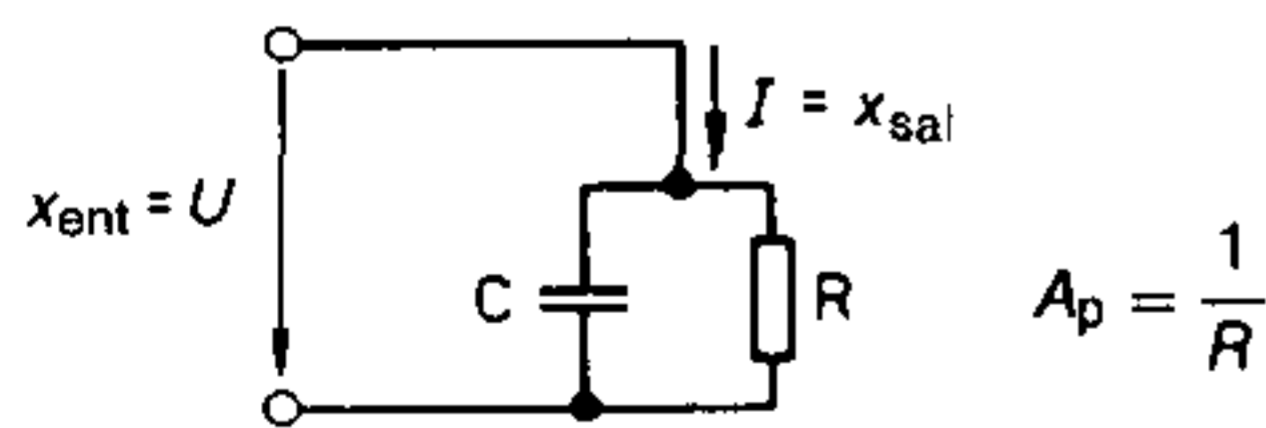
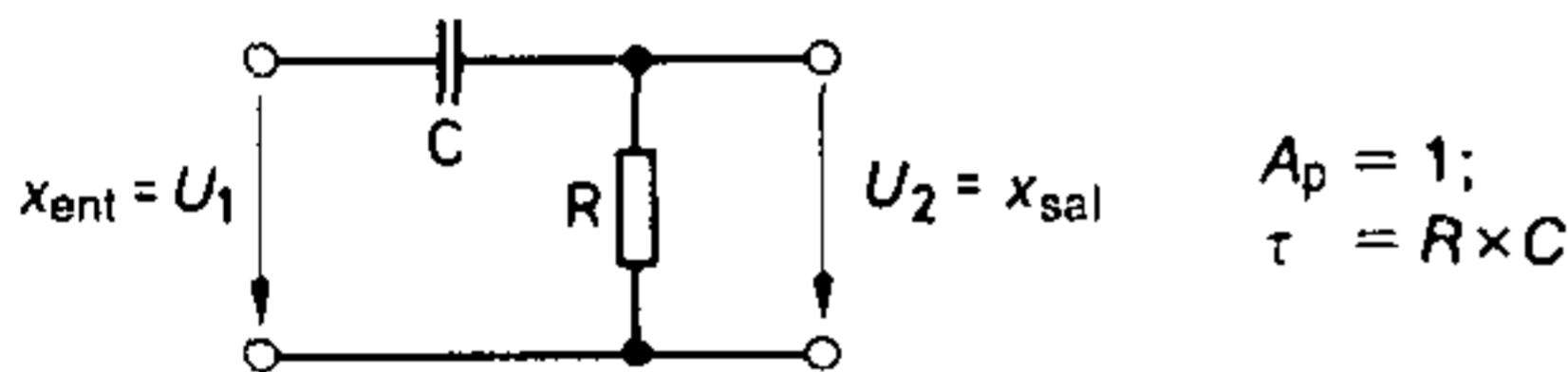
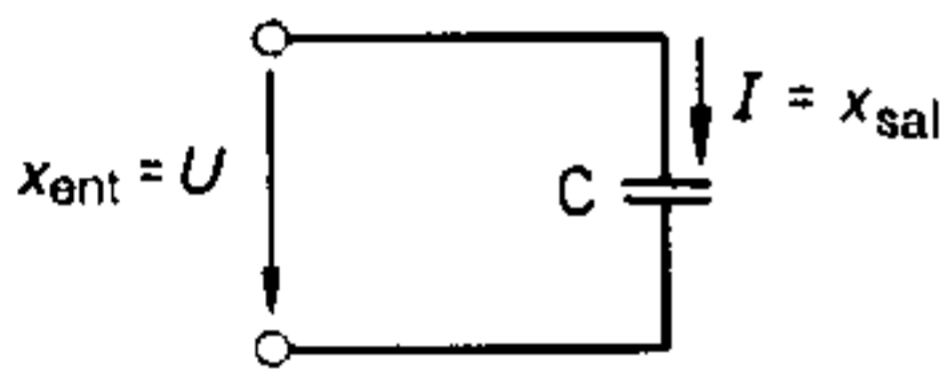
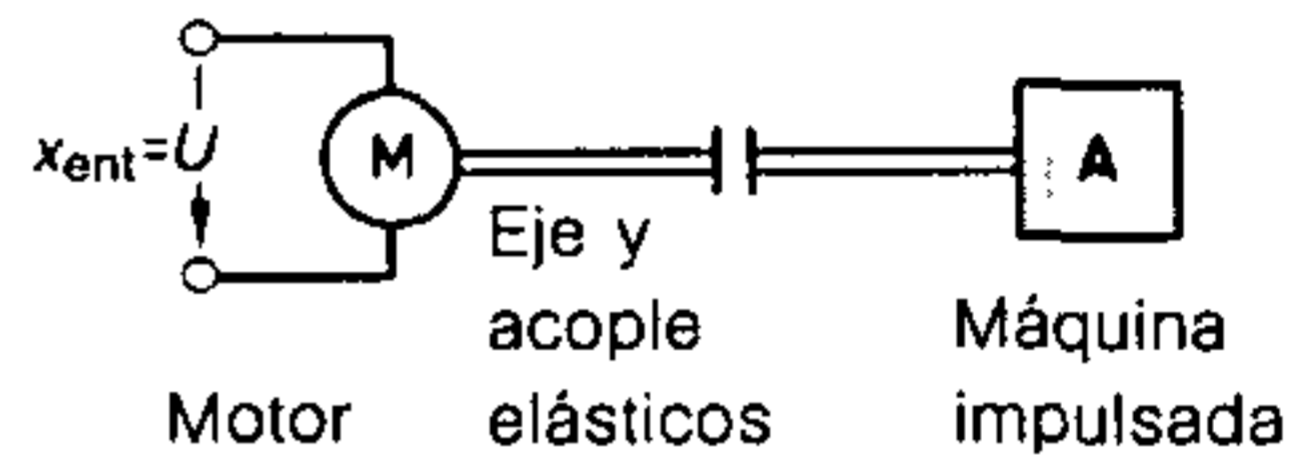
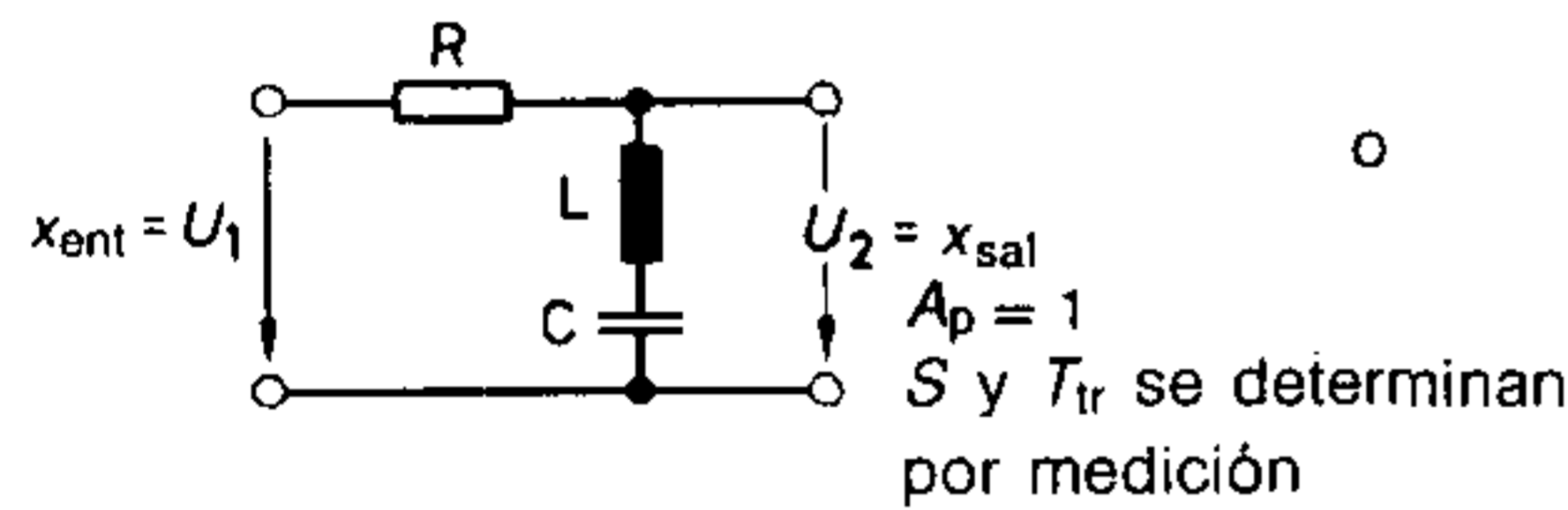
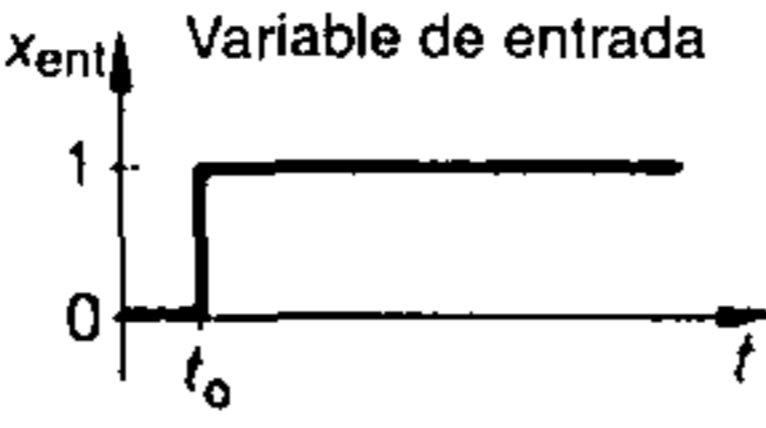
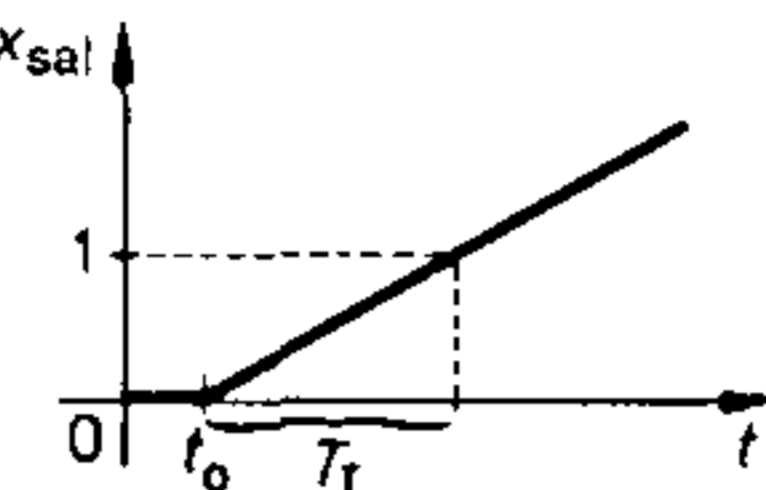
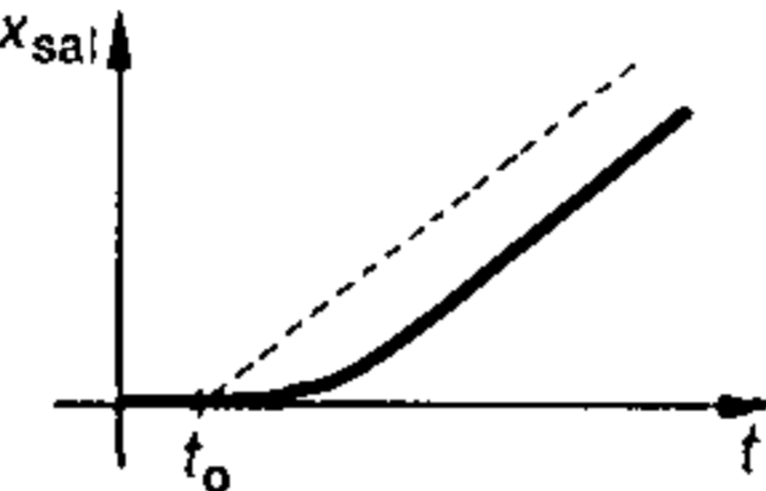
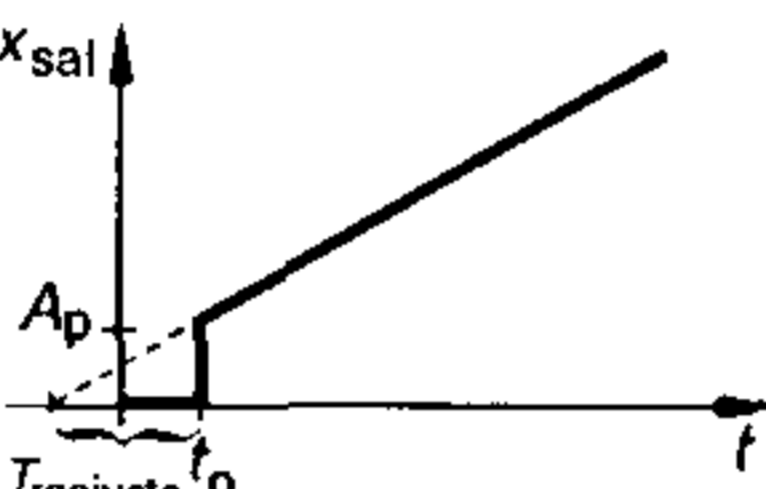
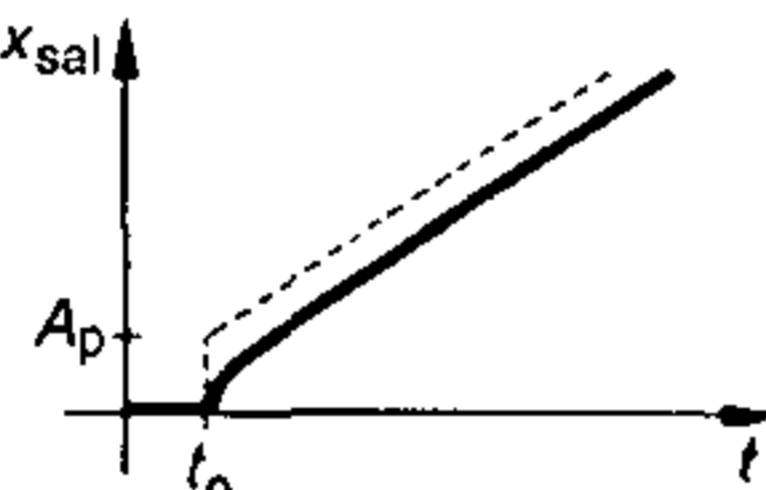

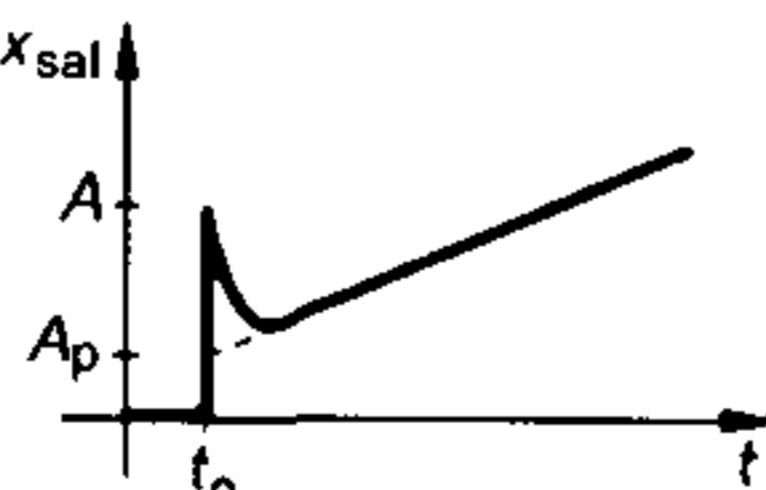



Figura 1.26a Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado, magnitudes características y ejemplos

<p>Denominación</p>	<p>Variable de entrada</p>  <p>Magnitudes características</p>	
<p>Elemento integrador Elemento I</p>		<p>Constante de tiempo de integración <math>T_I</math> (también <math>K_I</math>)</p>
<p>Elemento integrador con retardo de 1er orden Elemento <math>IT_1</math></p>		<p>Constante de tiempo de integración <math>T_I</math> Constante de tiempo de retardo <math>\tau</math></p>
<p>Elemento integrador más parte proporcional Elemento PI</p>		<p>Tiempo de integración <math>T_{reajuste}</math> Amplificación proporcional <math>A_p</math> El elemento PI reacciona como un elemento I que ha iniciado la integración por el tiempo de integración <math>T_{reajuste}</math> antes del pulso de entrada</p>
<p>Elemento integrador más parte proporcional con retardo de 1er orden Elemento <math>PIT_1</math></p>		
<p>Elemento integrador más parte diferencial más parte proporcional Elemento PID</p>		<p>P Amplificación <math>A_p</math> I Constante de tiempo <math>T_I</math> D Constante <math>K_D</math></p>
<p>Elemento integrador más parte diferencial más parte proporcional con retardo de 1er orden Elemento <math>PIDT_1</math></p>		<p>P Amplificación <math>A_p</math> <math>DT_1</math> Amplificación <math>A</math> <math>T_1</math> Constante de tiempo <math>\tau</math> I Constante de tiempo <math>T_I</math></p>
<p>Elemento de tiempo muerto Elemento <math>T_m</math></p>		<p>El elemento de tiempo muerto reacciona a la señal de entrada con un retardo de tiempo constante – el tiempo muerto <math>T_m</math>.</p>

**Figura 1.26b** Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado, magnitudes características y ejemplos

1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)

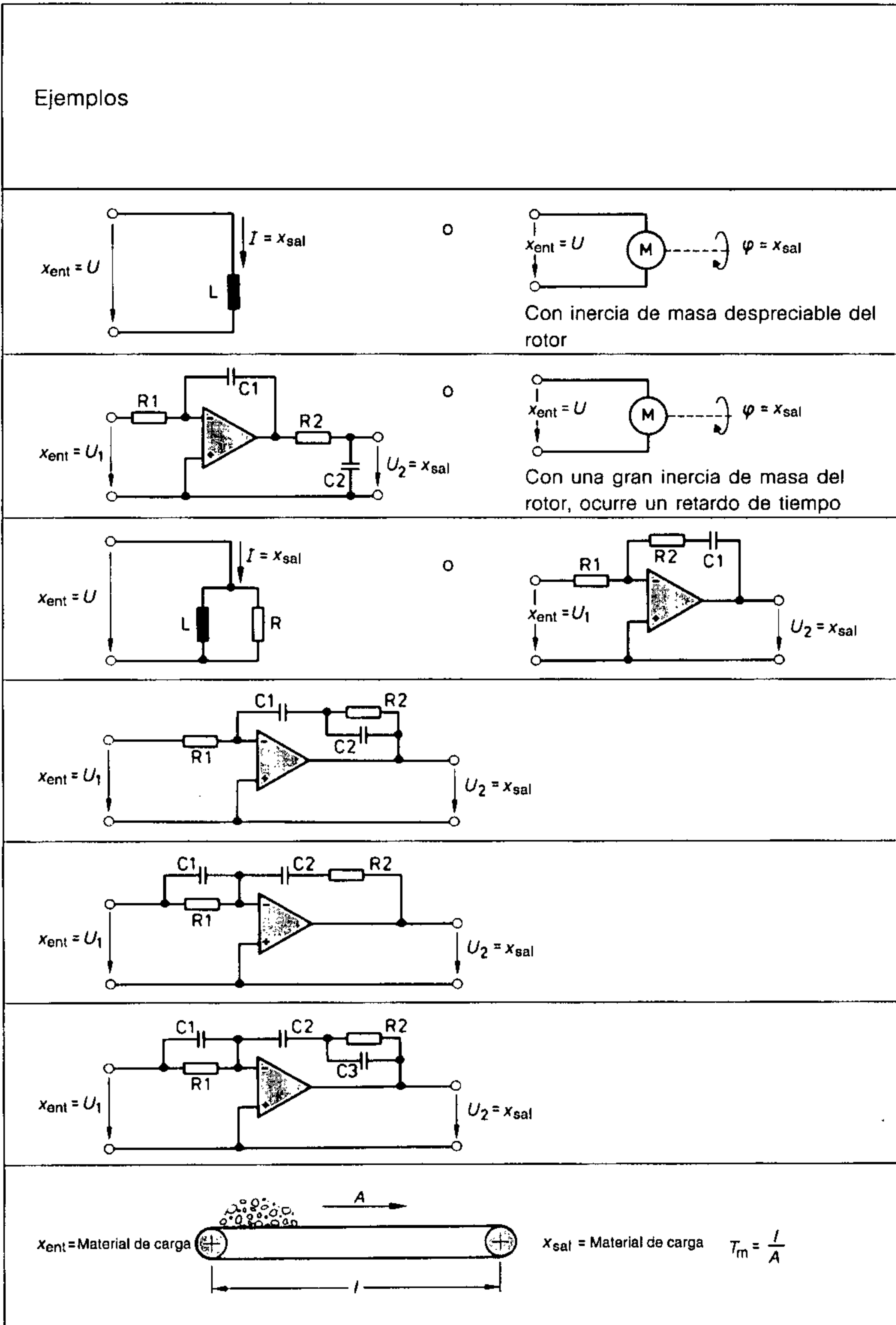


Figura 1.26b Comportamiento de los elementos de control en lazo cerrado, magnitudes características y ejemplos

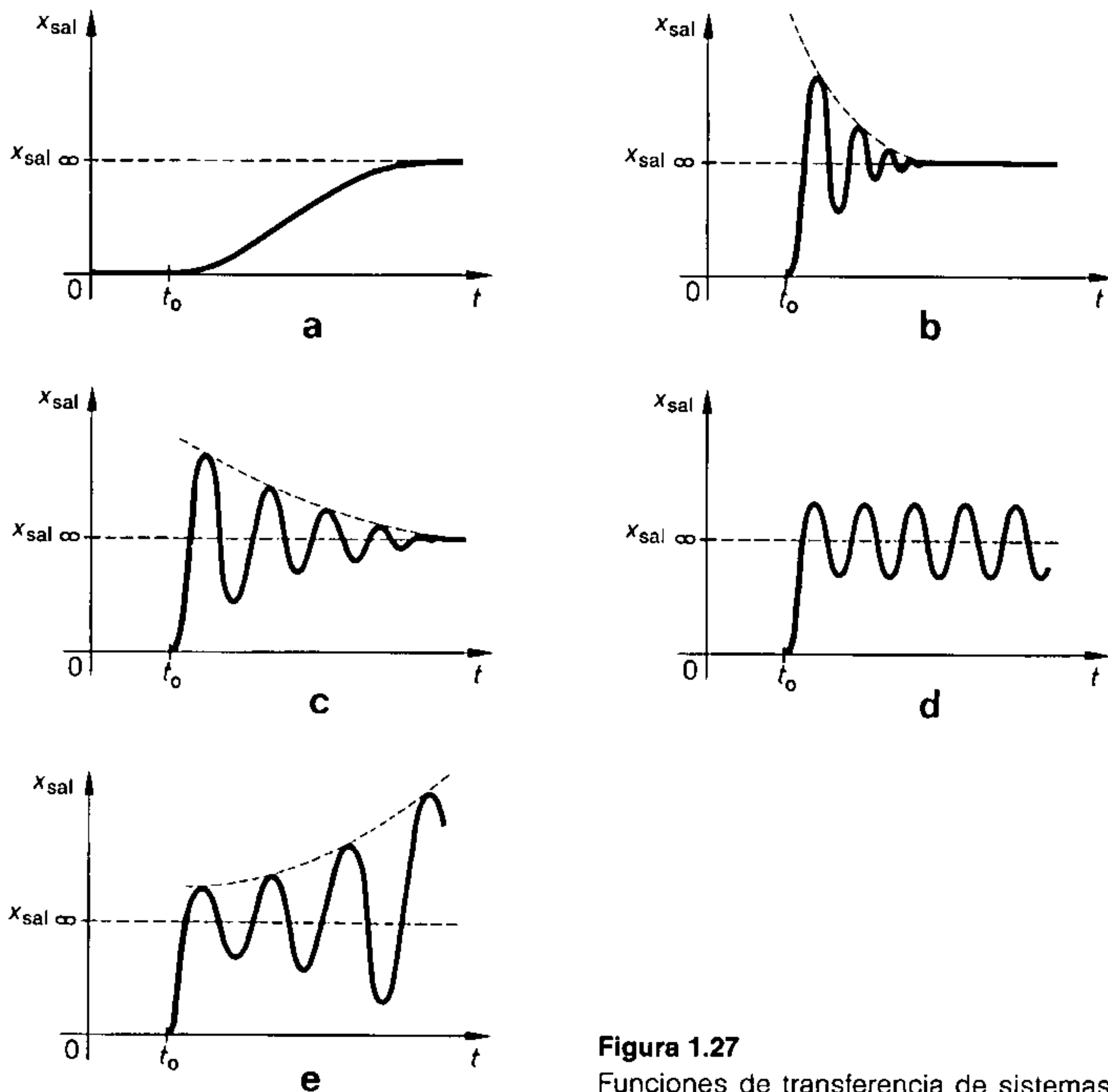
### 1.4.3.1 Sistemas con dos almacenadores de energía

Un sistema cuya función de transferencia muestra una oscilación siempre incluye dos almacenadores de energía físicamente diferentes, entre los cuales la energía puede oscilar hacia atrás y hacia adelante. Los ejemplos para este elemento de retardo de segundo orden comprenden dos dispositivos de almacenamiento diferentes (figura 1.26). En el caso del circuito resonante, existen la bobina y el condensador. En el caso del impulsor de motor, la energía oscila hacia atrás y hacia adelante entre las masas de rotación y el resorte formado por el acoplamiento y los ejes. En la ingeniería de control automático, tales sistemas se denominan sistemas  $PT_2$ .

Debido a que estos sistemas  $PT_2$  se dan frecuentemente, se han reproducido diferentes funciones de transferencia en la **figura 1.27**. Es común a todas las funciones en las figuras 1.27a, 1.27b y 1.27c el hecho que el valor final  $x_{sal\infty}$  se alcanza luego de un tiempo de recuperación transitorio el cual es usualmente corto. Estos sistemas son *estables*.

La figura 1.27a muestra el caso aperiódico límite en el cual la función de transferencia justamente todavía no muestra sobreoscilaciones.

Las figuras 1.27b y 1.27c muestran las oscilaciones decayendo exponencialmente.



**Figura 1.27**  
Funciones de transferencia de sistemas  $PT_2$

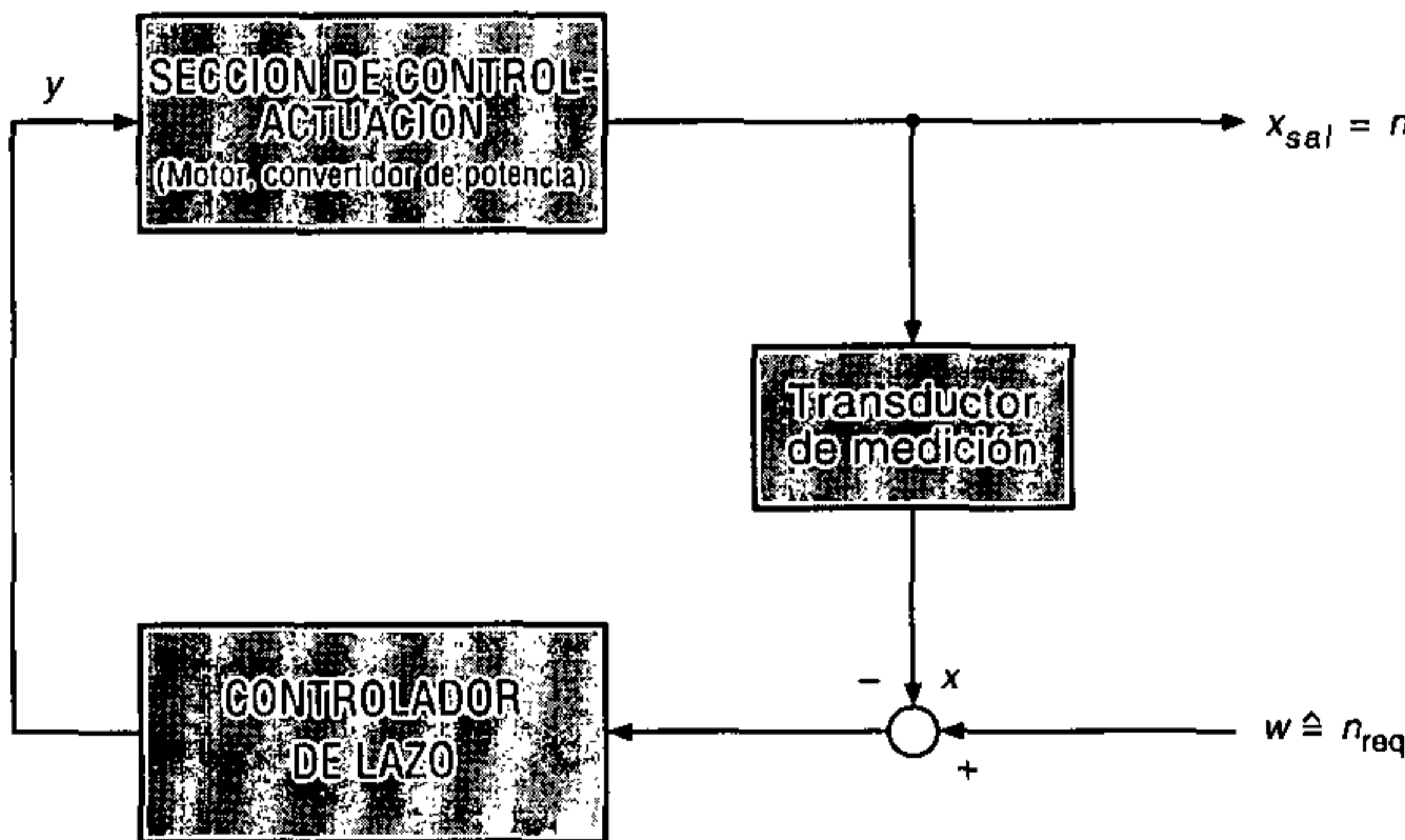
El sistema de acuerdo a la figura 1.27d muestra una oscilación no amortiguada, mientras que la figura 1.27e describe una oscilación que se incrementa exponencialmente. Estos dos sistemas son *inestables*, puesto que no se alcanza el valor final.

El decaimiento de la oscilación es así un criterio para la estabilidad de estos sistemas. Cuanto más rápido es el decaimiento, mejor es la estabilidad del sistema. En la práctica, consecuentemente se ha probado que es muy conveniente ajustar una función de transferencia como muestra la figura 1.27b. Existen, sin embargo, sistemas en los cuales los sobreoscilaciones deben ser anuladas a toda costa.

#### 1.4.4 Amplificadores operacionales como controladores en lazo

Los amplificadores operacionales frecuentemente se utilizan como controladores electrónicos. Como se explicó en el Volumen III, Capítulo 3, los amplificadores operacionales pueden asumir un comportamiento diferente simplemente como resultado de la circuitería externa. La figura 1.26 muestra que los complicados controladores en lazo también pueden ser construidos utilizando amplificadores operacionales.

Pretendemos ahora investigar la operación de un controlador en lazo con amplificadores operacionales, mediante referencia al ejemplo de un sistema de control de velocidad de rotación. La **figura 1.28** muestra el diagrama de bloques de este sistema de control.



**Figura 1.28**  
Lazo de control de velocidad de rotación

##### 1.4.4.1 Ejemplo de amplificador operacional como controlador P

La sección de control-actuación consiste de un motor, junto con el convertidor de potencia y la unidad de disparo. Para esta sección se requiere como variable de entrada una tensión de control, generada por el regulador en lazo. Un elemento P correspondiente a la **figura 1.29** se utiliza como controlador en lazo. El transductor de medición genera una tensión proporcional a la velocidad de rotación como el valor real.

El circuito de la figura 1.29 corresponde al controlador en lazo y al punto de sumatoria de la figura 1.28. En ambos casos, el comparador — un circuito de sustracción — es el responsable de asegurar que siempre se forme la diferencia entre el valor real  $x$  y el valor requerido  $w$ . Esta diferencia o desviación de control es entonces la variable de entrada para el subsiguiente amplificador inversor.

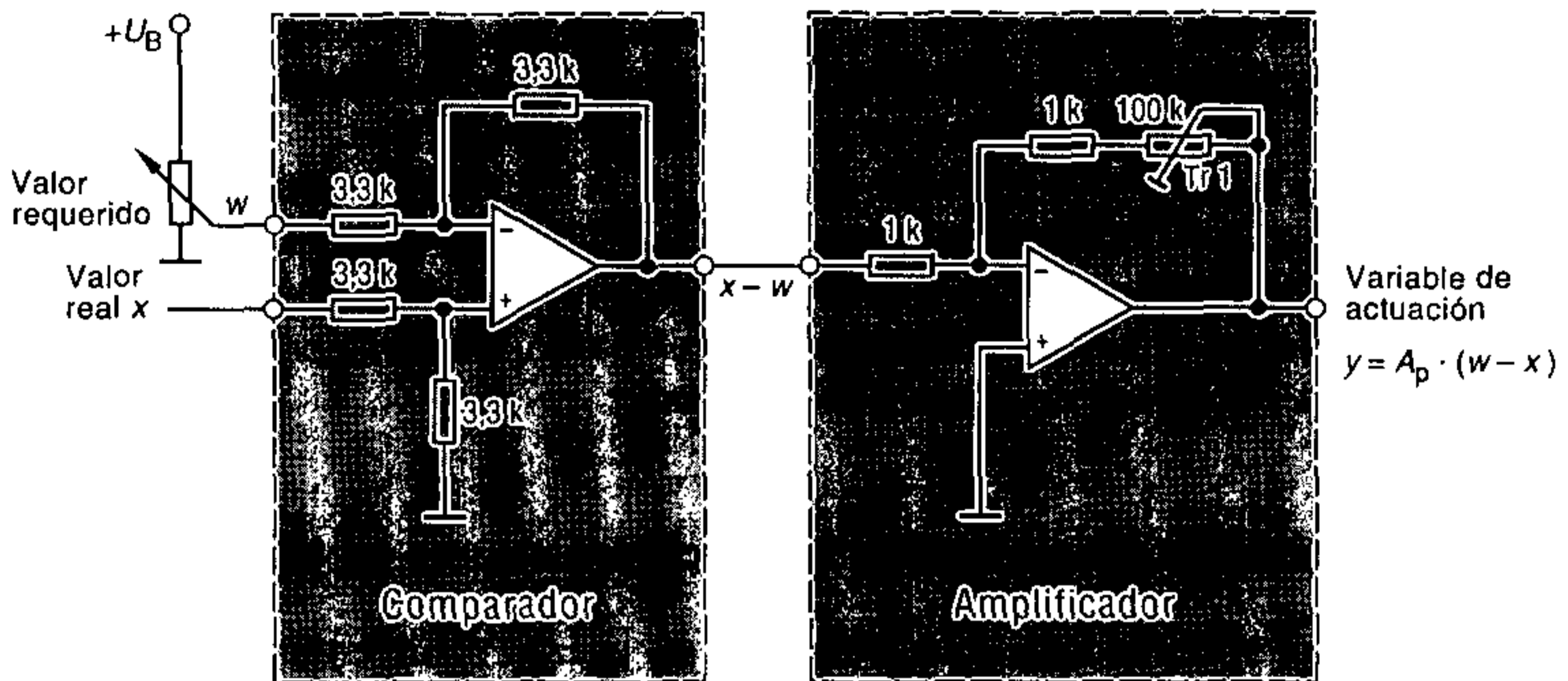


Figura 1.29 Controlador P con dos amplificadores operacionales

Ya se ha indicado en la sección 1.4.2. que se debe tener una polaridad inversa para el valor real  $x$  en la trayectoria de realimentación del lazo de control, de forma que el impulsor pueda ser operado en la zona de trabajo estable. El valor real  $x$  pasa por lo tanto a través de la trayectoria no inversora en el comparador y por la trayectoria inversora en el amplificador. El valor requerido  $w$ , por otra parte, es invertido dos veces, de forma que su polaridad permanece inalterada.

Adicionalmente, en este amplificador proporcional se puede ajustar  $A_p$  entre  $A_p = 1$  y  $A_p = 100$ , utilizando el potenciómetro que está en la trayectoria de realimentación del amplificador.

Si ahora se ajusta el potenciómetro del valor requerido en la dirección de mayores tensiones, la tensión en la salida del controlador en lazo también aumenta con la tensión de entrada. El elemento de control final en la sección de control-actuación emite una mayor tensión de operación para el motor, y la velocidad de rotación del motor aumenta. Si ahora se incrementa la carga, el motor tiene que suministrar más potencia, y la velocidad de rotación decaería si no hubiera el control en lazo cerrado. El controlador en lazo procura contrarrestar esto. Sin embargo, el tacómetro suministra al controlador una tensión proporcional a la velocidad de rotación, tensión que es invertida sólo una vez. Por lo tanto, el descenso de la velocidad conduce a un aumento de la tensión en la salida del controlador. También en este caso, el elemento de control final suministra una mayor tensión de operación al motor. Ahora el motor puede compensar la mayor carga. La velocidad nuevamente aumenta.

Con una disminución en la carga del motor, ocurriría el proceso inverso, y el controlador en lazo sería el responsable de reducir la creciente velocidad de rotación.

Una perturbación no puede, sin embargo, ser completamente compensada con el controlador P aquí presentado. Se produce una desviación de estado constante (offset). Esta es más pequeña, cuanto mayor es la amplificación del amplificador de control. El resultado de esta desviación es que, con un ajuste invariable del valor requerido, nunca más se puede alcanzar la velocidad original del motor. Esta es la principal desventaja del controlador P, contrapuesta a la ventaja de que el proceso de control descrito se da muy rápidamente.

Si las polaridades del valor requerido y del valor real se escogen apropiadamente, el regulador también puede ser construido con solamente un amplificador operacional (figura 1.30).

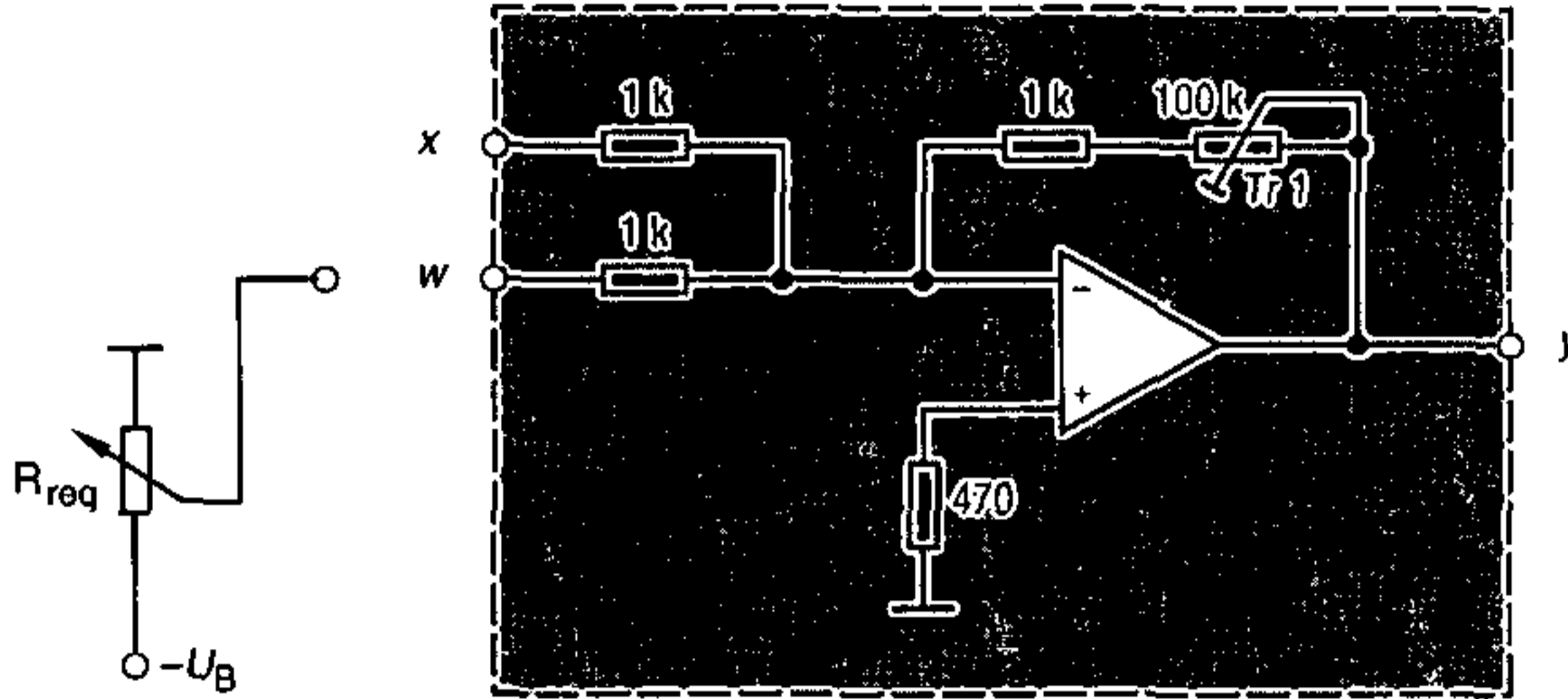


Figura 1.30 Controlador P con amplificador operacional

Los controladores de la figura 1.29 y de la figura 1.30 consecuentemente presentan el mismo comportamiento. Para aclarar la desviación de estado constante, pretendemos determinar ésta en los dos siguientes cálculos por comparación.

*Ejemplo:*

Para que el motor representado en la figura 1.31 pueda funcionar a la velocidad nominal, debe ser operado con una tensión  $U_{sal} = 10\text{ V}$ . El tacómetro acoplado al motor siempre emite una tensión proporcional a la velocidad de rotación. Esta tensión se ajusta de forma que, a la velocidad nominal,  $U_{real} = U_{sal} = 10\text{ V}$ . El valor requerido y el valor real son continuamente comparados en el amplificador operacional conectado como un controlador P, y la tensión de salida  $U_{sal}$  es inmediatamente ajustada cuando ocurren variables de perturbación.

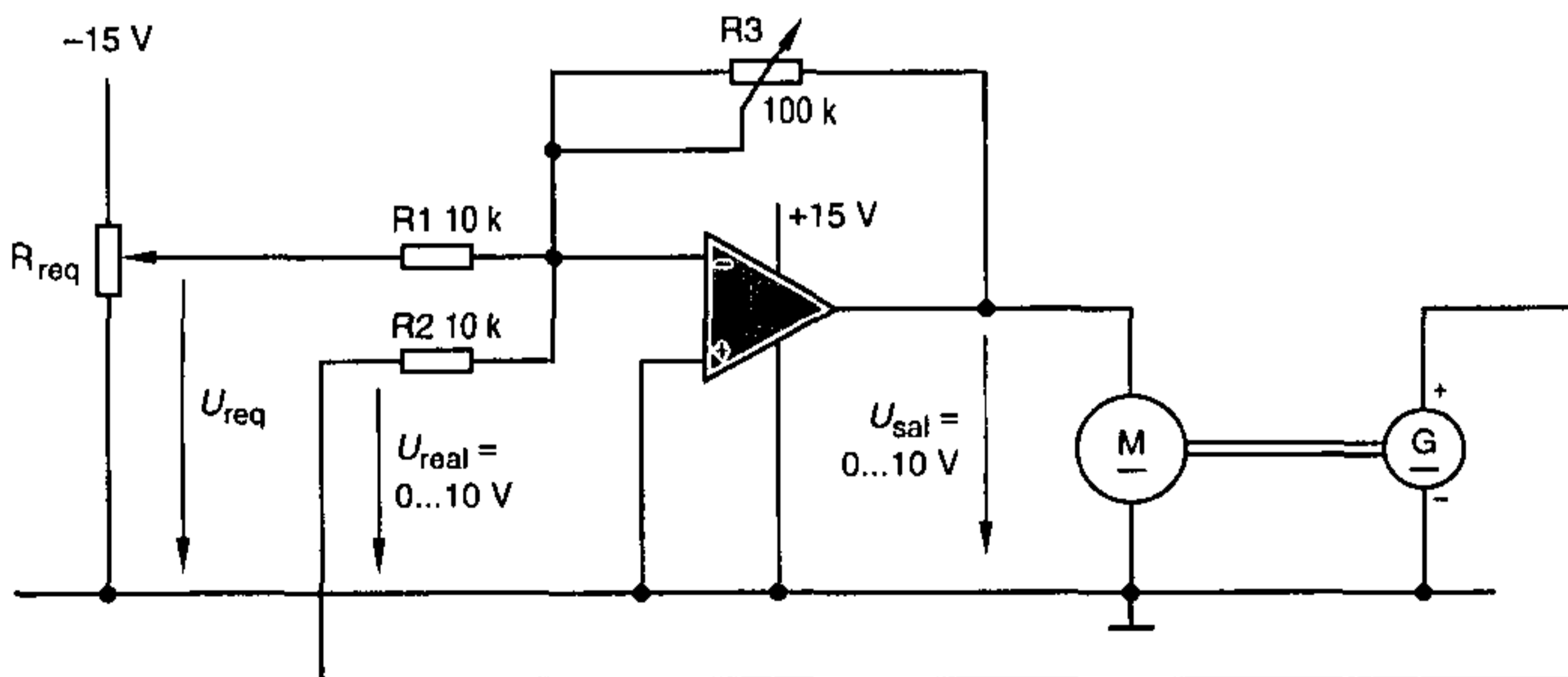


Figura 1.31 Motor de corriente continua con controlador P



## 1 Introducción a la electrónica de potencia

a) Dado:  $U_{\text{sal}} = U_{\text{real}} = 10 \text{ V}; R_3 = 20 \text{ k}\Omega$

Requerido: Desviación de control  $x_w = x - w$   
Valor requerido necesario  $U_{\text{req}}$ .

La tensión de salida del amplificador operacional se calcula como sigue:

$$-U_{\text{sal}} = \left( \frac{R_3}{R_1} \cdot U_{\text{req}} \right) + \left( \frac{R_3}{R_2} \cdot U_{\text{real}} \right).$$

Debido a que  $R_1 = R_2$ , para la amplificación proporcional se obtiene lo siguiente:

$$A_P = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 2$$

y consecuentemente

$$-U_{\text{sal}} = A_P \cdot U_{\text{req}} + A_P \cdot U_{\text{real}}$$

$$-U_{\text{sal}} = A_P \cdot (U_{\text{req}} + U_{\text{real}})$$

$$U_{\text{req}} = -\frac{U_{\text{sal}}}{A_P} - U_{\text{real}}$$

$$U_{\text{req}} = -\frac{10 \text{ V}}{2} - 10 \text{ V}$$

$$= -15 \text{ V}.$$

Cuando  $A_P = 2$ , se debe ajustar una tensión  $U_{\text{req}} = -w = -15 \text{ V}$  para que el motor funcione a la velocidad nominal. La desviación de control se calcula como sigue:

$$x_w = x - w = U_{\text{real}} + U_{\text{req}}$$

$$= 10 \text{ V} - 15 \text{ V}$$

$$= -5 \text{ V}.$$

$R_3$  se incrementa ahora hasta  $100 \text{ k}\Omega$  y se obtiene el siguiente cálculo:

b) Dado:  $U_{\text{sal}} = U_{\text{real}} = 10 \text{ V}; R_3 = 100 \text{ k}\Omega$

Requerido:  $x_w; U_{\text{req}}$

Debido a que ahora  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $A_P$  cambia, y obtenemos:

$$A_P = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 10$$

$$U_{\text{req}} = -\frac{U_{\text{sal}}}{A_P} = -U_{\text{real}}$$

$$= -\frac{10 \text{ V}}{10} - 10 \text{ V}$$

$$U_{\text{req}} = -11 \text{ V}$$

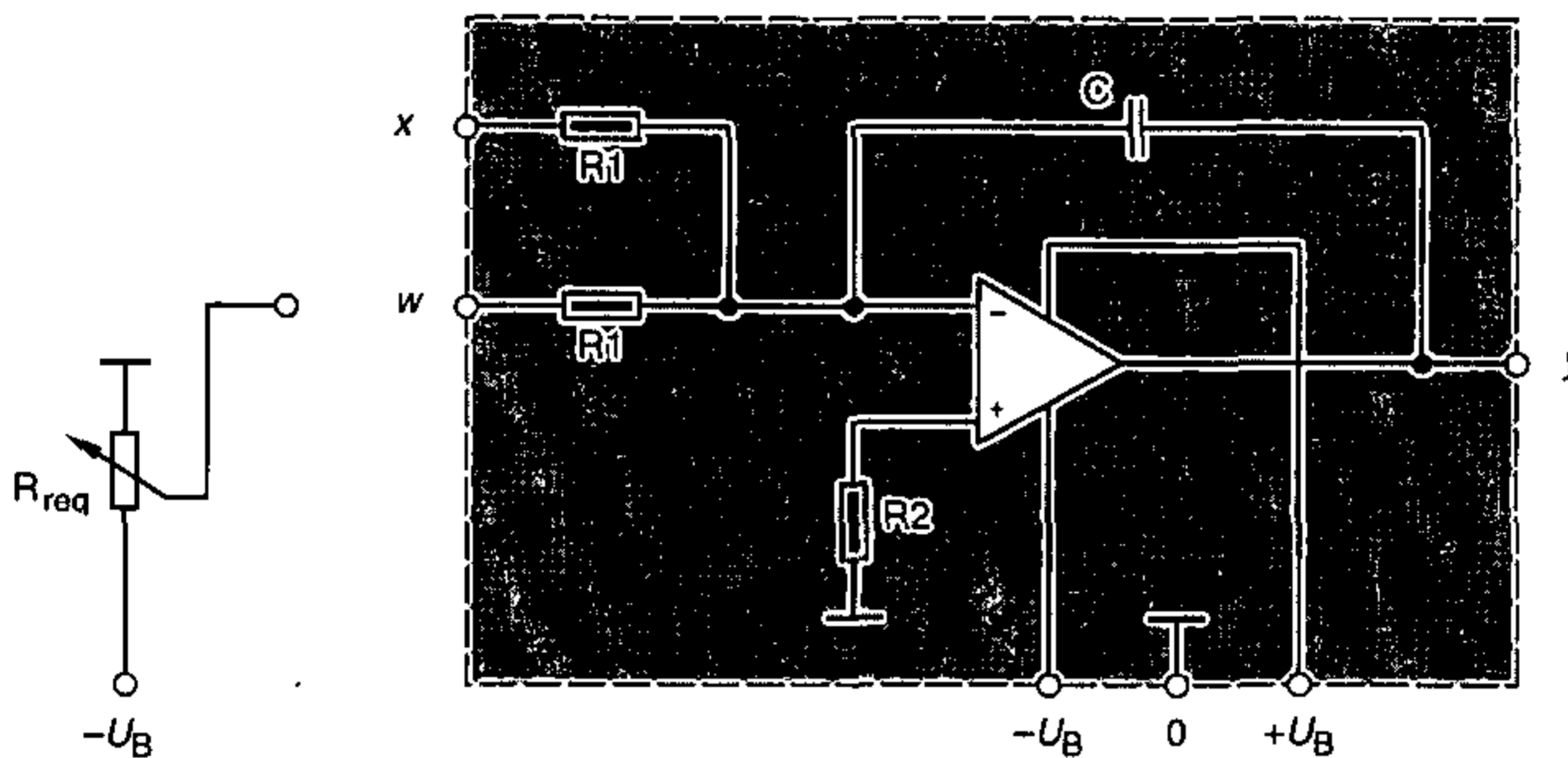
$$x_w = x - w = 10 \text{ V} - 11 \text{ V}$$

$$= -1 \text{ V}$$

Como resultado de la mayor amplificación del controlador P, la desviación de control no es más  $x_w = -5 \text{ V}$ , como lo fue en el caso a), sino solamente es  $x_w = -1 \text{ V}$ . Conforme se incrementa la amplificación, decrece la desviación de control. Debido a que las amplificaciones muy altas conducen a la inestabilidad, no es posible suprimir completamente la desviación de control, y como ya ha sido mencionado, ésta es siempre diferente de cero en el caso del controlador P.

### 1.4.4.2 Controlador I con amplificador operacional

La desviación de control de estado constante que ocurre cuando se utiliza un controlador P se puede prevenir con un controlador I. La **figura 1.32** muestra el circuito de un controlador I con amplificador operacional.

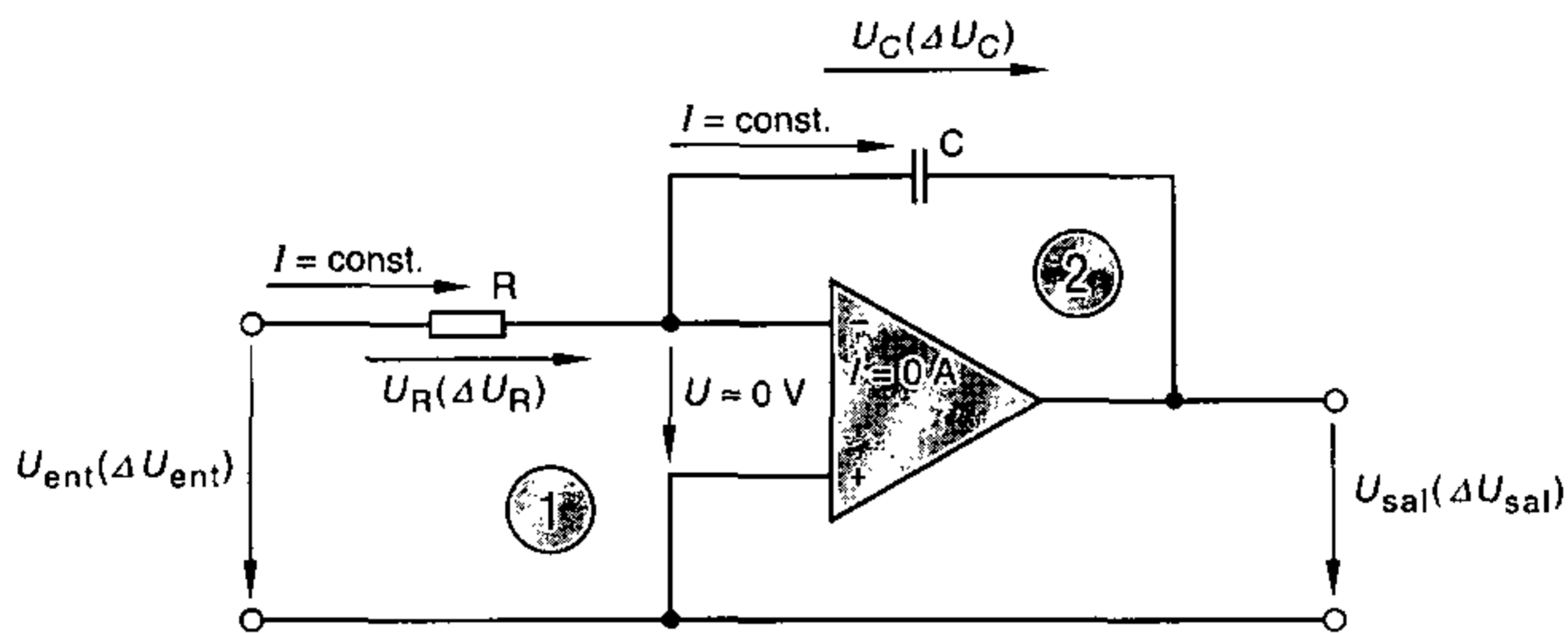


**Figura 1.32** Controlador I con amplificador operacional

Aquí nuevamente, con el motor en vacío, la velocidad de rotación deseada  $n$  se especifica mediante la entrada de referencia  $w$ . Esta se alcanza, cuando la suma de  $U_x$  (valor real) y  $U_w$  (valor requerido) es cero, debido a esto el integrador no varía más su valor de salida (vea la figura 1.26).

Si ahora ocurre una perturbación, por ejemplo una carga, la velocidad del motor decaerá. El controlador trae consigo un incremento en la variable de actuación hasta que la velocidad haya alcanzado el valor original. La suma de las tensiones de entrada del controlador I es entonces nuevamente cero. De este modo el controlador I no tiene desviación de control de estado constante, como lo tiene un controlador P. Una desventaja es, sin embargo, que la perturbación es compensada lentamente. Entonces el proceso de control es más lento, cuanto más larga es la constante de tiempo elegida para el circuito controlador.

Ahora pretendemos ilustrar el comportamiento del controlador I mediante referencia a un ejemplo de cálculo.



**Figura 1.33** Valores de tensión y corriente para un controlador I con amplificador operacional

Todos los valores de tensión y corriente necesarios para el cálculo se muestran en la **figura 1.33**, y obtenemos:

1era malla:

$$u_{ent} = u_R + U \text{ puesto que } U = 0 \text{ V}$$

$$u_{ent} = u_R = I \cdot R$$

$$I = \frac{u_{ent}}{R}$$

2da malla:

$$u_{sal} = -u_C + U \text{ puesto que } U = 0 \text{ V}$$

$$u_{sal} = -u_C$$

Con la relación  $Q = C \cdot U$ , obtenemos

$$Q = C \cdot u_C$$

$$i \cdot t = C \cdot u_C$$

$$u_C = \frac{i \cdot t}{C}$$

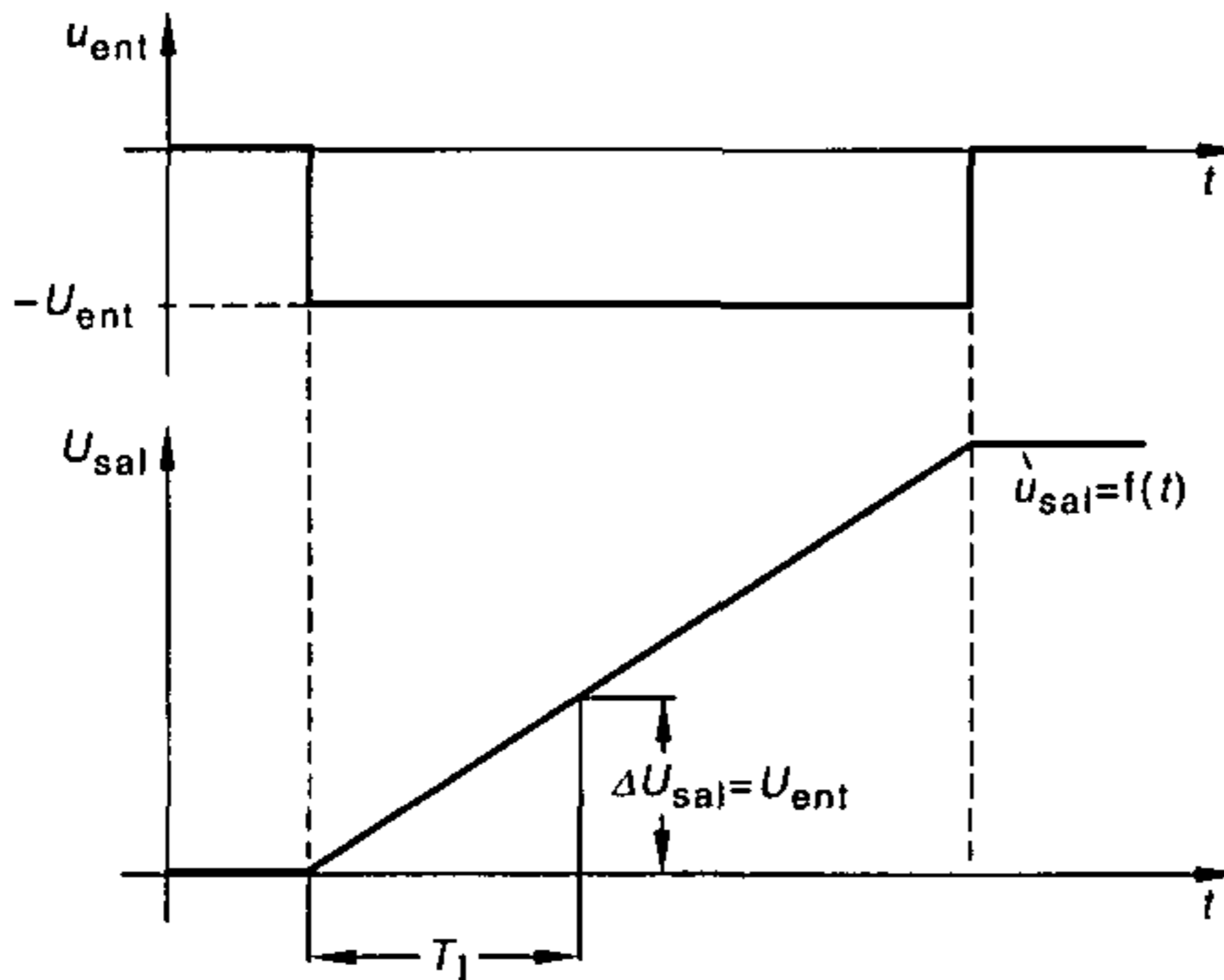
$$u_{sal} = -\frac{i \cdot t}{C}$$

$$u_{sal} = -\frac{\frac{u_{ent}}{R} \cdot t}{C} = -\frac{u_{ent} \cdot t}{R \cdot C}$$

y lo siguiente también se aplica:

$$\begin{aligned} \Delta U_{sal} &= -\frac{u_{ent} \cdot \Delta t}{R \cdot C} \\ &= -\frac{u_{ent} \cdot \Delta t}{T_i} \end{aligned}$$

1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)



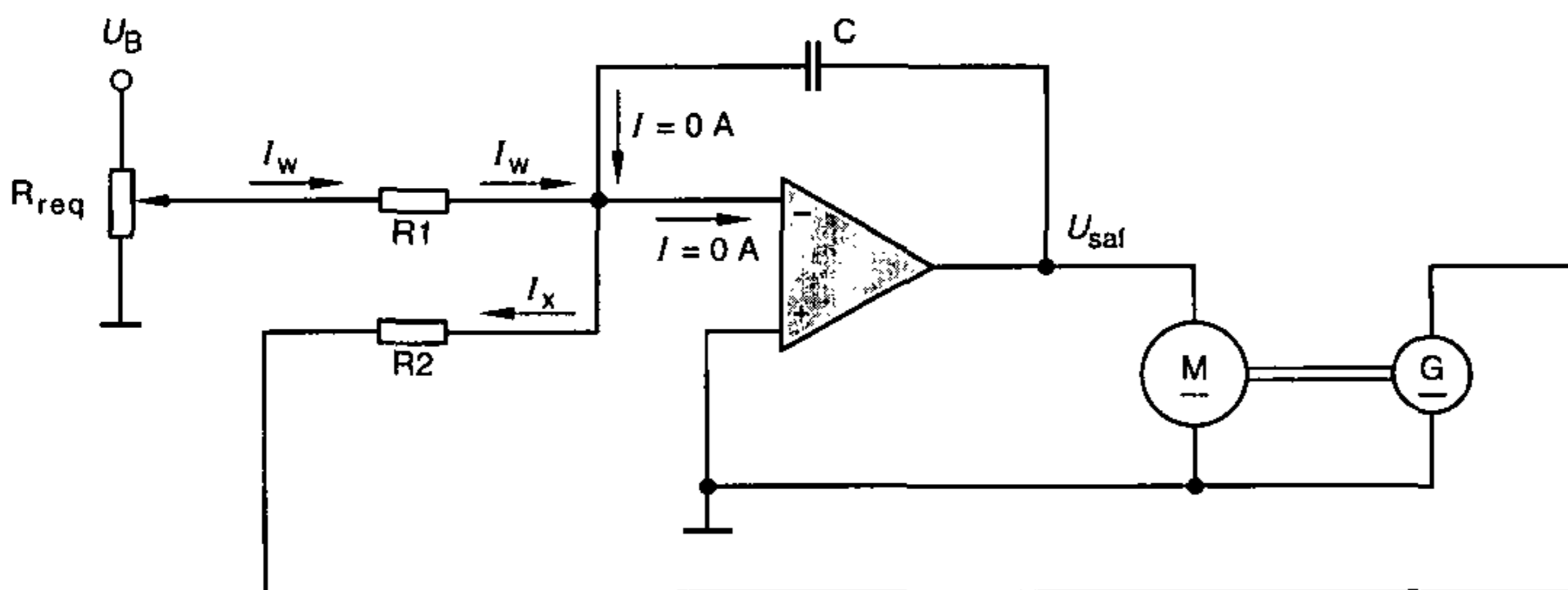
**Figura 1.34** Diagrama de las tensiones de entrada y salida para un controlador I con amplificador operacional

El tiempo de integración  $T_i = R \cdot C$  que justamente se ha introducido se presenta en la **figura 1.34**.

A partir de esta ecuación también sigue, con  $\Delta t = T_i$ , que  $T_i$  es aquí el tiempo después del cual la tensión de salida  $\Delta U_{sal}$  ha cambiado por el valor de la tensión de entrada  $U_{ent}$ , es decir,  $\Delta U_{sal} = U_{ent}$  cuando  $t = T_i$ . La tensión de salida  $U_{sal}$  continúa creciendo ya sea hasta  $U_{ent} = 0$  o hasta que se alcance el límite de tensión del controlador I (límite superior).

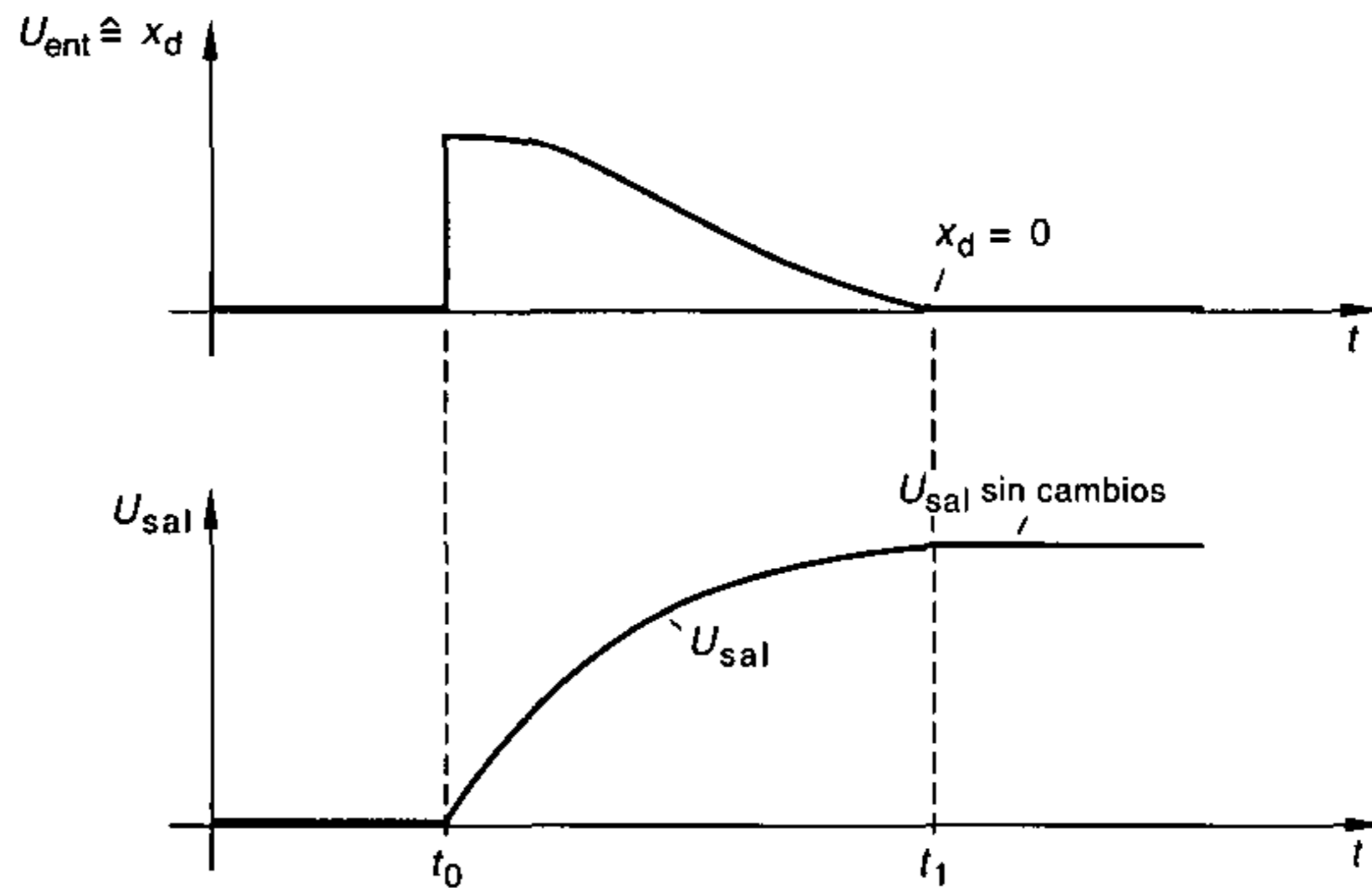
Si  $U_{req} = -U_{real}$ , la tensión de salida asimismo ya no varía, debido a que la desviación de control  $x_w$  ha llegado a cero. Esto también es evidente a partir del hecho que los valores de las corrientes en las ramas del valor requerido y del valor real son de igual magnitud en estado constante. Sin embargo, las polaridades son opuestas. La corriente en la trayectoria de realimentación consecuentemente se reduce a cero, es decir, el condensador no está ni cargado ni descargado. La tensión de salida permanece constante.

En la **figura 1.35**, el motor ya utilizado en la figura 1.31 está conectado a un controlador I con amplificador operacional.



**Figura 1.35** Motor con controlador I

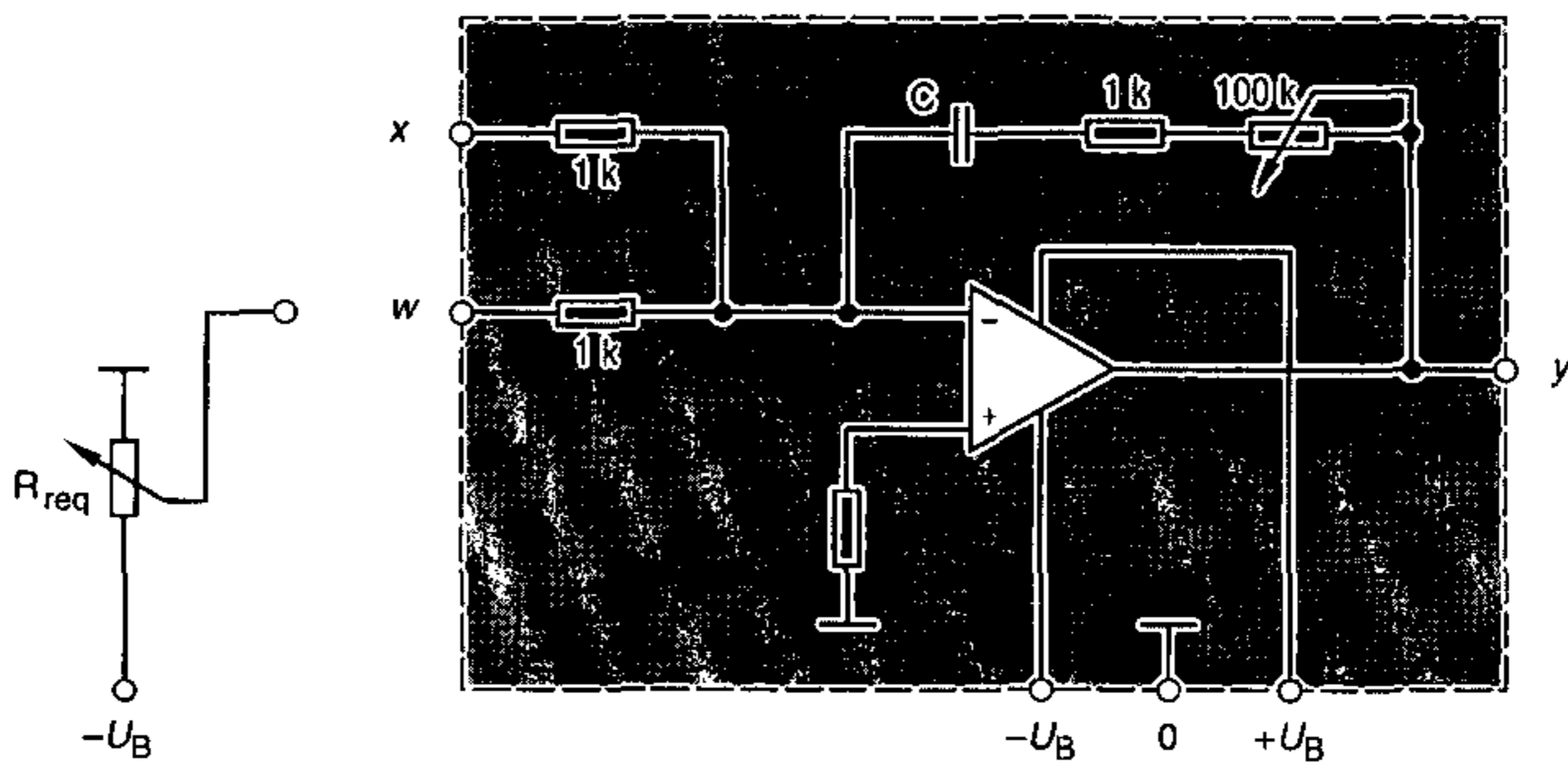
Los diagramas asociados de  $U_{sal}$  y  $U_{ent}$  están dibujados en la **figura 1.36**. También es evidente a partir de estos diagramas que la tensión de salida ya no varía si  $U_{ent}$  o  $x_d$  se hacen cero.



**Figura 1.36** Respuesta de control del impulsor de motor con controlador I

### 1.4.4.3 Controlador PI con amplificador operacional

Las desventajas de los controladores recién descritos pueden ser evitadas si la acción P y la acción I se combinan en un controlador: el controlador PI. La **figura 1.37** muestra el circuito de este controlador con amplificador operacional.



**Figura 1.37** Controlador PI con amplificador operacional

La acción del controlador PI también se ilustra por la función de transferencia asociada de la figura 1.26. Después de la aplicación del escalón de tensión, el condensador C inicialmente actúa como un cortocircuito, y el controlador con amplificador operacional como un elemento P con amplificación  $A_p$ . El componente I entonces entra en acción, y la tensión de salida crece hasta que la desviación de control también sea compensada.

#### 1.4 Fundamentos de la ingeniería de control automático (lazo cerrado)

Debido a sus ventajas y por su fácil ajuste, el controlador PI es ampliamente utilizado en la ingeniería de impulsión.

##### 1.4.4.4 Lazos de control mallados

En el caso de los convertidores de tiristor, los controladores PI en la práctica casi siempre están en «lazos de control mallados». Uno de los circuitos más frecuentemente utilizados es el controlador de velocidad de rotación con controlador de corriente secundario.

El ajuste del pulso de disparo es ejecutado por el controlador de corriente. Una realimentación del valor de corriente real entonces asegura que, cuando se alcanza un valor límite de ajuste fijo, los pulsos de control son desplazados de manera que el consumo de potencia del motor nuevamente cae por debajo de los valores de corriente límite especificados. Por lo tanto se puede evitar la sobrecarga del motor y de los tiristores de potencia.

El controlador de velocidad de rotación es sobrepuesto en el regulador de corriente. En el controlador de velocidad se ejecuta una comparación entre el valor requerido y el valor real de la velocidad. Su señal de salida es el valor requerido para el controlador de corriente secundario.

Los pulsos de control del elemento de control final son entonces desplazados con la señal de salida del controlador de corriente, de manera que se oponen a un cambio en la velocidad de rotación. Un desplazamiento de los pulsos de control tiene lugar hasta que la velocidad original se alcance nuevamente.

La circuitería del controlador de velocidad generalmente tiene una constante de tiempo considerablemente mayor que la del controlador de corriente.

Los siguientes son valores comunes:

Controlador  $n$

$$T_{n \text{ controlador}} = 220 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$T_{n \text{ controlador}} = 220 \text{ ms}$$

Controlador  $l$

$$T_{l \text{ controlador}} = 10 \text{ k}\Omega \cdot 4,7\mu\text{F}$$

$$T_{l \text{ controlador}} = 4,7 \text{ ms}$$

El controlador de corriente y el controlador de velocidad de rotación son usualmente conectados como controladores PI y son construidos con amplificadores operacionales (**figura 1.38**).

Si los dos controladores conectados en serie son ahora conectados en el lazo de control, se debe tener en cuenta las polaridades de las tensiones. Si el inicio de la tarea está ahora aplicado a la entrada del ajuste de control de pulso, entonces, con la condición que

$U_{\text{ent}}$  de ajuste positivo de control de pulso  $\hat{=}$  impulsor funcionando

$U_{\text{ent}}$  de ajuste negativo de control de pulso  $\hat{=}$  impulsor detenido

se obtienen las siguientes relaciones:

Ajuste de control de pulso:  $U_{\text{ent}}$  positiva =  $U_{\text{sal-controlador } l}$

Controlador<sub>(req)</sub>  $l$ :  $U_{l \text{ req}}$  negativa =  $U_{\text{sal-controlador } n}$

Controlador<sub>(real)</sub>  $l$ :  $U_{l \text{ real}}$  positiva

Controlador<sub>(req)</sub>  $n$ :  $U_{n \text{ req}}$  positiva

Controlador<sub>(real)</sub>  $n$ :  $U_{n \text{ real}}$  negativa

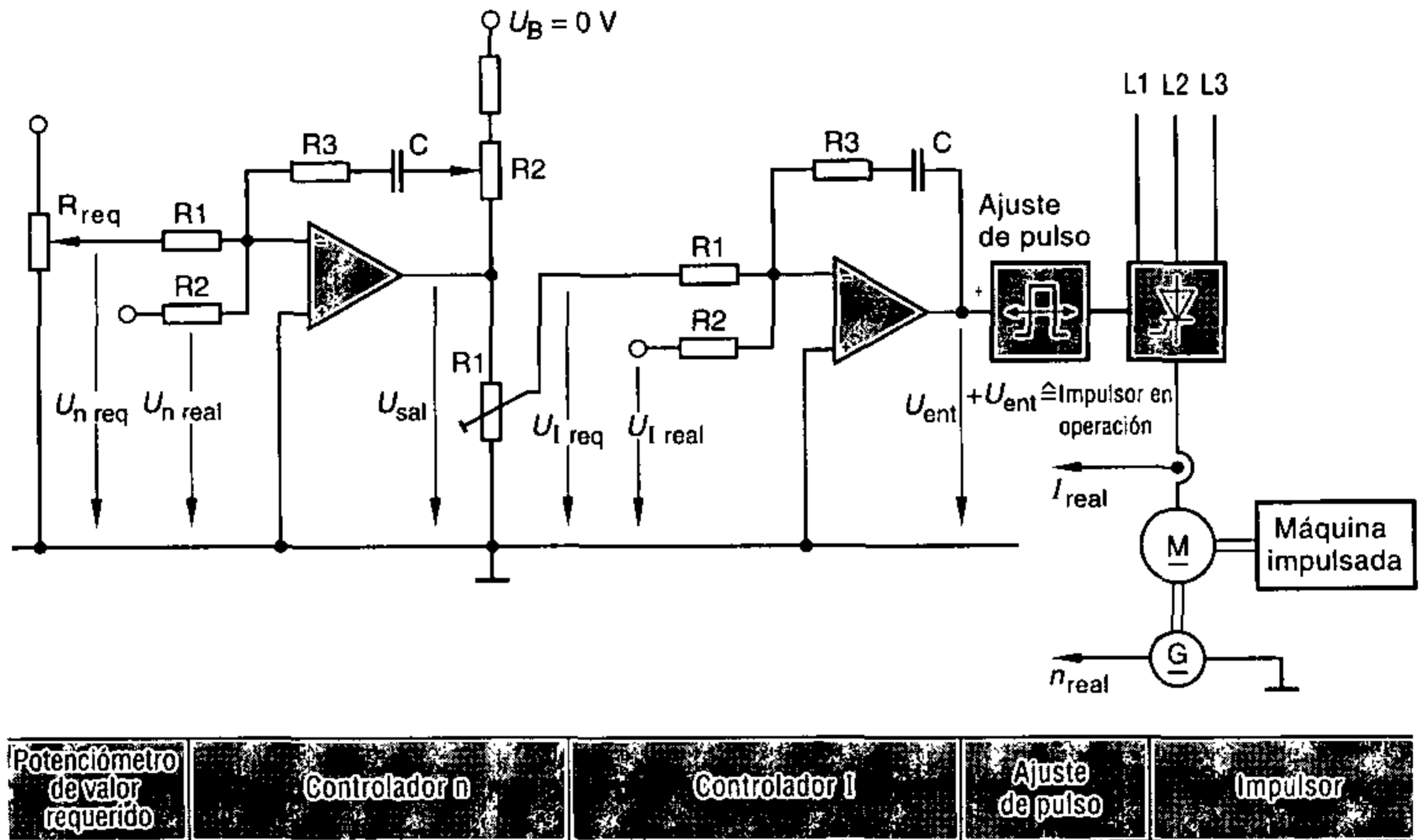


Figura 1.38 Controlador de velocidad de rotación con controlador de corriente secundario

Todas las condiciones aquí listadas tienen que ser satisfechas para que sea posible utilizar los controladores representados en la figura 1.38. Además, los controladores también necesitan ser optimizados.

Esto significa adaptar el componente P y el componente I de los dos controladores a la sección de control-actuación. Por lo tanto, en la **figura 1.39** se muestra el comportamien-

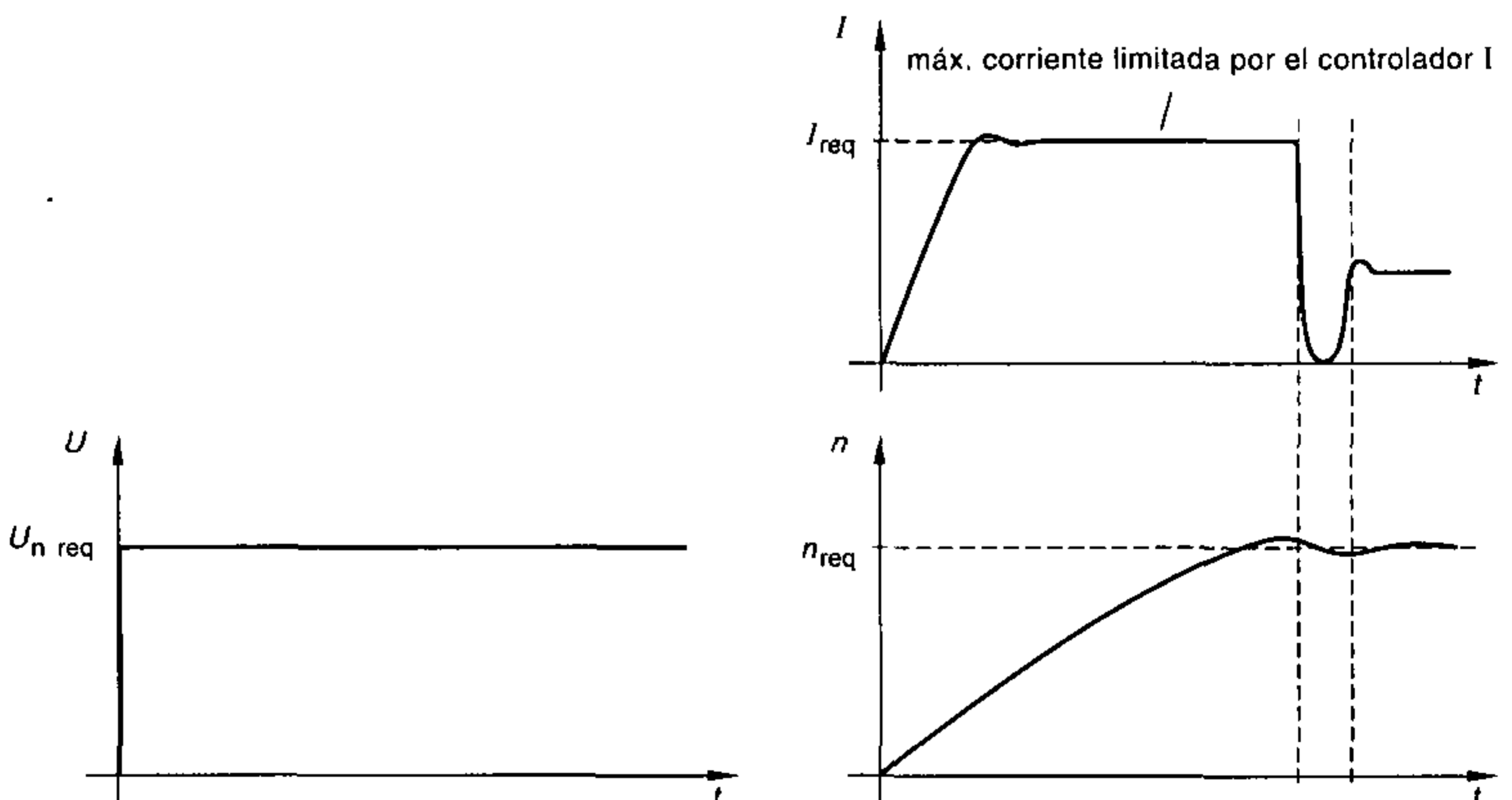


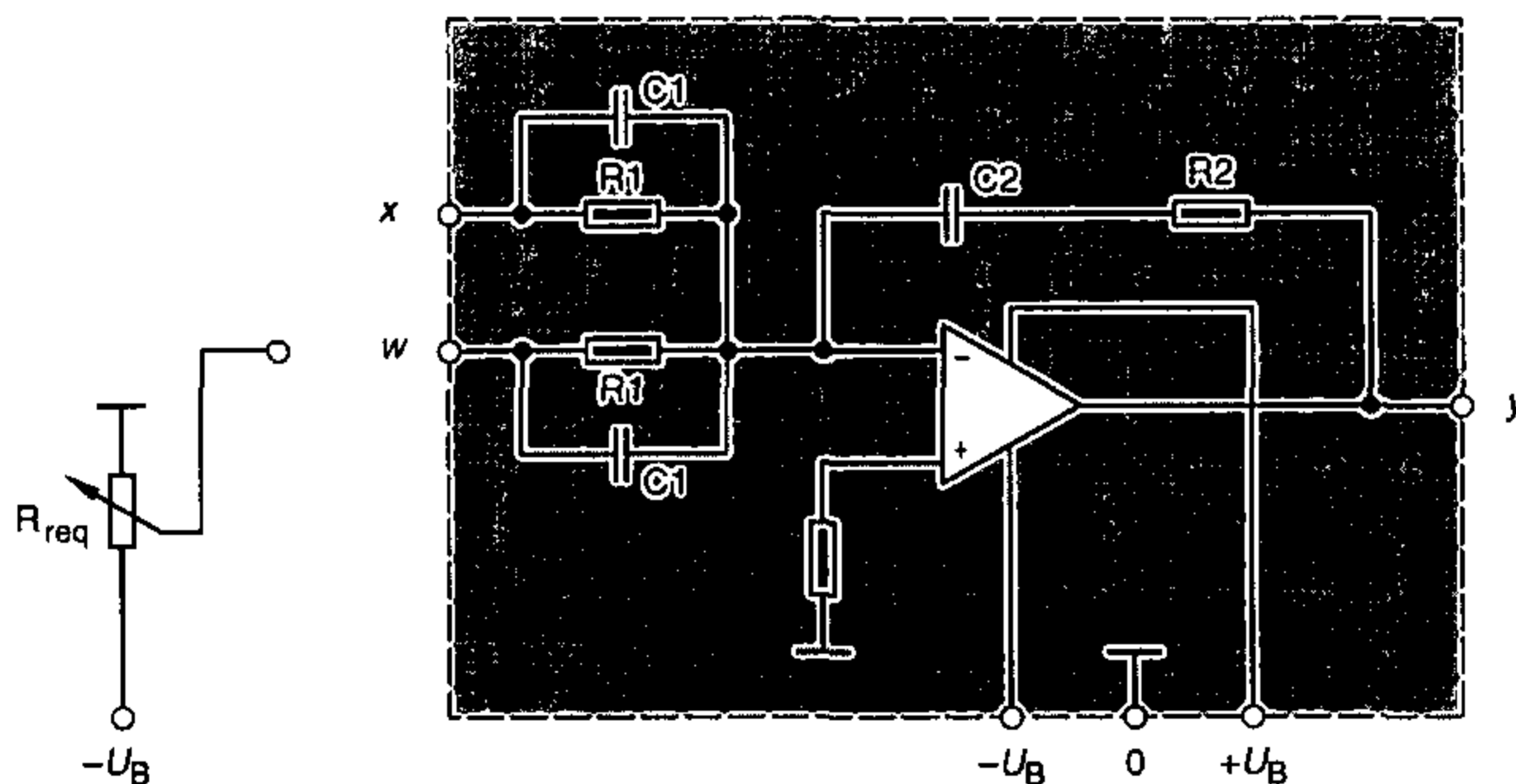
Figura 1.39 Comportamiento básico de la corriente y la velocidad de rotación después de encender un impulsor con controlador PI

to básico de la corriente y la velocidad de rotación luego de encender este impulsor. La velocidad de rotación del impulsor se puede ajustar con el potenciómetro  $R_{req}$ . El potenciómetro  $R_1$  se utiliza para especificar el valor requerido de la corriente. Entonces, con el potenciómetro  $R_2$  también se puede variar la amplificación proporcional del controlador  $n$ .

Si no se obtiene el ajuste óptimo, aún existe la posibilidad de influir en los componentes  $I$  mediante la variación de los valores de capacitancia.

#### 1.4.4.5 Controlador PID con amplificador operacional

El componente  $I$  puede seguir las variaciones rápidas de la variable de perturbación solamente de una manera lenta, y por lo tanto el componente  $P$  trae consigo una mayor o menor desviación de control para un tiempo determinado. En estos casos, se utiliza entonces un controlador PID. El componente  $D$  (vea la figura 1.26) solo reacciona a la variación de la variable de entrada, y el sistema de control responde muy rápidamente. La **figura 1.40** muestra el circuito de un controlador PID con amplificador operacional.



**Figura 1.40** Controlador PID con amplificador operacional

Como resultado de la corrección rápida, con el ajuste fijo de los parámetros combinados uno tras otro, pueden ocurrir oscilaciones. El sistema es inestable. Es por lo tanto una ventaja si los parámetros de control, es decir la acción  $P$ ,  $I$  y  $D$ , pueden ser ajustados por separado.

La **figura 1.41** muestra un controlador PID con parámetros de control ajustables. Por lo tanto el controlador puede ser óptimamente acoplado a la sección de control-actuación.



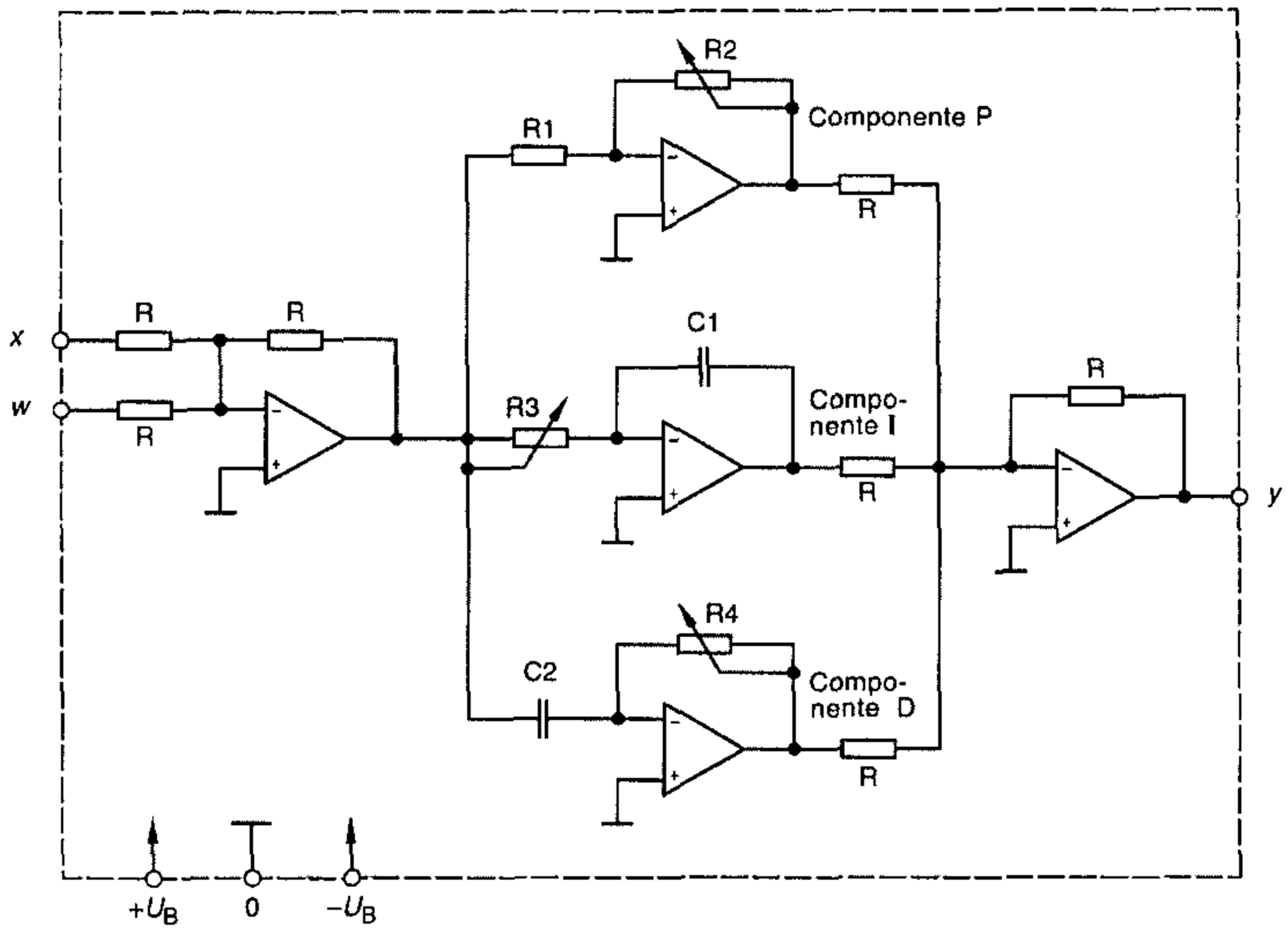


Figura 1.41 Controlador PID con amplificador operacional y parámetros ajustables

### 1.4.5 Aplicaciones de la ingeniería de control

Cuanto se ha dicho con relación a la ingeniería de control e ingeniería de control automático ha pretendido dar una visión general. En los siguientes capítulos, estos conocimientos básicos están — tanto como sea necesario — considerados en mayor profundidad para los diversos circuitos electrónicos de potencia.

En el capítulo 6, por ejemplo, el integrador del valor requerido, el cual es importante para impulsores controlados, está explicado en detalle. Debido a que las aplicaciones de la ingeniería de control descritas en este libro se relacionan casi exclusivamente a la alimentación de impulsores mediante convertidores de corriente, la «optimización de los lazos de control» no se tratará hasta el capítulo 6. Se debe indicar, sin embargo, que la terminología básica considerada en este capítulo también es aplicable a sistemas de control complicados, tales como control de velocidad de rotación con control de corriente secundario (vea la figura 1.38).

## 1.5 Símbolos utilizados

### 1.5.1 Tensiones

$U_{sal}$	Tensión de salida
$U_{AC}$	Tensión ánodo-cátodo
$U_B$	Tensión de operación
$U_d$	Tensión continua
$U_{ent}$	Tensión de entrada
$U_F$	Tensión directa del diodo
$U_{GC}$	Tensión gate-cátodo del tiristor
$U_i$	Fuerza electromotriz de retorno activa
$U_{real}, U_x$	Tensión del valor real
$U_{req}, U_w$	Tensión del valor requerido
$U_T$	Tensión directa del tiristor

### 1.5.2 Corrientes

$I_A$	Corriente de armadura
$I_d$	Corriente continua
$I_E$	Corriente de excitación
$I_F$	Corriente directa del diodo
$I_T$	Corriente directa del tiristor

### 1.5.3 Energías

$W_{sal}$	Energía de salida
$W_{el}$	Energía eléctrica
$W_{mec}$	Energía mecánica
$W_{ent}$	Energía de alimentación

### 1.5.4 Magnitudes de la ingeniería de control

$T_{tr}$	Tiempo de recuperación transitorio
$T_I$	Constante de tiempo de integración
$T_{reaajuste}$	Tiempo de reajuste (acción de integración) del controlador PI
$T_{n-controlador}$	Constante de tiempo del controlador de velocidad de rotación
$T_{I-controlador}$	Constante de tiempo del controlador de corriente
$A_p$	Amplificación proporcional
$w$	Variable de referencia de entrada
$x$	Variable controlada
$x_{sal}$	Variable de salida, variable objeto

## 1 Introducción a la electrónica de potencia

$x_{sal\infty}$	Variable de salida en estado constante
$\Delta x_{sal\infty}$	Desviación de estado constante
$x_d$	Diferencia de control
$S$	Sobreoscilación
$x_w$	Desviación de control
$y$	Variable de actuación
$z$	Variable de perturbación

### 1.5.5 Otras magnitudes

$\alpha$	Angulo de control
L 1, L 2, L 3, N	Indicación de líneas
$n$	Velocidad de rotación
$s$	Recorrido del actuador
$t$	Tiempo

## 2 Interruptores electrónicos

### 2.1 Componentes y módulos

#### 2.1.1 Generalidades

Los aspectos físicos y los relacionados con los materiales tratados en los textos de los cursos básicos también son aplicables a los componentes de la electrónica de potencia. No obstante es necesario considerar los aspectos particulares que ocurren en este campo de la técnica.

El silicio es ampliamente utilizado para componentes en electrónica de potencia. Los semiconductores de silicio se pueden usar sobre un amplio rango de temperatura y tienen una elevada resistencia a la tensión inversa (tensión de ruptura). Otra ventaja es la abundancia de silicio, debido a que es el elemento que más frecuentemente se encuentra en la capa terrestre, aparte del oxígeno.

Estos componentes semiconductores son evaluados conforme a los siguientes criterios principales:

Características estáticas, tales como comportamientos directo (conducción) e inverso (bloqueo)

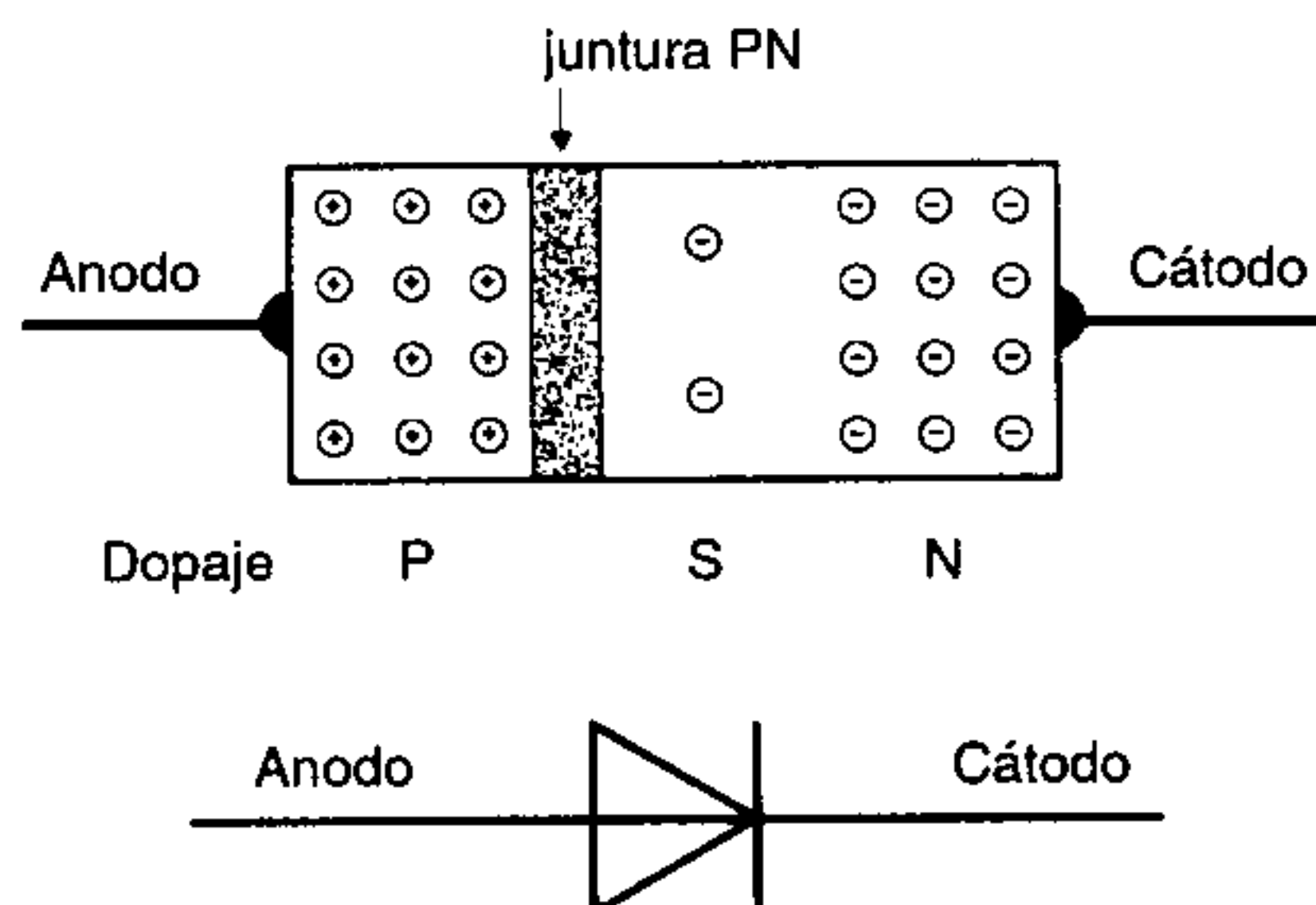
Características dinámicas, tales como comportamientos  $\frac{du}{dt}$  y  $\frac{di}{dt}$

Características térmicas

Los valores límite eléctricos y térmicos recomendados posteriormente deben ser considerados como una guía aproximada. Estos están sujetos a continuos desarrollos adicionales. Por ejemplo, en el año de escritura de este libro (1983), los tiristores de alta potencia se fabricaban con tensiones pico inversas periódicas de hasta 4,4 kV.

#### 2.1.2 Diodos de potencia

A diferencia de los diodos semiconductores normales, los diodos de potencia consisten de tres zonas de silicio dopadas diferentemente. Esta estructura PSN tiene una «zona S» adicional dopada débilmente dentro de la convencional juntura PN (**figura 2.1**).



**Figura 2.1** Construcción básica y símbolo de un diodo de potencia PSN

Esta zona S provoca una alta capacidad de bloqueo y también una alta capacidad de carga de corriente, por lo tanto habilita la conversión de más potencia eléctrica.

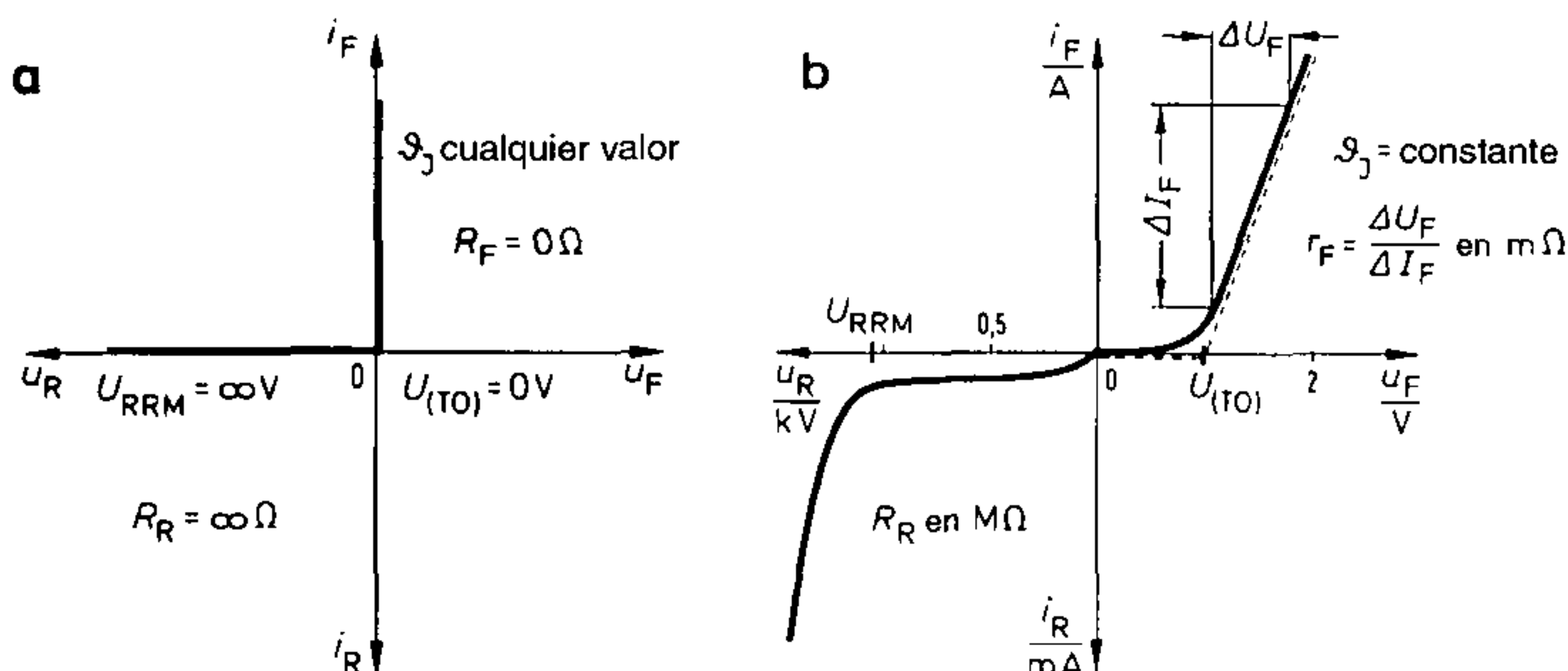
### 2.1.2.1 Curvas características y tensión directa

Mientras los cálculos de instalación pueden basarse en válvulas ideales, es necesario un cálculo más preciso cuando se diseñan semiconductores de potencia. Para este propósito, se utiliza la curva característica directa de la **figura 2.2**, aproximada mediante una línea entrecortada equivalente en la figura 2.2b. Consecuentemente la tensión de la válvula se compone de la tensión umbral  $U_{(TO)}$ , que no es dependiente de la corriente, y de una tensión proporcional a la corriente directa. Asumiendo una temperatura constante de la juntura, como un buena aproximación, se aplica lo siguiente:

$$U_F = U_{(TO)} + r_F \cdot I_F$$

$r_F$  es la resistencia directa diferencial del diodo, de acuerdo a  $r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$ .

Para la designación de las magnitudes eléctricas características, se utiliza generalmente el subíndice F = Forward (directo) para la región directa (encendido/conducción), y el subíndice R = Reverse (inverso) para la región inversa (bloqueo).



**Figura 2.2** Comparación de las curvas características del diodo para los casos ideal (a) y real (b)

### 2.1.2.2 Ejemplo

Entre otras cosas, un fabricante da los siguientes valores para un diodo de potencia:

Tensión umbral  $U_{(TO)} = 0,85 \text{ V}$ ,

Resistencia directa diferencial  $r_F = 8 \text{ m}\Omega$ .

El operador suministra una corriente directa constante  $I_F = 50 \text{ A}$ . Consecuentemente se puede esperar una tensión directa de

$$U_F = U_{(TO)} + r_F \cdot I_F = 0,85 \text{ V} + 8 \text{ m}\Omega \cdot 50 \text{ A} = 1,25 \text{ V}$$

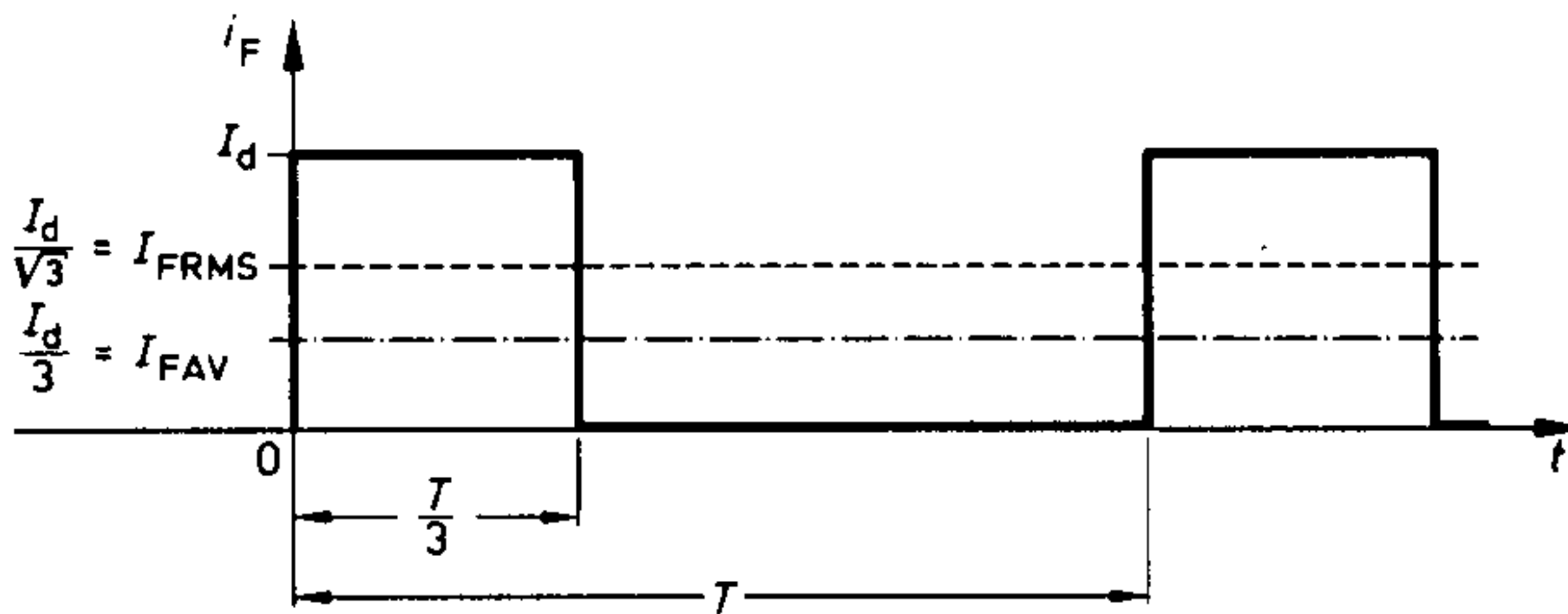
a través de la válvula.

### 2.1.2.3 Factor de forma

Para el servicio confiable de los diodos de potencia, se debe considerar principalmente la capacidad de carga de corriente. En servicio continuo a 50–60 Hz, ésta se controla mediante las pérdidas en conducción directa y mediante la resistencia térmica total a través de las cuales el calor generado en la capa límite del semiconductor se disipa al medio de enfriamiento.

El caso presentado en la sección 2.1.2.2, de esfuerzo de una válvula con corriente directa constante  $I_F$ , muy raramente ocurre en la electrónica de potencia. Para el tipo más común de carga de «bloque de corriente», tal como ocurre en circuitos convertidores de potencia, la corriente directa  $i_F$  que fluye a través de la válvula se debería diferenciar, en el contexto de la medida, según el valor medio aritmético y el valor eficaz.

En el circuito M3 (sección 4.4), la carga de una válvula ocurre con un bloque de corriente de una duración de conducción de corriente  $\frac{T}{3}$ . Para esta forma de onda de la corriente directa  $i_F$ , reproducida en la **figura 2.3**, el valor medio aritmético se puede medir con instrumentos de bobina móvil.



**Figura 2.3** Curva de tiempo de una corriente directa de diodo, indicando el valor medio aritmético y el valor eficaz

Las hojas de datos entregan el valor límite del valor medio aritmético  $I_{FAVM}$ . Para el bloque de corriente dado en la figura 2.3, el valor medio aritmético se puede obtener a partir de la ecuación de área:

$$I_{FAV} \cdot T = I_d \cdot \frac{T}{3}$$

$$I_{FAV} = \frac{1}{3} \cdot I_d.$$

El valor eficaz de esta corriente directa, con la notación  $I_{FRMS}$ , por otra parte, se obtiene como:

$$I_{FRMS} = \sqrt{\frac{I_d^2 \cdot \frac{T}{3}}{T}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_d.$$

Esta puede, por ejemplo, medirse con instrumentos de hierro móvil.

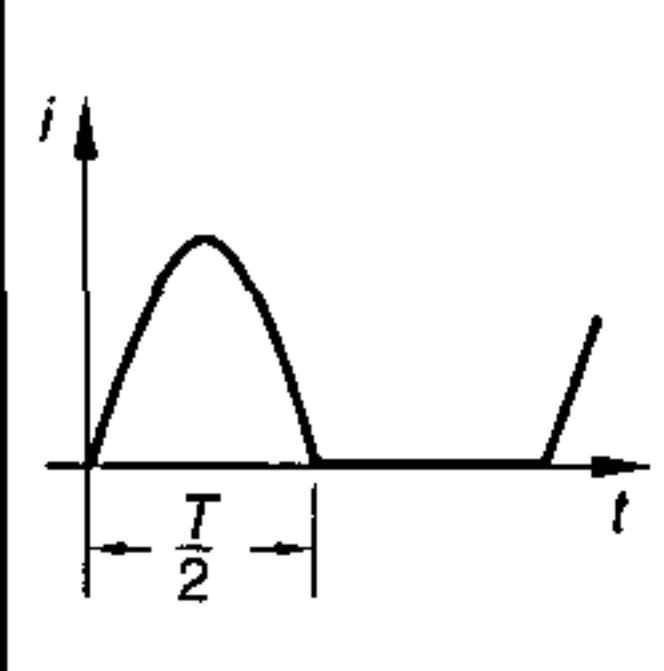
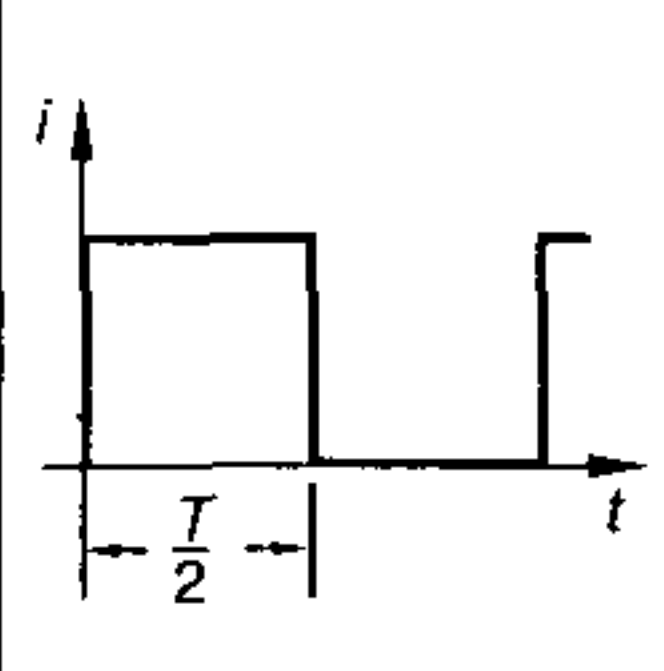
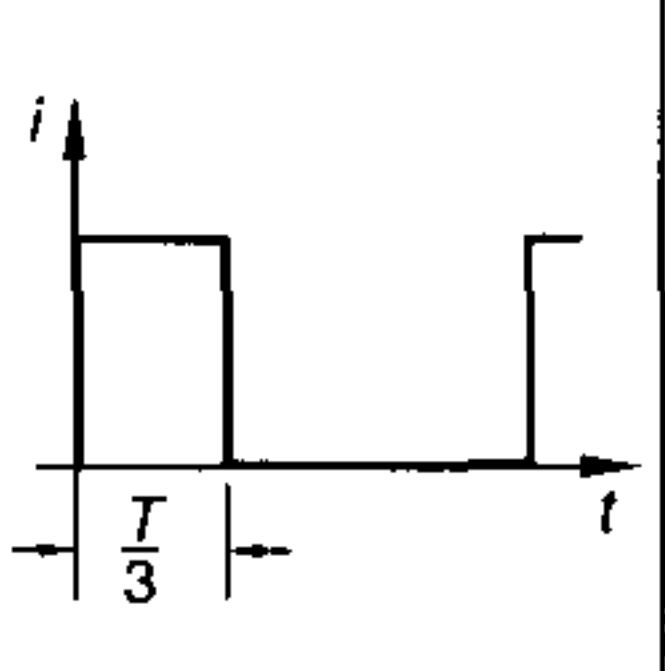
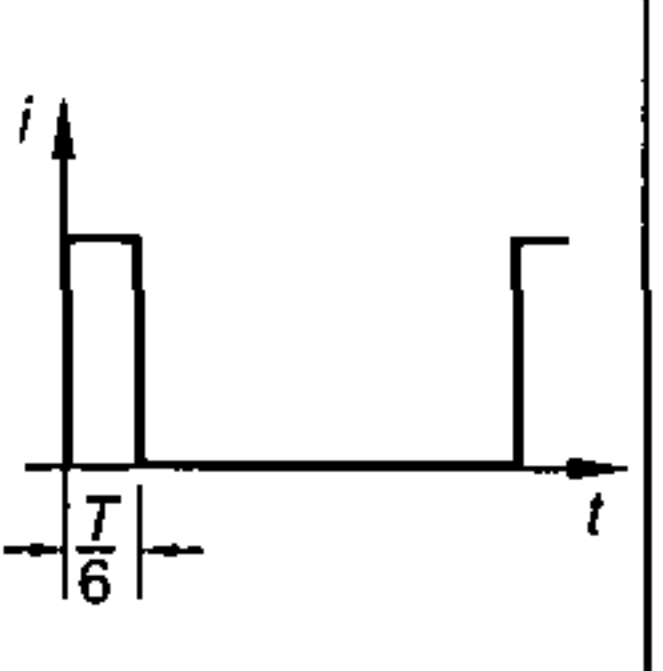
## 2 Interruptores electrónicos

Esta diferencia medida y calculada de las corrientes se expresa mediante el factor de forma  $F$ . Este representa la *relación del valor eficaz respecto al valor medio aritmético*. Consecuentemente para la forma de onda de corriente de la figura 2.3 se obtiene el siguiente factor de forma:

$$F = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3}{I_d} = \frac{3}{\sqrt{3}} = 1,73.$$

Un caso adicional asociado con este problema es el ejemplo presentado en la sección 4.1.1, en el cual se calculan el valor eficaz y el valor medio aritmético de una tensión mixta.

Puesto que el factor de forma es dependiente sólo de la forma de onda de la señal y consecuentemente está firmemente especificado, únicamente es necesaria una magnitud para determinar la segunda. Además de la forma de onda dada en el ejemplo 2.1.2.2, la semionda sinusoidal, como por ejemplo ocurre en la rectificación de media onda y onda completa, también es de importancia práctica. En la **figura 2.4** están dadas las formas de onda de corriente más importantes y su correspondiente factor de forma.

Forma de onda de la corriente				
$F$	1,57	1,41	1,73	2,45
$F^2$	2,47	2,0	3,0	6,0

**Figura 2.4** Importantes formas de onda de corriente con su correspondiente factor de forma

### 2.1.2.4 Disipación de potencia directa

La disipación de potencia directa de un diodo generalmente se calcula utilizando la expresión:

$$P_F = U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot I_{FRMS}^2.$$

Si la relación  $I_{FRMS} = F \cdot I_{FAV}$  de la sección 2.1.2.3 se sustituye en la ecuación de arriba, se obtiene:

$$P_F = U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2.$$

Aunque esta ecuación sólo contiene el valor medio aritmético de la corriente  $I_{FAV}$ , también se debe determinar  $I_{FRMS}$  luego de calcular  $P_F$ . Mediante referencia a las hojas de datos se debe asegurar que ninguno de los dos valores límite  $I_{FAV}$  e  $I_{FRMS}$  se exceda para el diodo seleccionado.

### 2.1.2.5 Ejemplo: Comprobación de un diodo de potencia

Un diodo de potencia con los valores  $I_{FAV} = 25 \text{ A}$  e  $I_{FRMS} = 48 \text{ A}$ , así como también  $U_{(TO)} = 0,75 \text{ V}$  y  $r_F = 8 \text{ m}\Omega$ , debe utilizarse en un puente rectificador de corriente alterna. Este convertidor estático de potencia es para alimentar una carga resistiva con  $I_d = 40 \text{ A}$ . Se necesita comprobar si el diodo considerado es apropiado para la aplicación requerida.

En el circuito en puente, a través de cada diodo fluye la mitad de la corriente de carga (vea también la figura 4.21). Consecuentemente:

$$I_{FAV} = \frac{1}{2} \cdot I_d = 20 \text{ A} < 25 \text{ A}.$$

Para el tipo de esfuerzo concerniente, el factor de forma es  $F = 1,57$  (figura 2.4). Sigue que:

$$I_{FRMS} = F \cdot I_{FAV} = 1,57 \cdot 20 \text{ A} = 31,4 \text{ A} < 48 \text{ A}.$$

Debido a que los valores límite no se exceden, el diodo se puede usar para la aplicación requerida. En el caso de carga dado, las pérdidas de potencia (disipación de potencia)  $P_F$  convertidas en este diodo suman:

$$\begin{aligned} P_F &= U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2 \\ &= 0,75 \text{ V} \cdot 20 \text{ A} + 8 \text{ m}\Omega \cdot 2,47 \cdot 400 \text{ A}^2 \\ &= 15 \text{ W} + 7,9 \text{ W} \\ &\approx 23 \text{ W}. \end{aligned}$$

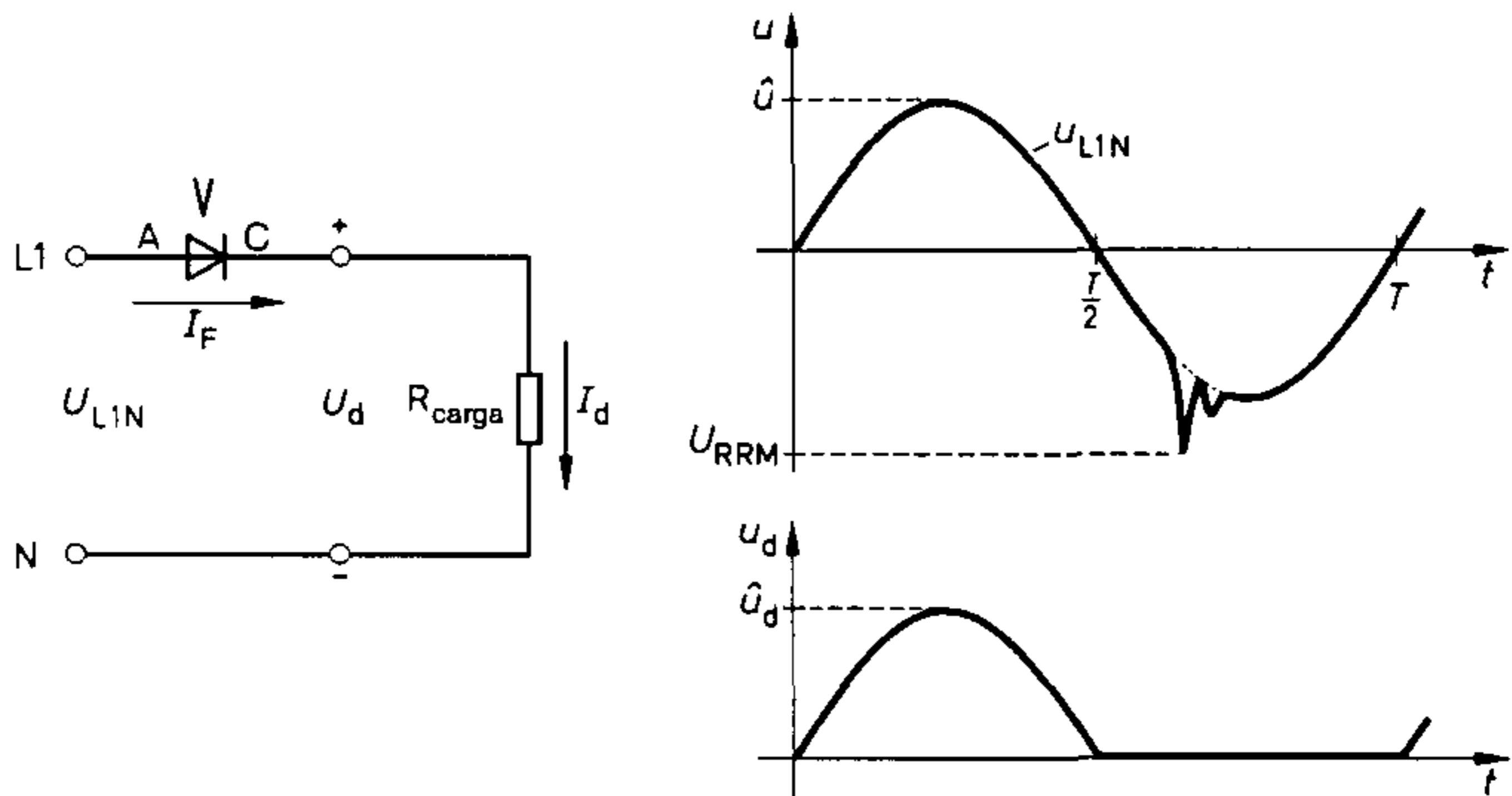
### 2.1.2.6 Condiciones de conmutación y esfuerzo de tensión inversa

En un diodo, el inicio de la conductividad de corriente depende únicamente de la polaridad de la tensión de impulsión. Una vez que un diodo ha empezado a conducir, éste no retorna a un estado de bloqueo sino hasta que su flujo de corriente no llegue a ser cero o ésta esté cerca de cambiar su dirección en base de la tensión de impulsión. En la **figura 2.5**, se utiliza un diodo ideal como interruptor electrónico (rectificador). Se aplican las siguientes condiciones de conmutación:

- El interruptor está abierto, si  $U < 0 \text{ V}$
- El interruptor cierra tan pronto como  $U > 0 \text{ V}$
- El interruptor abre tan pronto como  $I_F < 0 \text{ A}$

Si en la operación se exceden los valores límite constatados por el fabricante, generalmente se debe esperar la destrucción del semiconductor. Mientras que la máxima tensión pico inversa periódica  $U_{RRM}$  se aplica al rango completo de temperatura de operación, en el caso de los valores límite de corriente, también se debe prestar atención al valor de la temperatura ambiente.  $U_{RRM}$  significa el máximo valor instantáneo de la tensión inversa, incluyendo todos los picos periódicos, que el diodo puede soportar sin la ruptura de la capa del semiconductor.





**Figura 2.5** Diodo como interruptor dependiente de tensión (rectificador de media onda)

Debido a que los picos de tensión que ocurren en una instalación frecuentemente sólo se pueden determinar con gran gasto de mediciones, los diodos generalmente son sobredimensionados en términos de tensión.

Para los circuitos rectificadores se recomienda un factor de seguridad entre 1,5 y 2. Esto da una mínima tensión de ruptura del diodo de:

$$U_{RRM} \approx (1,5 \dots 2) \cdot \sqrt{2} \cdot U.$$

Si en el lado de tensión de corriente continua del rectificador de media onda se utiliza un condensador de carga, el diodo es periódicamente sometido a un esfuerzo con dos veces el valor pico de la tensión de corriente alterna aplicada. Se aplica lo siguiente:

$$U_{RRM} \approx (1,5 \dots 2) \cdot 2 \hat{u}$$

### 2.1.2.7 Tipos de diodos de potencia

Al contrario de un diodo ideal, en los diodos de uso práctico se debe considerar un gran número de propiedades reales y condiciones de operación. Por lo tanto, de acuerdo al área de aplicación los diodos se clasifican en:

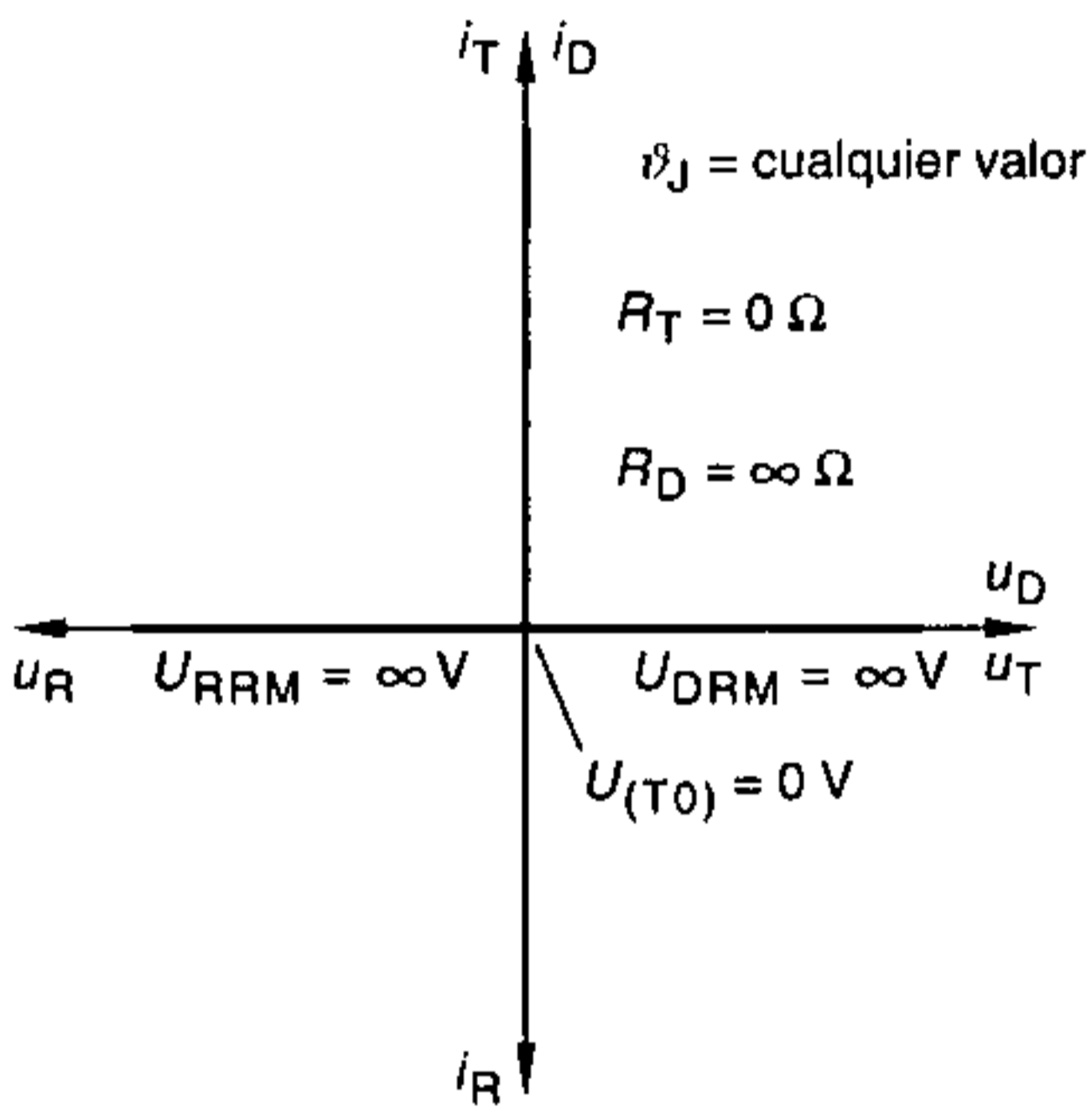
- Diodos estándar (diodos lentos) para esfuerzo normal con frecuencia de red entre 50–60 Hz;
- Diodos de alta potencia con corrientes directas límite permanentes de hasta 1,5 kA;
- Diodos de alto bloqueo con tensiones pico inversas periódicas de hasta 5 kV;
- Diodos de alta velocidad con pequeño tiempo de recuperación inverso, características dinámicas buenas y alta eficiencia,
- Diodos de avalancha controlada que en operación inversa pueden cargarse brevemente hasta la tensión de ruptura.

Vea también la hoja de datos de un diodo de potencia (sección 2.6).

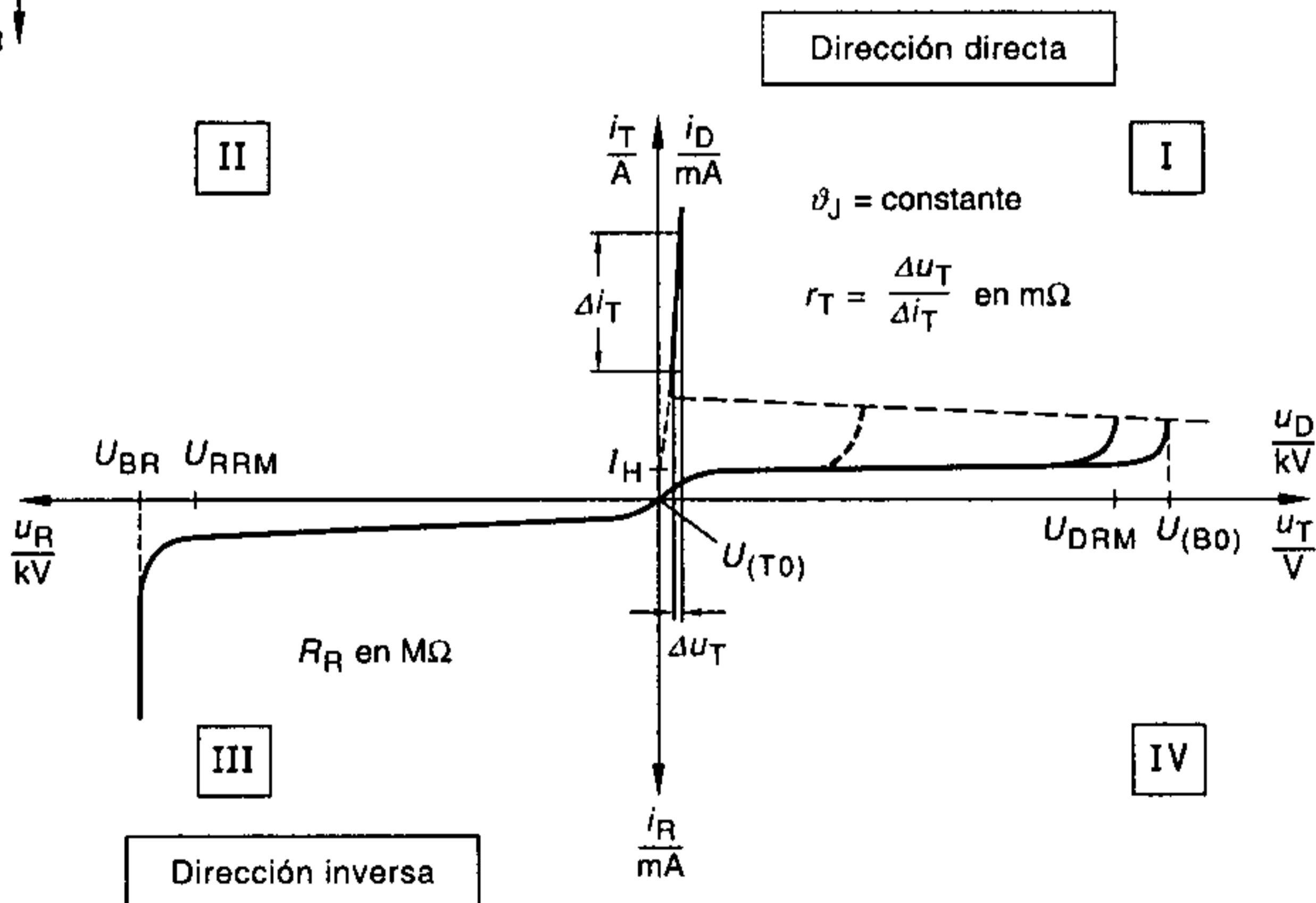
### 2.1.3 Tiristores (SCR)

Los tiristores que también se denominan SCR (rectificador controlado de silicio), son los componentes que con más frecuencia se utilizan en la electrónica de potencia. Tanto el tiristor ideal como el tiristor real serán tratados aquí solamente como tiristores controlados por el lado del cátodo.

Mientras que en el III cuadrante un diodo y un tiristor muestran un comportamiento de bloqueo similar, en el I cuadrante el tiristor tiene dos estados de operación estable (**figuras 2.6 y 2.7**). En primer lugar existe una operación de apagado positivo (bloqueo), en segundo lugar, una operación conductiva, controlada por los pulsos de disparo positivos. En el caso de los circuitos rectificadores controlados, el ángulo de retardo de disparo  $\alpha$ , también denominado ángulo de control  $\alpha$  se utiliza como una medida del retardo de disparo escogido.



**Figura 2.6** Curva característica de un tiristor ideal



**Figura 2.7** Curva característica de un tiristor real

Debido a que, en operación directa, un diodo se comporta como un tiristor, la determinación de las pérdidas de conducción se pueden efectuar como se lo hace para los diodos. En los símbolos utilizados para las magnitudes eléctricas, el subíndice F simple-

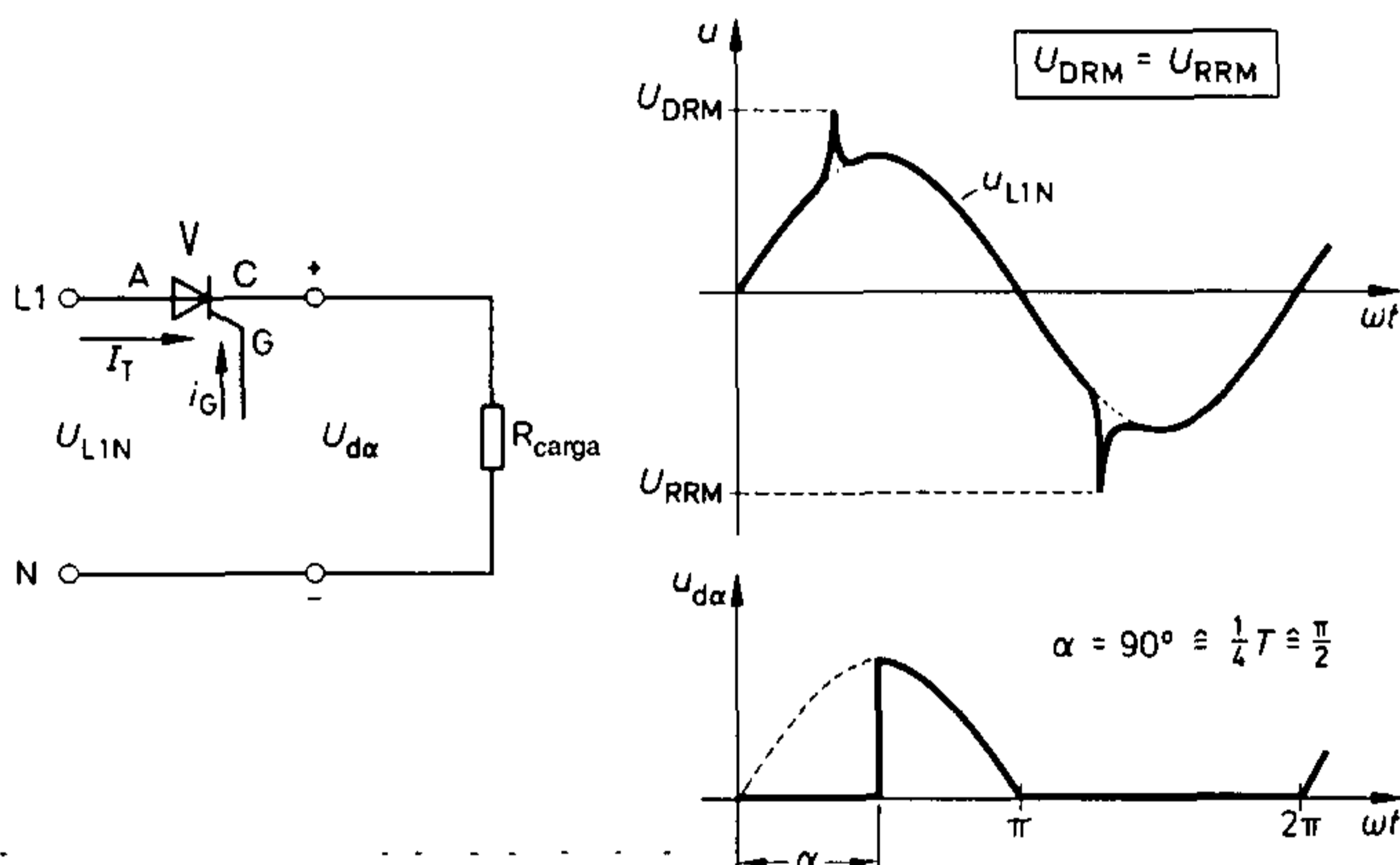
## 2 Interruptores electrónicos

mente se reemplaza por el subíndice T. Por ejemplo, para el factor de forma se aplica el siguiente cociente:

$$F = \frac{I_{\text{TRMS}}}{I_{\text{TAV}}}$$

En la **figura 2.8**, el tiristor ideal se utiliza como una válvula controlada. Se aplican las siguientes condiciones de conmutación:

- Interruptor abierto:  $U < 0$ ,  $U_{\text{GC}}$  cualquier valor (fase de bloqueo inversa)
- Interruptor abierto:  $U > 0$ ,  $U_{\text{GC}}$  cero o negativa (fase de bloqueo positiva)
- El interruptor cierra:  $U > 0 \text{ V}$ ,  $U_{\text{GC}} > 0 \text{ V}$  (fase de conducción)
- El interruptor abre: tan pronto como  $I < 0 \text{ A}$ .

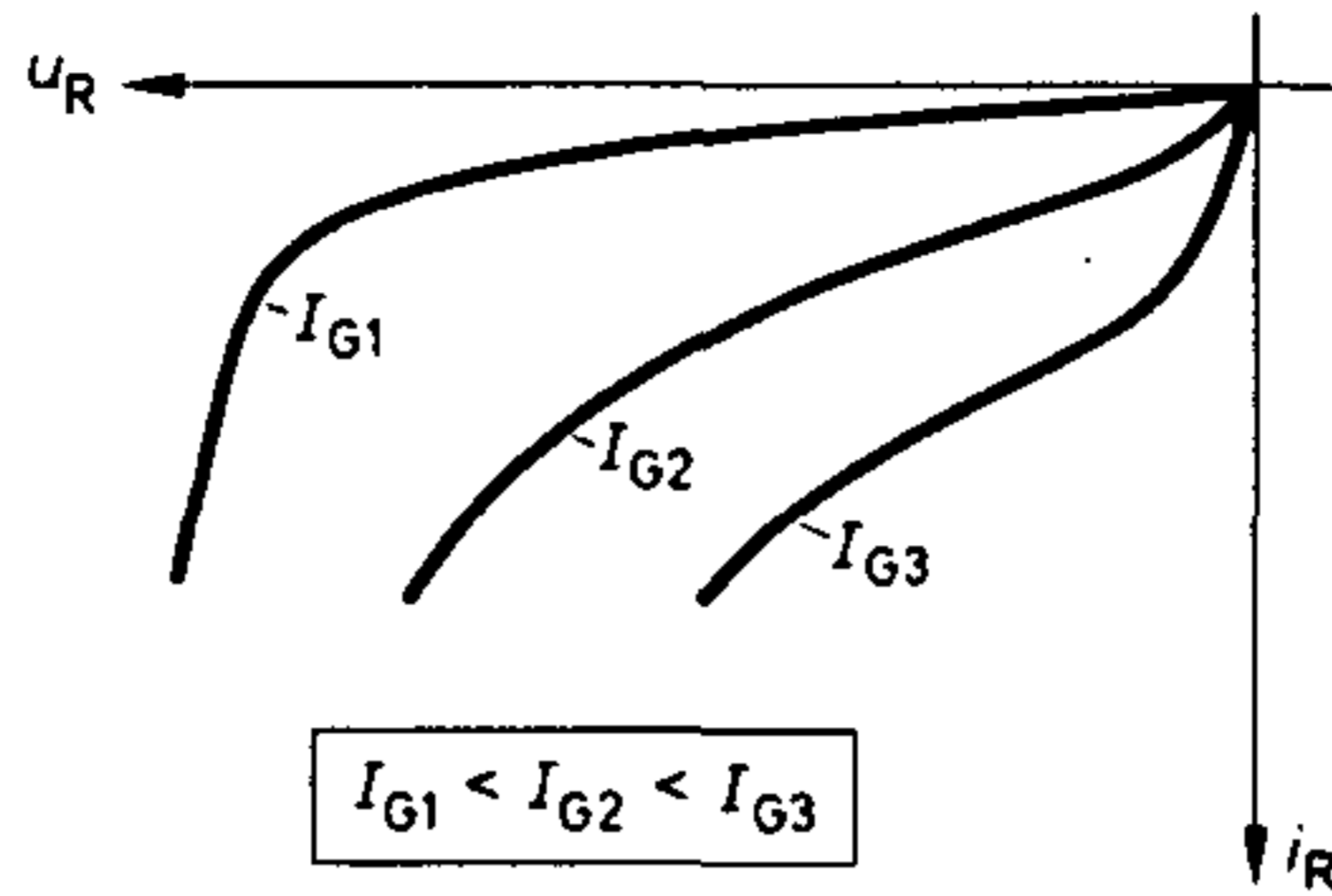


**Figura 2.8** Tiristor como interruptor dependiente de los pulsos de disparo y dependiente de la tensión

Con el fin de no arriesgar los costosos semiconductores de potencia como resultado de excesivas pérdidas de tensión inversa, los pulsos de disparo se deben eliminar en la fase de bloqueo tan pronto como sea posible. En la **figura 2.9** se puede observar claramente el incremento de las pérdidas de apagado con el incremento de las corrientes de control.

En el caso del tiristor, respecto a los valores de tensión pico, también se debe prestar atención al máximo valor permisible de la tensión pico positiva de estado apagado  $U_{\text{DRM}}$ . Aunque la tensión positiva de estado apagado es absorbida solamente por una

2.1 Componentes y módulos



**Figura 2.9** Comportamiento de bloqueo del tiristor como función de la corriente de control

capa límite, y la tensión inversa negativa es absorbida por dos capas, los fabricantes frecuentemente dan los mismos valores para las respectivas tensiones inversas, y entonces

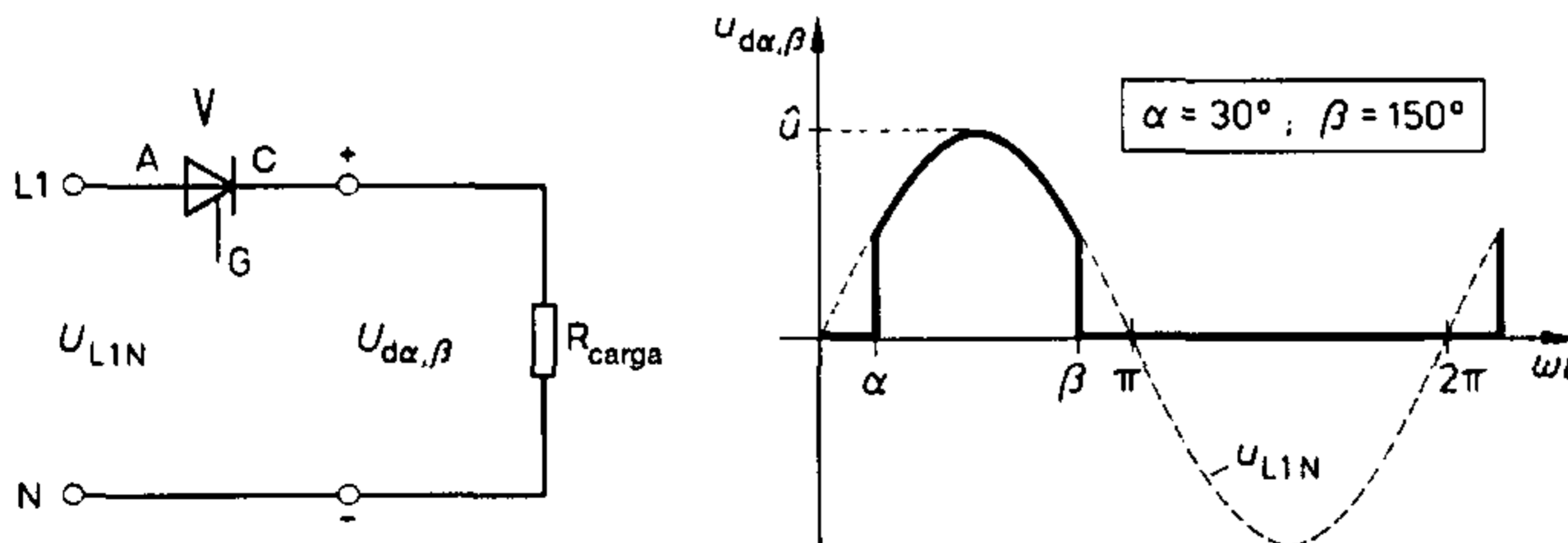
$$U_{DRM} = U_{RRM}.$$

En la fase positiva de bloqueo también ocurre una corriente de estado apagado permanente  $I_D$ , la cual viene indicada por el fabricante junto con  $I_R$ . Los valores límite de estas corrientes dependen de la temperatura de juntura  $\vartheta_J$  y de  $U_{DRM}$  o  $U_{RRM}$ .

Para el circuito de control, la hoja de datos muestra la corriente de disparo superior  $I_{GT}$  y la tensión de disparo superior  $U_{GT}$  para iniciar el encendido. Estos valores se aplican usualmente a circuitos con carga resistiva y con una temperatura de juntura de  $\vartheta_J = 25^\circ\text{C}$ . En este caso  $I_{GT}$  y  $U_{GT}$  deben tomarse como valores mínimos.

En el caso de cargas inductivas, el pulso de disparo debería aplicarse hasta que fluya la corriente de retención  $I_H$  o corriente de enganche  $I_{T\min}$  (figura 2.7), para prevenir una inversión hacia el estado de bloqueo (fase de estado apagado positiva).

El tipo de tiristor tratado hasta el momento, el tiristor triodo, también se produce con propiedades especiales que permiten una clasificación similar a la ya indicada para los diodos. Vea también la hoja de datos de un tiristor en el capítulo 2.



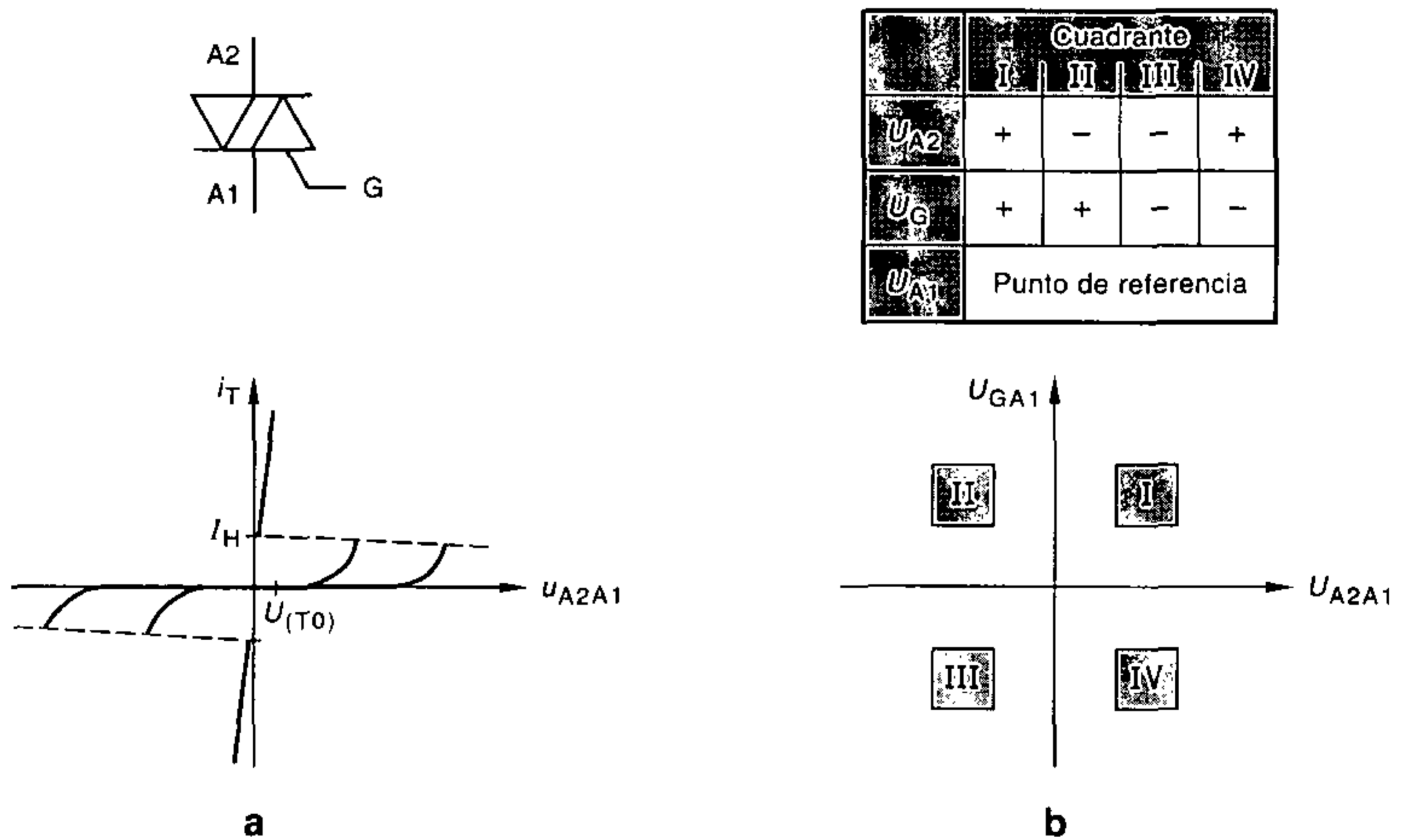
**Figura 2.10** Tiristor GTO como una válvula capaz de ser apagada

Entre los otros tipos de tiristor, dos han alcanzado una importancia particular en la electrónica de potencia. Primeramente, el fototiristor, debido a su aislamiento eléctrico entre el circuito de control y el circuito de carga; y en segundo lugar, el tiristor de apagado (GTO), el cual se utiliza como una válvula de apagado para mejorar el factor de potencia en instalaciones de convertidores de potencia (ver también la sección 5.5.3.5).

En la **figura 2.10** se muestran un circuito con tiristor GTO y el diagrama asociado. Además de la tensión de entrada y del retardo de disparo, en este caso el ángulo de apagado  $\beta$  también afecta al valor de la tensión de salida.

### 2.1.4 Triac

Un triac es básicamente una combinación de dos tiristores conectados en configuración antiparalelo con un electrodo de gate común. Este se utiliza como interruptor para corriente alterna. El símbolo, la curva característica y los cuadrantes de control de este componente se reproducen en la **figura 2.11**.

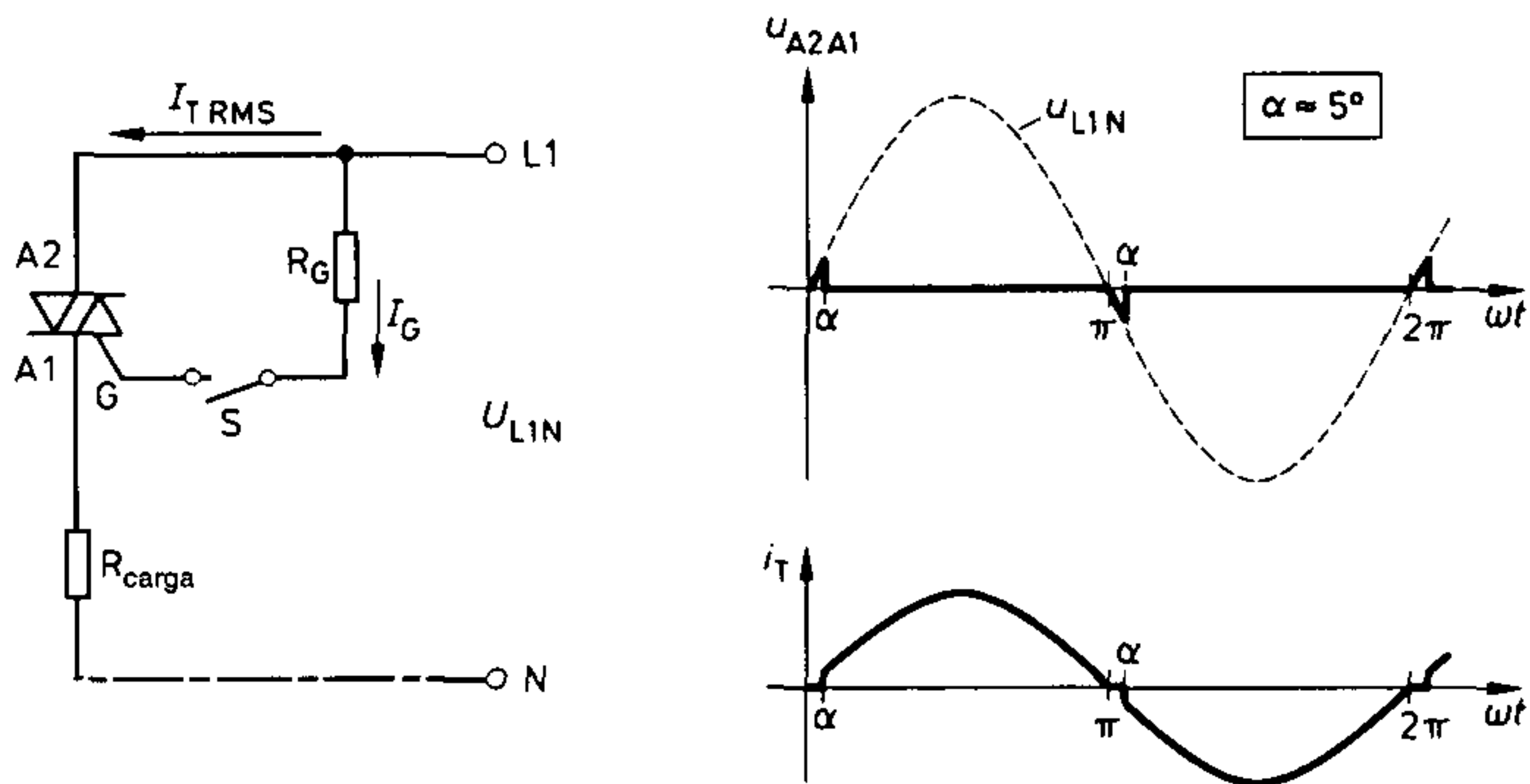


**Figura 2.11** Símbolo, curvas características y cuadrantes de control de un triac

A diferencia de un tiristor, un triac puede ser disparado independientemente de las polaridades de los ánodos con cualquier tipo de tensión (AC o DC) y con cualquier polaridad entre el ánodo 1 y el gate.

Después del disparo, como en el caso del tiristor, se requiere una corriente de retención mínima  $I_H$  para mantener la conductividad del triac.

## 2.1 Componentes y módulos



**Figura 2.12** Triac como interruptor de corriente alterna simple con disparo en los cuadrantes I y III, junto con los diagramas de línea de tensión y corriente de la válvula

El triac se utiliza como interruptor de corriente alterna electrónico controlado (**figura 2.12**), principalmente en sistemas de control para instalaciones de iluminación, impulsión de pequeños motores e instalaciones de calefacción de mediana potencia.

### 2.1.5 Comportamiento dinámico de las válvulas semiconductoras

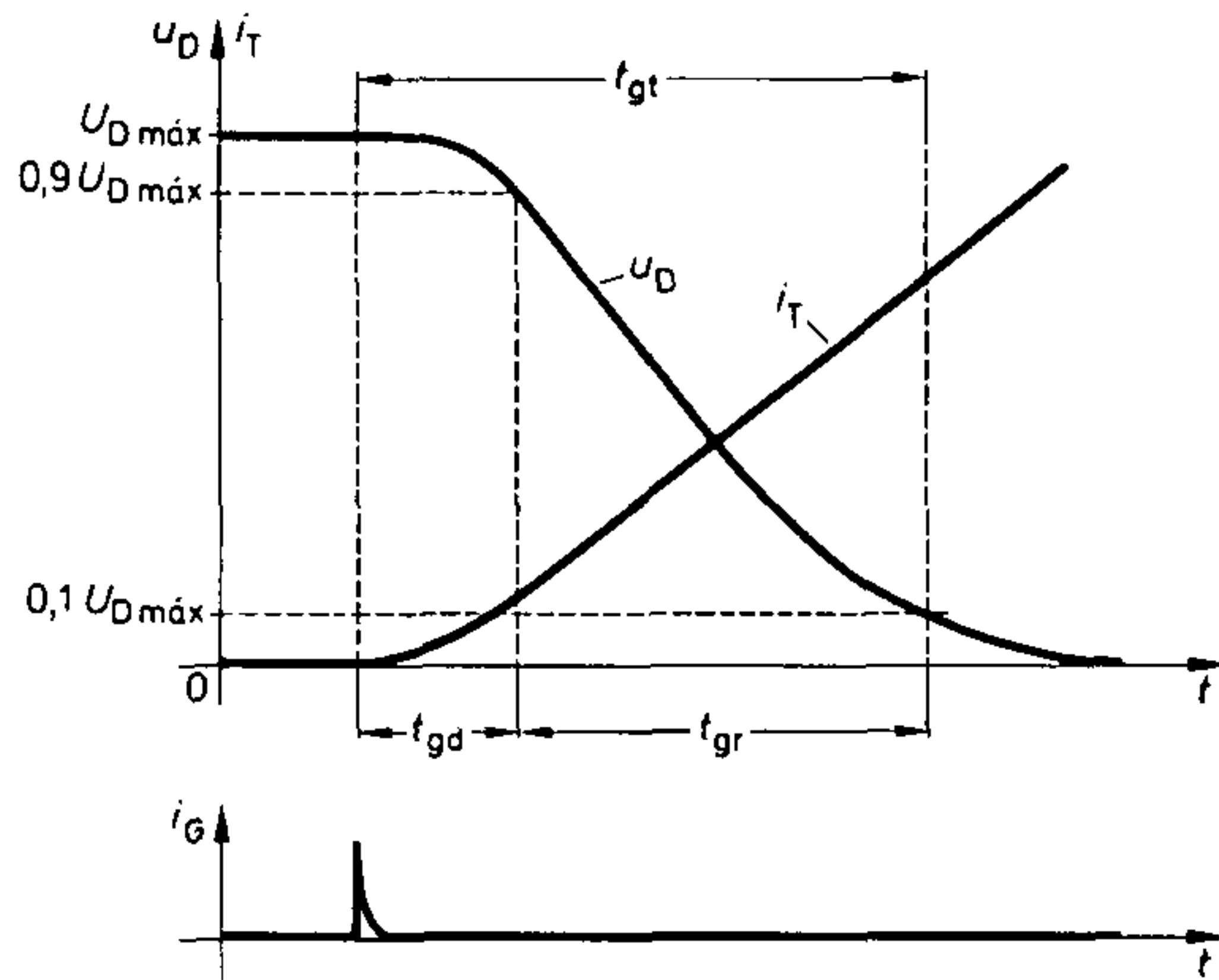
La transición desde un estado de conducción hacia un estado de bloqueo, o viceversa, se denomina operación de conmutación. En consideraciones estáticas, se presta atención solamente a uno de estos estados, debido al hecho que la conmutación desde un estado al otro se realiza infinitamente rápido. Sin embargo, en la realidad sí es necesario un tiempo de conmutación. Por consiguiente, las pérdidas de conmutación dinámicas que ocurren generalmente no son despreciables. Mientras más complicados y de mayor calidad son los componentes, se debe poner mayor atención a los valores de operación dinámicos, de forma que, incluso en las situaciones de operación menos favorables, ninguno de los valores límite indicados en las hojas de datos sean excedidos.

Por lo tanto, las características dinámicas juegan un papel más importante en el caso del tiristor que en el del diodo, y deben tomarse más en cuenta en los diodos de alta velocidad que en los diodos estándar.

#### 2.1.5.1 Proceso de encendido

El comportamiento eléctrico dinámico de los diodos operados en dirección directa es relativamente sencillo. Por esta razón, aquí solamente consideraremos la operación de encendido de un tiristor.

En la **figura 2.13** la corriente y tensión de válvula se muestran en función del tiempo. El tiempo de encendido real  $t_{gt}$  (gate-controlled turn-on time) es el tiempo desde el inicio de la operación de conmutación hasta que la tensión de conmutación  $U_{D \text{ máx}}$  haya caído hasta  $0,1 U_{D \text{ máx}}$ .

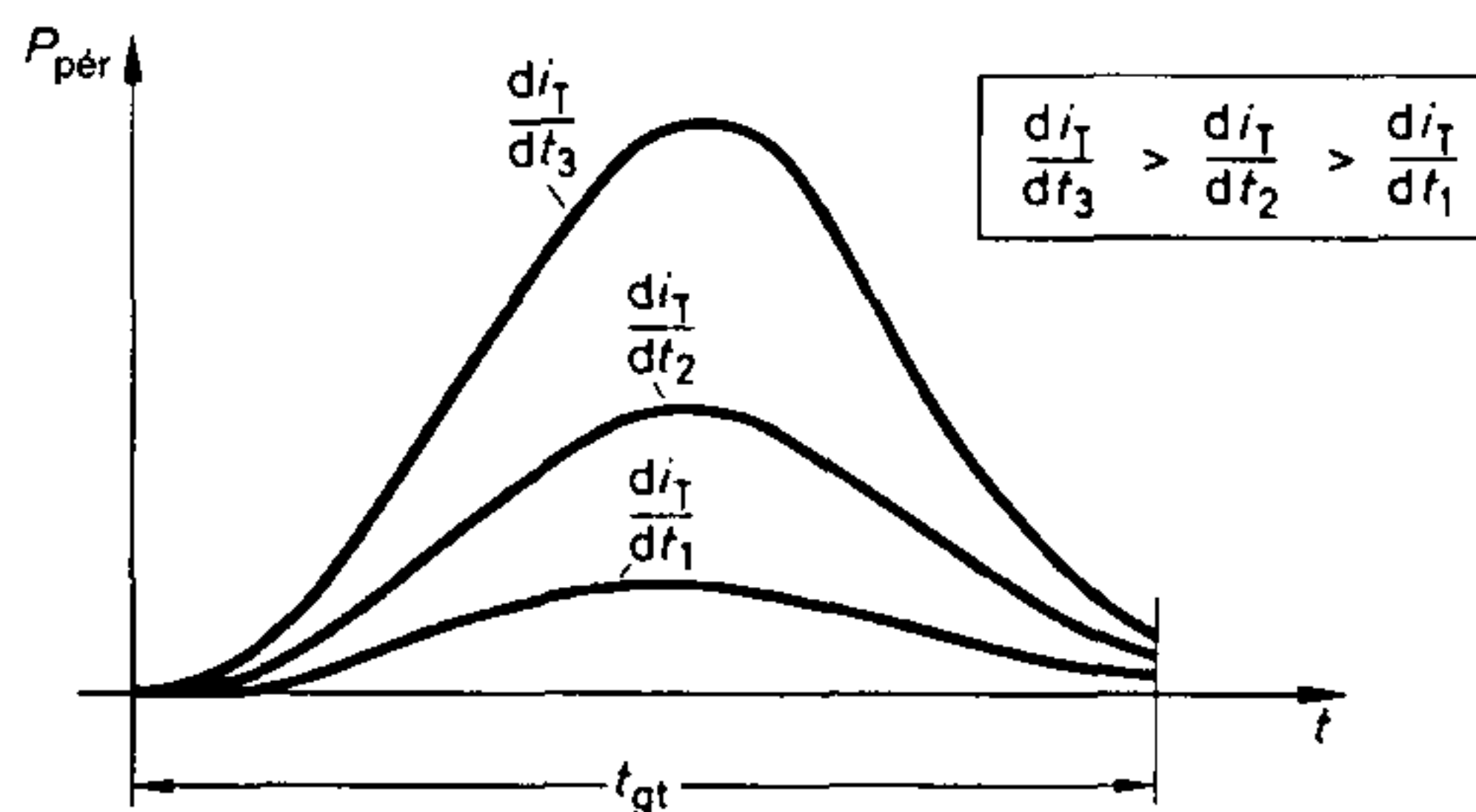


**Figura 2.13** Tensión de conmutación  $U_D$  y corriente de válvula  $i_T$  en función del tiempo

Este se compone del tiempo de retardo de disparo  $t_{gd}$  (gate-controlled delay time) y el tiempo de subida  $t_{gr}$  (gate-controlled rise time). Mientras el tiempo de retardo de disparo depende esencialmente sólo de la amplitud y de la pendiente del pulso de disparo, el tiempo de subida es determinado por el valor de la corriente de carga y su velocidad de variación.

### 2.1.5.2 Disipación de potencia de encendido

La disipación de potencia de encendido  $P_{\text{pér}}$  de un tiristor se reproduce en la **figura 2.14** para diferentes velocidades de subida de la corriente.



**Figura 2.14** Pérdida de potencia de encendido para diferentes velocidades de subida de corriente

## 2.1 Componentes y módulos

Las pérdidas de potencia se incrementan rápidamente en función de la velocidad de subida de la corriente  $\frac{di}{dt}$ . Puesto que, al comienzo de la fase de disparo conduce solamente una pequeña parte del área del semiconductor en la vecindad del electrodo de gate, con una carga determinada puede producirse una densidad de corriente muy alta. Por ende, el pico de pérdida de potencia producido calienta localizada y fuertemente al cristal y destruye el tiristor.

Para prevenir esto, es posible limitar las pérdidas de encendido mediante las siguientes medidas:

Disparando el tiristor con pulsos de corriente de control de gran pendiente, para activar una mayor área de conducción en el instante de encendido.

Utilizar inductancias adicionales, con el fin de retardar la subida de la corriente de carga.

### 2.1.5.3 Proceso de apagado

El tiempo de apagado se caracteriza por el tiempo de recuperación inverso  $t_{rr}$  y por el tiempo de liberación  $t_q$  (figura 2.15). En la desconexión, la corriente de carga inicialmente continúa fluyendo en dirección negativa hasta que las junturas (lado del ánodo y lado del cátodo) estén en su mayor parte libres de portadores de carga. La válvula (tiristor) puede asumir nuevamente la tensión inversa. Al mismo tiempo, la corriente inversa ha alcanzado su máximo valor negativo y ha decaído hasta el valor de estado constante de la corriente de apagado. Este comportamiento de apagado, que es típico de un tiristor, se conoce también bajo el término de efecto de almacenamiento de portadores. Toda el área de tiempo de corriente negativa es una medida de la carga de almacenamiento de portadores  $Q_{rr}$ . Si dentro del tiempo de liberación aparece una tensión positiva a través del tiristor, la válvula conmuta inmediatamente otra vez hacia el estado de conducción. El tiempo de liberación es esencialmente una función de la temperatura de juntura, de la corriente de carga y de su velocidad de variación  $\left(\frac{di}{dt}\right)$ .

Las pérdidas de apagado pueden ser más apreciables que las pérdidas de encendido. Estas aparecen uniformemente distribuidas sobre toda el área, y principalmente dependen de la carga de almacenamiento de portadores.

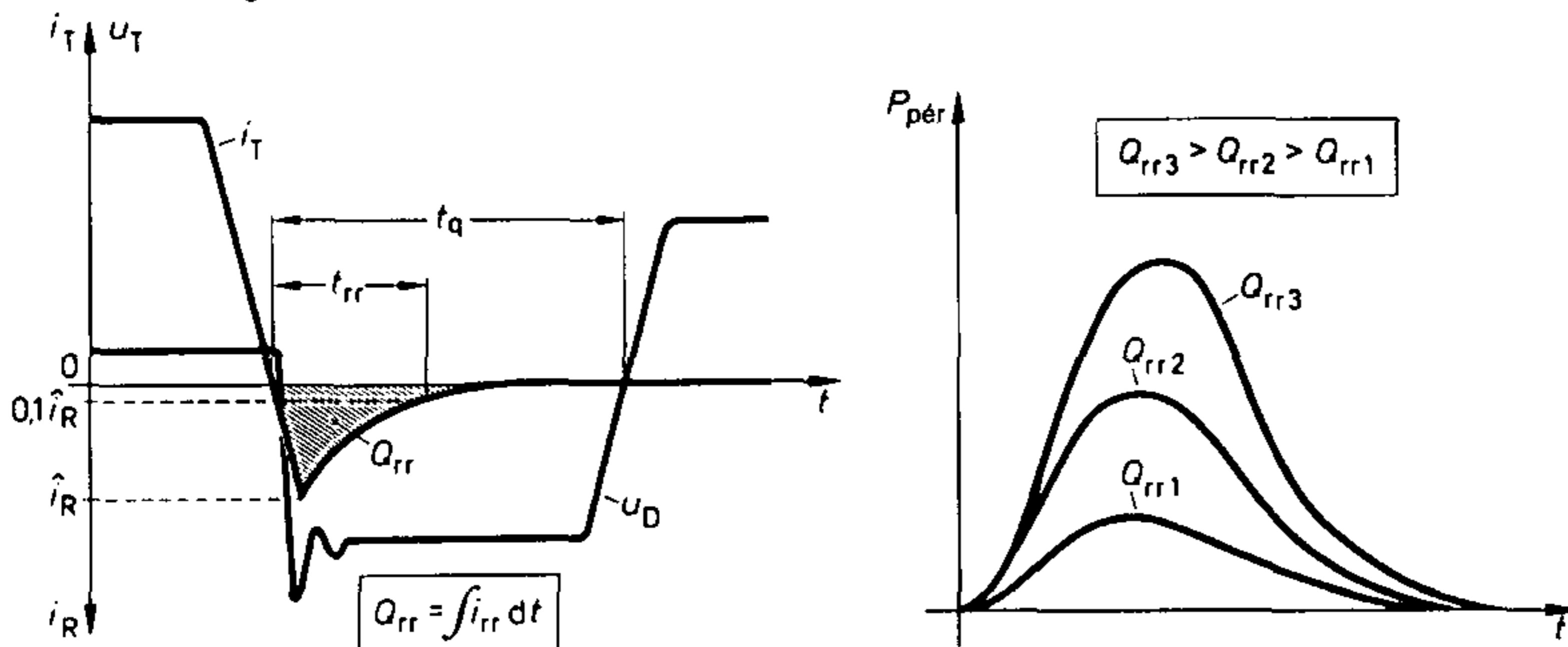


Figura 2.15 Tensión de la válvula, corriente de la válvula y pérdidas de apagado, en función del tiempo



#### 2.1.5.4 Valores característicos dinámicos (velocidad de subida de corriente $\frac{di}{dt}$ )

Como ya se explicó en el proceso de encendido, una rápida subida de corriente (alto  $\frac{di}{dt}$ ) puede causar la destrucción térmica de la válvula debido a que la conductividad se dispersa con retardo desde un pequeño número de trayectorias de corriente hacia toda la estructura del semiconductor.

La máxima velocidad permisible de la subida de corriente  $\frac{di}{dt}$  dada por el fabricante generalmente se aplica bajo las siguientes condiciones:

- Máxima temperatura de junta permisible  $\vartheta_{J\text{máx}}$
- Frecuencia de repetición 50 Hz
- Tensión inversa antes del disparo  $\leq \frac{2}{3}$  de la máxima tensión pico inversa periódica permisible positiva
- Valor mínimo de los pulsos de disparo, por ejemplo, para tiristores pequeños  $5 \cdot I_{GT}$  con un tiempo de subida  $\leq 1 \mu\text{s}$ .

Usualmente los valores límite de las velocidades de subida de corriente son:

$$S_{I\text{crit}} = (20 - 200) \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

#### 2.1.5.5 Valores característicos dinámicos (velocidad de subida de tensión $\frac{du}{dt}$ )

Cada junta PN representa una capacitancia dependiente de la tensión la cual se hace más pequeña conforme sube la tensión. Por lo tanto, incluso con una tensión de subida positiva, además de la corriente de apagado estática, fluye una corriente capacitiva hacia el medio de la junta PN. Con velocidades altas de la subida de tensión (alto  $\frac{du}{dt}$ ) esta corriente capacitiva actúa como una corriente de control que puede conducir al disparo (encendido por exceso) del tiristor.

El valor máximo de la velocidad de subida de tensión en dirección directa, al cual un tiristor sin pulsos de control todavía no ha conmutado a un estado de conducción, normalmente se aplica bajo las siguientes condiciones:

- Subida de la tensión inversa positiva hasta el valor máximo permisible de la tensión pico inversa periódica
- Máxima temperatura de junta permisible
- Frecuencia de repetición 50 Hz
- Tiristor sin carga antes de la aplicación de la tensión de ánodo
- Lazo abierto de control

Usualmente los valores límite de las velocidades de subida de tensión son:

$$S_{U\text{crit}} = (200 - 2000) \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

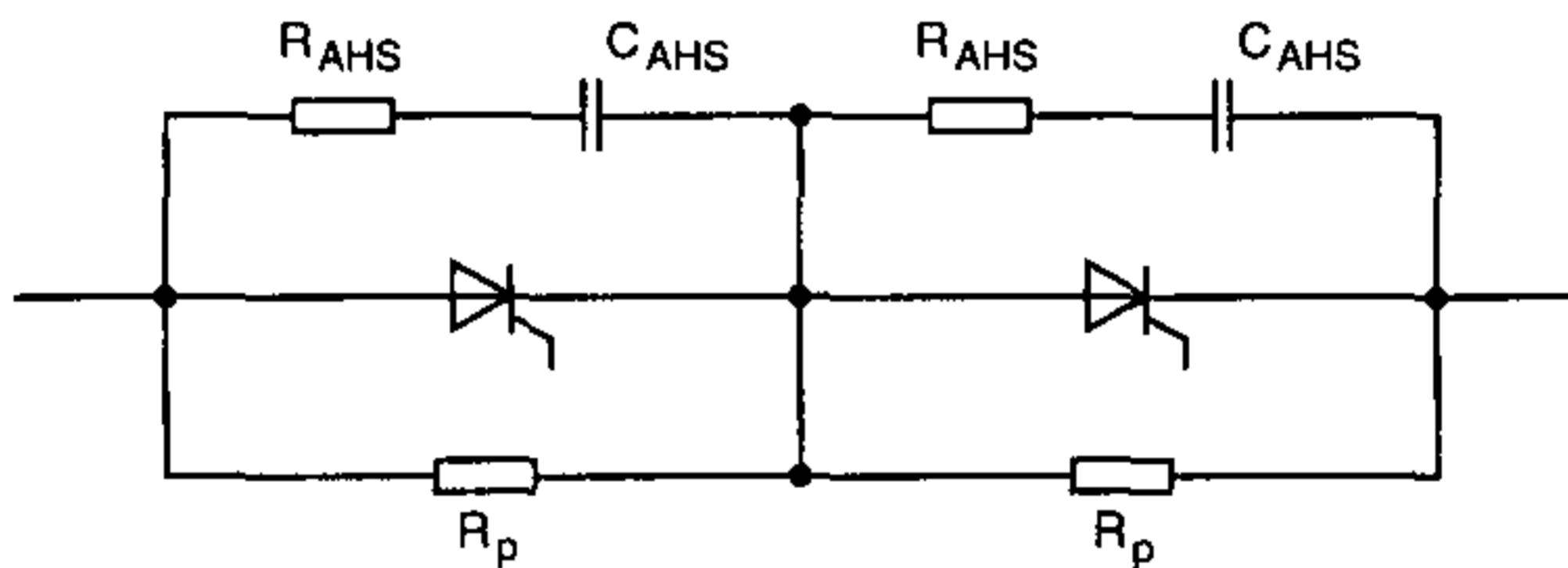
### 2.1.6 Conexión en serie y en paralelo de diodos y tiristores

Cuando las condiciones eléctricas de una instalación de convertidor de potencia exceden los valores máximos de una válvula individual, éstos pueden reducirse hasta valores aceptables mediante la conexión conjunta de varias (n) válvulas.

#### 2.1.6.1 Conexión en serie

Una conexión en serie se emplea cuando la tensión pico que aparece en servicio es mayor que la máxima tensión periódica permisible de una válvula. En el caso de los tiristores, se debe asegurar que éstos sean disparados al mismo tiempo con un pulso único. Este pulso debe mantenerse hasta que se asegure el encendido de todos los tiristores conectados en serie. Con el objeto de alcanzar una distribución de tensión uniforme, tanto durante el proceso de disparo como durante la fase de bloqueo, se conecta una resistencia  $R_p$  en paralelo con cada tiristor, además de la combinación RC (figura 2.16).  $R_p$  se calcula utilizando:

$$R_p = \frac{U}{n \cdot I_R(O I_D)}$$



**Figura 2.16** Conexión en serie de tiristores, con resistencias en paralelo y circuito de congestiónamiento de portadores AHS (circuito de protección)

El propósito de estas medidas es proteger a las válvulas contra cambios súbitos de la tensión. Con el fin de aceptar las tolerancias de fabricación, adicionalmente se reduce al 80 % la tensión pico inversa periódica permisible  $U_{DRM}$  o  $U_{RRM}$  teórica dada para cada válvula en las hojas de datos.

En ciertas áreas de la ingeniería de alta tensión, tales como

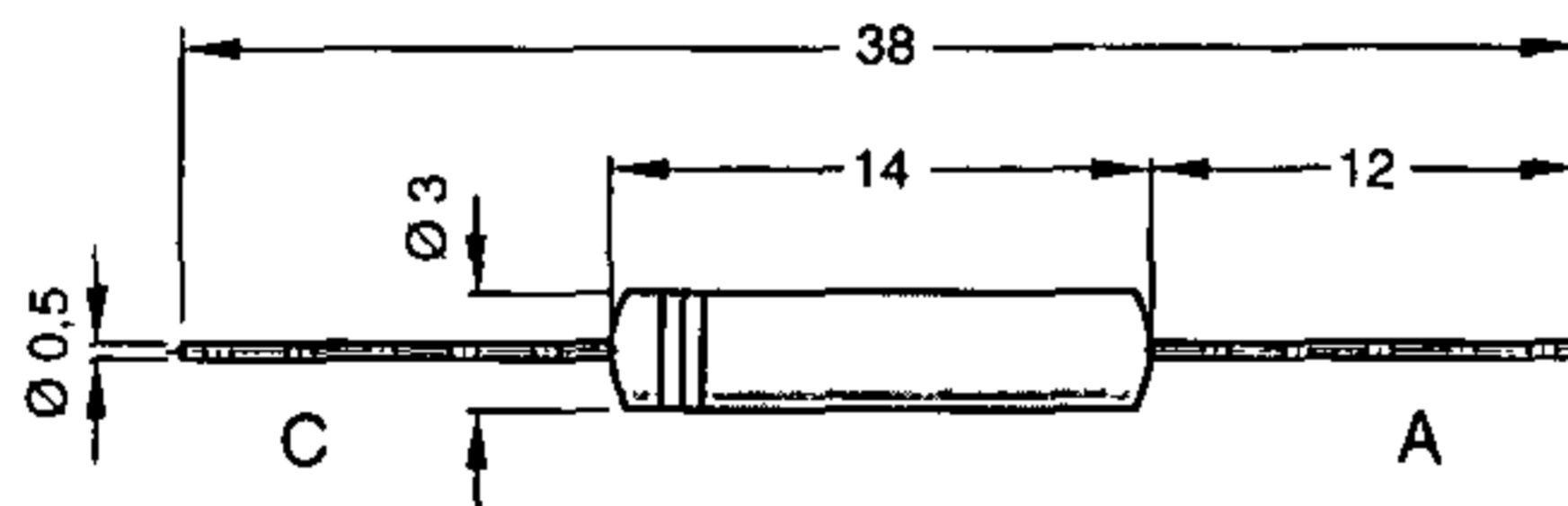
- multiplicadores en cascada
- pulverizadores electrostáticos
- copadoras electrostáticas

se ha vuelto común la utilización de rectificadores de alta tensión prefabricados. Estos consisten de una conexión en serie de diodos de avalancha de silicio de alto bloqueo a prueba de picos, acomodados en una cápsula plástica (vea la sección 2.2.1.3).

### 2.1.6.2 Ejemplo de una conexión en serie

El rectificador de alta tensión Brown Boveri Si-E 18-5 (**figura 2.17**) frecuentemente se utiliza en aparatos de televisión en circuitos en cascada para la multiplicación de la tensión. Sus valores característicos son los siguientes:

Tensión inversa	$U_{RRM} = 18 \text{ kV}$
Corriente inversa a $\vartheta_J = 85^\circ\text{C}$	$I_R \leq 30 \mu\text{A}$
Máx. valor eficaz de la corriente directa	$I_{FRMS} = 60 \text{ mA}$
Máx. corriente directa media nominal a 50 Hz	$I_{FAV} = 23 \text{ mA}$
$\vartheta_J = 85^\circ\text{C}, \vartheta_A = 45^\circ\text{C}, R_{thJA} = 100 \frac{\text{K}}{\text{W}}$	
Tensión umbral a $\vartheta_J = 85^\circ\text{C}$	$U_{(T0)} = 15 \text{ V}$
Resistencia directa diferencial	$r_F = 35 \Omega$



**Figura 2.17** Diagrama con las dimensiones del rectificador de alta tensión SI-F 18-5

### 2.1.6.3 Conexión en paralelo

Debido a las pequeñas corrientes directas raramente se utiliza la conexión en paralelo de las válvulas, ya que es más económico un tipo más grande que se adapte a la corriente. Las grandes corrientes que no pueden ser portadas por una sola válvula requieren dos o más válvulas conectadas en paralelo.

Para asegurar una distribución de corriente tan balanceada como sea posible, éstas deben tener las mismas tensiones directas. Mientras mayor sea la diferencia entre las tensiones directas de las válvulas individuales, menos uniforme será la distribución de corriente. Además, por razones de seguridad, el valor nominal de corriente directa debe reducirse al 80 % para proteger las válvulas.

También es necesario un disparo simultáneo de todos los tiristores conectados en paralelo, con un pulso de control de gran pendiente. Este pulso debe aplicarse hasta que todos los tiristores hayan sido disparados con certeza.

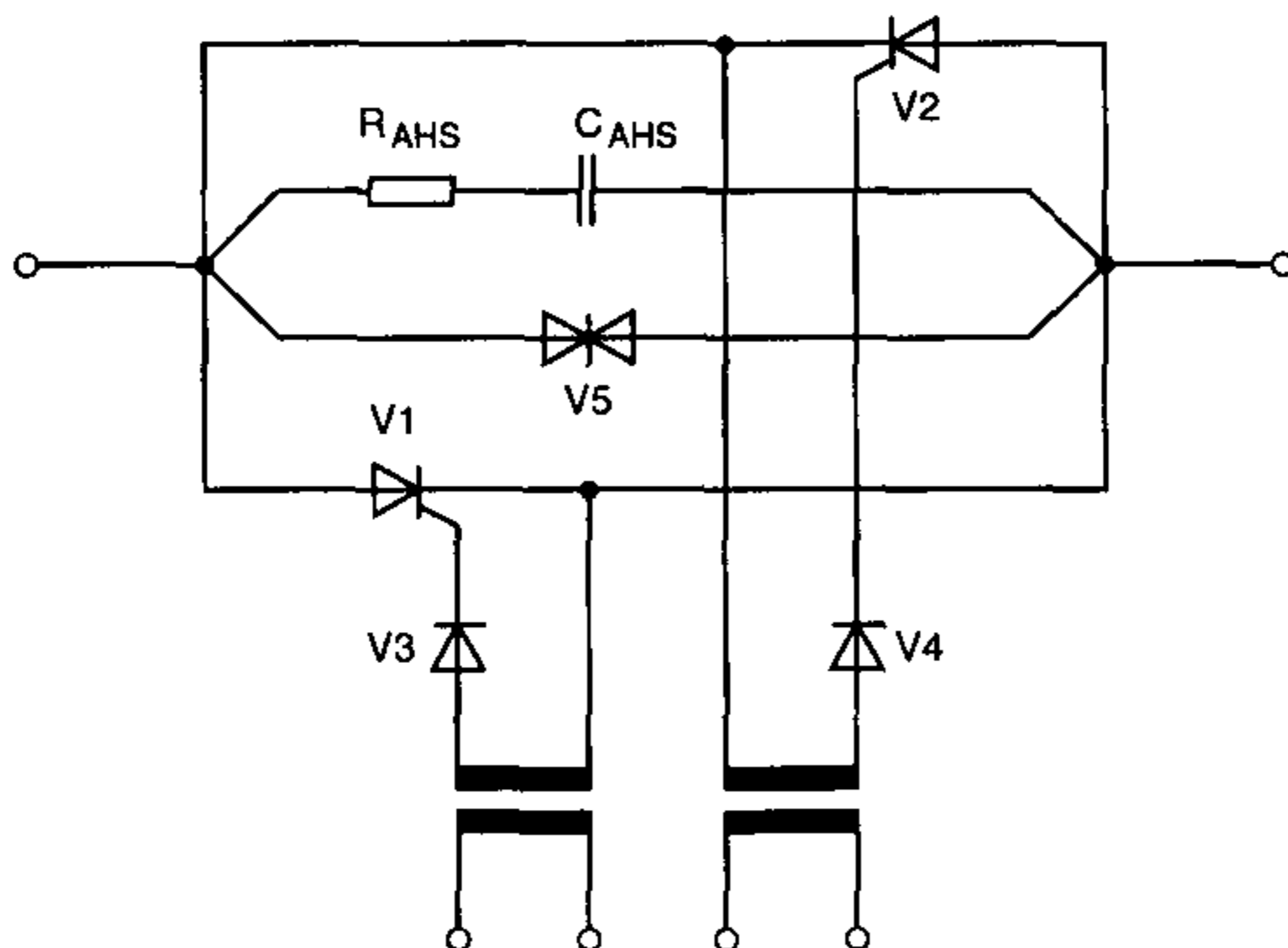
La distribución de corriente puede mejorarse utilizando inductores adicionales, cada uno en serie con una válvula. Por razones de costos, este método se utiliza raramente.

### 2.1.6.4 Conexión en antiparalelo

La conexión en antiparalelo, también denominada «conexión bidireccional», se utiliza para tiristores en circuitos de corriente alterna. Esta se requiere siempre que se deban conmutar corrientes  $> 30 \text{ A}$  con un interruptor electrónico. Para corrientes directas  $\leq 30 \text{ A}$  se dispone de triacs. Por razones de costo, también se prefieren para conmutación de pequeñas corrientes, utilizando interruptores electrónicos.

En la conexión en antiparalelo de tiristores se debe tener cuidado que las velocidades de subida de tensión críticas  $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\text{crit}}$  tanto de encendido como de apagado no causen el disparo de un tiristor durante el estado de bloqueo (denominado como encendido por exceso).

La conexión antiparalelo de tiristores (**figura 2.18**) también se utiliza en áreas de técnica de soldadura. Por ejemplo, en soldadura a presión por resistencia se utilizan interruptores electrónicos enfriados por agua y actuadores. El valor eficaz de la corriente es aproximadamente de  $1000 \text{ A}$ , y generalmente la energía es proporcionada por un control de paquetes de oscilaciones.



**Figura 2.18** Conexión bidireccional de dos tiristores con elementos de protección y transformadores de pulsos

### 2.1.6.5 Ejemplo: Controlador de potencia de corriente alterna

Con un tiempo de encendido del  $100 \%$ , un controlador de potencia de corriente alterna debe soportar un valor eficaz de corriente  $I = 2170 \text{ A}$ . Se deben calcular los valores de corriente de los tiristores conectados en antiparalelo. Debido a que, con una tensión sinusoidal, la corriente también es sinusoidal, el valor pico periódico de la corriente se calcula de la siguiente forma:

$$\hat{i} = \sqrt{2} \cdot I = 1,41 \cdot 2170 \text{ A} = 3060 \text{ A}.$$

Cada tiristor es atravesado por corriente durante un semiciclo sinusoidal y soporta una corriente  $\frac{\hat{i}}{2}$ .

$$I_{\text{TRMS}} = \frac{\hat{i}}{2} = \frac{3060 \text{ A}}{2} = 1530 \text{ A}$$

Con  $F = 1,57$ , se aplica lo siguiente:

$$I_{\text{TAV}} = \frac{I_{\text{TRMS}}}{F} = \frac{1530 \text{ A}}{1,57} = 975 \text{ A.}$$

Por lo tanto, deberían seleccionarse dos tiristores con los valores límite de corriente calculados (por ejemplo el tiristor Brown Boveri CS 661).

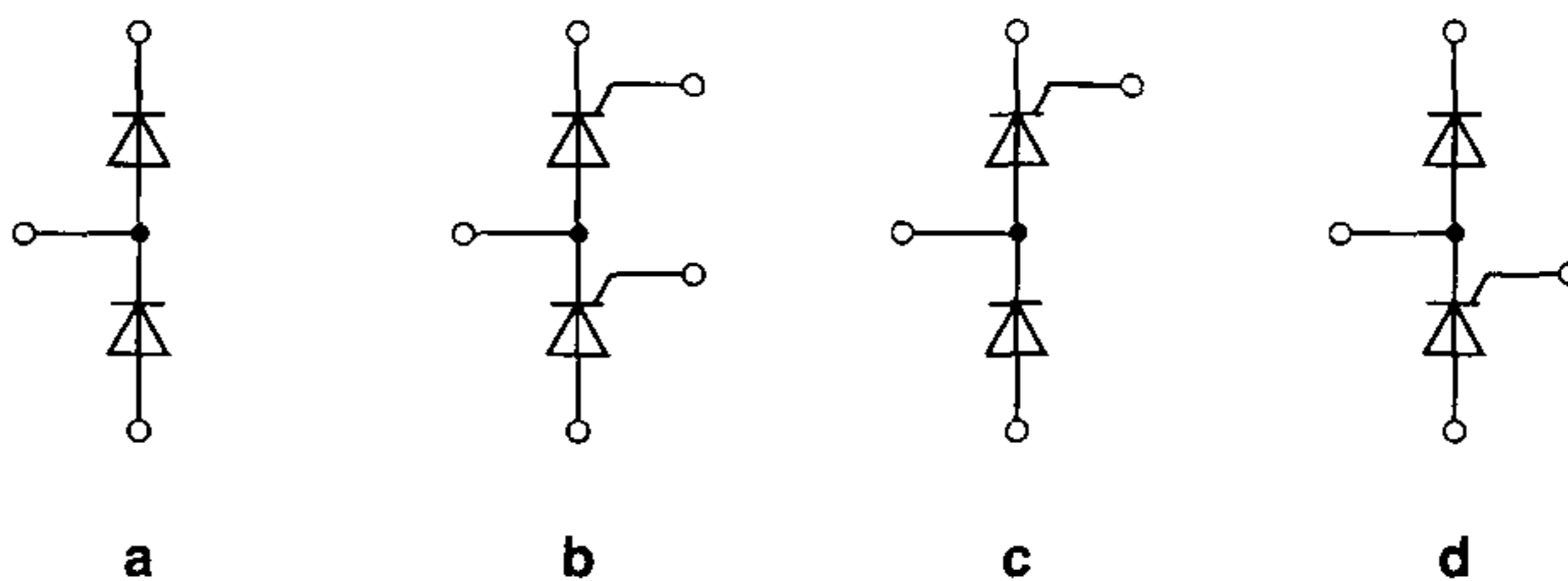
### 2.1.7 Módulos semiconductores de potencia

Para evitar a los usuarios el trabajo de conectar las válvulas y diseñar los disipadores de las mismas, la industria está incrementando la oferta de módulos prefabricados. Dependiendo de la aplicación, se debe distinguir entre:

- Módulos de construcción abierta (rango de potencia 1 – 6000 kW)
- Módulos de construcción encapsulada (rango de potencia de hasta 25 kW).

Además de los circuitos rectificadores básicos conocidos, se encuentran disponibles cada vez más los denominados módulos de válvulas, los cuales pueden combinarse para producir diferentes circuitos (**figura 2.19**).

Particularmente los módulos encapsulados (por ejemplo Veridul de Brown Boveri) tienen, además de una cápsula hermética, una base de metal libre de potencial, la cual permite que diferentes pares de armaduras (módulos) sean montados en un disipador común.



**Figura 2.19** Circuitos formados a partir de módulos de válvulas  
**a)** Módulo diodo; **b)** Módulo tiristor; **c), d)** Módulos diodo/tiristor

### 2.1.8 Rectificador de selenio

Además de los diodos de silicio (monocristal Si), solamente el rectificador de selenio (policristalino) ha alcanzado importancia en electrónica de potencia. La pequeña carga permitida por unidad de área es la causa del tipo de diseño apreciablemente más grande de un rectificador de selenio, el cual ocupa aproximadamente 15 veces más espacio que un rectificador de silicio del mismo rango. Sin embargo, la gran superficie produce una alta capacidad de sobrecarga de corriente, una gran capacidad de soportar intercambios de carga y un comportamiento térmico lento en comparación con el diodo

## 2.1 Componentes y módulos

de silicio. En el caso de descargas disruptivas debidas a picos de tensión, estos diodos son insensibles a los mismos debido al efecto de autoregeneración, de forma que no se necesitan medidas de protección adicionales contra sobretensiones. Este efecto de autoregeneración de los rectificadores de selenio se utiliza incluso para proteger los rectificadores de silicio, los cuales son sensibles a las sobretensiones, conectando espaldas con espaldas rectificadores de selenio en paralelo con el semiconductor de silicio. Otra ventaja de los rectificadores de selenio es la conexión simple en paralelo y en serie de estos componentes. Las celdas de selenio se protegen con fusibles estándar de actuación rápida.

Las desventajas apreciables del rectificador de selenio son su rango de temperatura limitado de hasta  $\vartheta_A \approx 40^\circ\text{C}$ , la variación de sus valores característicos estáticos durante servicio, y la baja tensión inversa de 30 V por celda. Por ejemplo, para alcanzar una tensión de bloqueo de 600 V, se necesitan conectar en serie 20 celdas. En modo de conducción y con una tensión umbral de 0,7 V por celda, esto da una tensión directa total de 14 V. Debido a esto se producen mayores pérdidas en sentido directo las cuales también causan un rendimiento reducido, comparado con el uso de solamente una celda de silicio con una tensión inversa de 600 V.

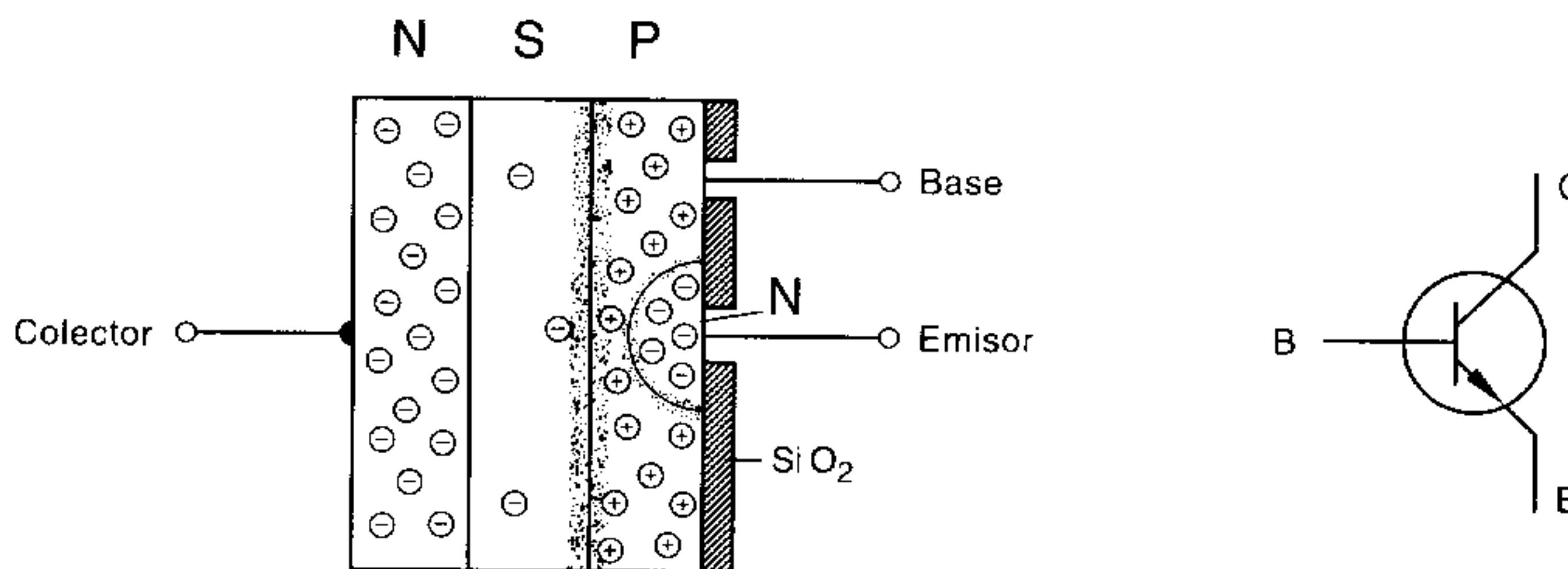
### 2.1.9 Transistores de potencia

Como antes, los tiristores y diodos de silicio continúan dominando como válvulas en la *electrónica de potencia*. Hasta ahora, una utilización creciente de las válvulas de transistor continuamente controlables se ha vuelto imposible debido a la incapacidad relacionada con el material de combinar una alta tensión inversa con una alta corriente directa. No obstante a continuación se pretende dar un breve vistazo a los tres tipos más importantes de transistor de potencia.

#### 2.1.9.1 Transistores de difusión en tres fases

Estos componentes, los cuales son usualmente de un tipo de construcción NPN, tienen como material base una oblea de silicio tipo N débilmente dopada. En el primer proceso de difusión con fósforo, se produce una capa N fuertemente dopada sobre uno de los lados de la oblea de silicio. Durante el siguiente dopaje con boro, sobre el otro lado se difunde una zona P de área completa. El tercer proceso de difusión — nuevamente con fósforo — no se realiza sino hasta que la otra área de la zona P se haya convertido en una capa de óxido aislante ( $\text{SiO}_2$ ) y una correspondiente área parcial (ventana) haya sido liberada mediante corrosión para la zona de emisor (**figura 2.20**).

Los transistores fabricados de esta manera tienen, entre la capa N del colector y la zona P de la base, una amplia capa N débilmente dopada, la cual puede absorber las cargas espaciales con altas tensiones inversas  $U_{CE}$ . Así, por ejemplo, estos transistores de potencia de alta tensión se encuentran disponibles con tensiones inversas de hasta 1,2 kV y corrientes de colector de 15 A. La principal aplicación de estos componentes es la conmutación de alta velocidad de cargas inductivas, tales como en sistemas de encendido de vehículos motorizados, y en la deflección horizontal para equipos de televisión. También se está incrementando su utilización en el campo de la electrónica de potencia en convertidores de baja potencia (hasta 5 kW).

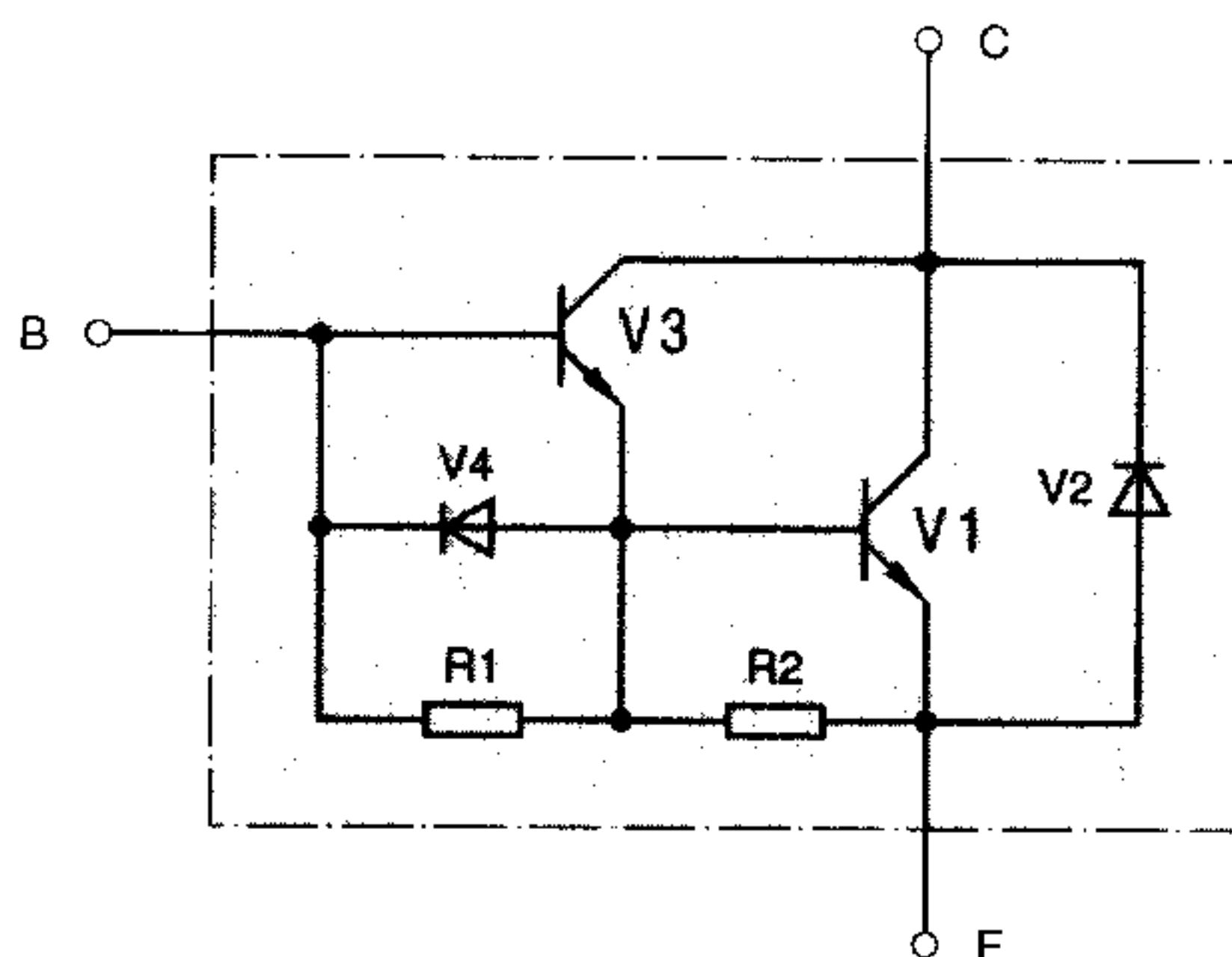


**Figura 2.20** Construcción esquemática de un transistor de potencia de difusión en tres fases, con su símbolo

### 2.1.9.2 Transistores de potencia en circuito Darlington

Los transistores de potencia para corrientes  $> 10\text{ A}$  tienen solamente una baja amplificación de corriente continua. Los transistores Darlington de construcción integrada consecuentemente son utilizados cada vez más para conmutar grandes corrientes y altas tensiones. Estos frecuentemente también incorporan diodos de protección y resistencias de balance (**figura 2.21**).

Utilizando estos «Darlingtons de potencia» se consigue una reducción de la energía de control, la cual de otra forma podría ser requerida por el transistor de potencia, y consecuentemente se puede evitar el uso de etapas de impulsión especiales. Sin embargo, con corrientes de colector crecientes, la máxima tensión inversa que se puede alcanzar, aún con estos transistores, decrece.



- R 1, R 2 Resistencias de balance para estabilizar  $U_{BE}$
- V 4 Diodo de aceleración (speed-up) para reducir el tiempo de almacenamiento y el tiempo de caída
- V 2 Diodo de protección

**Figura 2.21**

Circuito básico de un transistor de potencia Darlington de alta tensión y alta velocidad

## 2.1 Componentes y módulos

Los tipos listados en la **figura 2.22** son considerados como Darlingtons de potencia de una velocidad particularmente alta.

Fabricante	Tipo	$U_{CE\text{ máx}}$	$I_C\text{ máx}$
General Electric	GE 5060	450 V	25 A
Texas Instruments	BUW 181	800 V	16 A

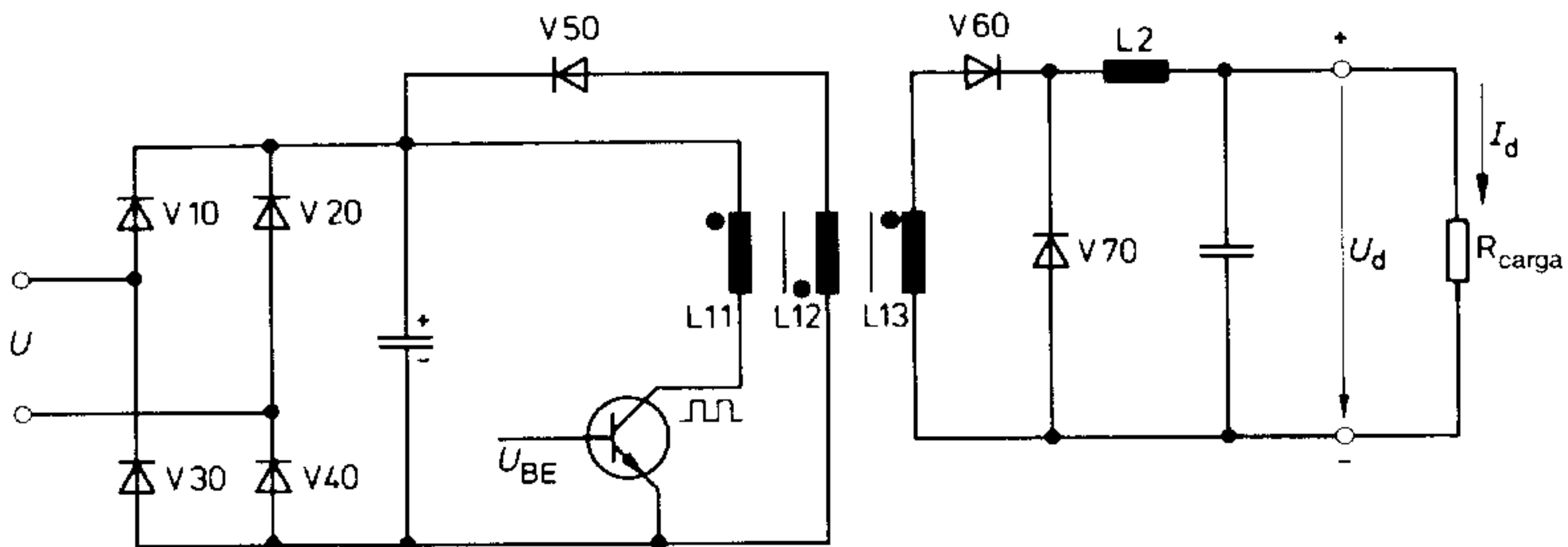
**Figura 2.22** Datos técnicos de transistores de potencia Darlington de alta velocidad

### 2.1.9.3 Transistores de potencia epitaxiales

Entre los muy conocidos métodos de producción para transistores de potencia, la tecnología de base epitaxial todavía es importante, por ejemplo los transistores epibase están disponibles con corrientes de colector de hasta 20 A, tensiones inversas de 150 V y una disipación de potencia de 250 W. Puesto que éstos se producen en versiones PNP y NPN, su principal área de utilización está en la ingeniería de circuitos complementarios. También se los puede encontrar en amplificadores LF de alta potencia.

### 2.1.9.4 Ejemplo: fuente de alimentación de potencia conmutada

Las fuentes de alimentación de potencia conmutadas representan una de las principales aplicaciones de los transistores de potencia. Estas son superiores a las fuentes de alimentación de potencia convencionales, debido a un menor requerimiento de espacio y a una mayor eficiencia. En estos dispositivos, la tensión de red rectificada es troceada con una frecuencia de 15–35 kHz, transformada y nuevamente rectificadas. En esta conexión se representa un importante circuito mediante el convertidor directo en fase, el cual está reproducido en la **figura 2.23** junto con su función básica.



**Figura 2.23** Convertidor directo en fase con transistor de conmutación de potencia

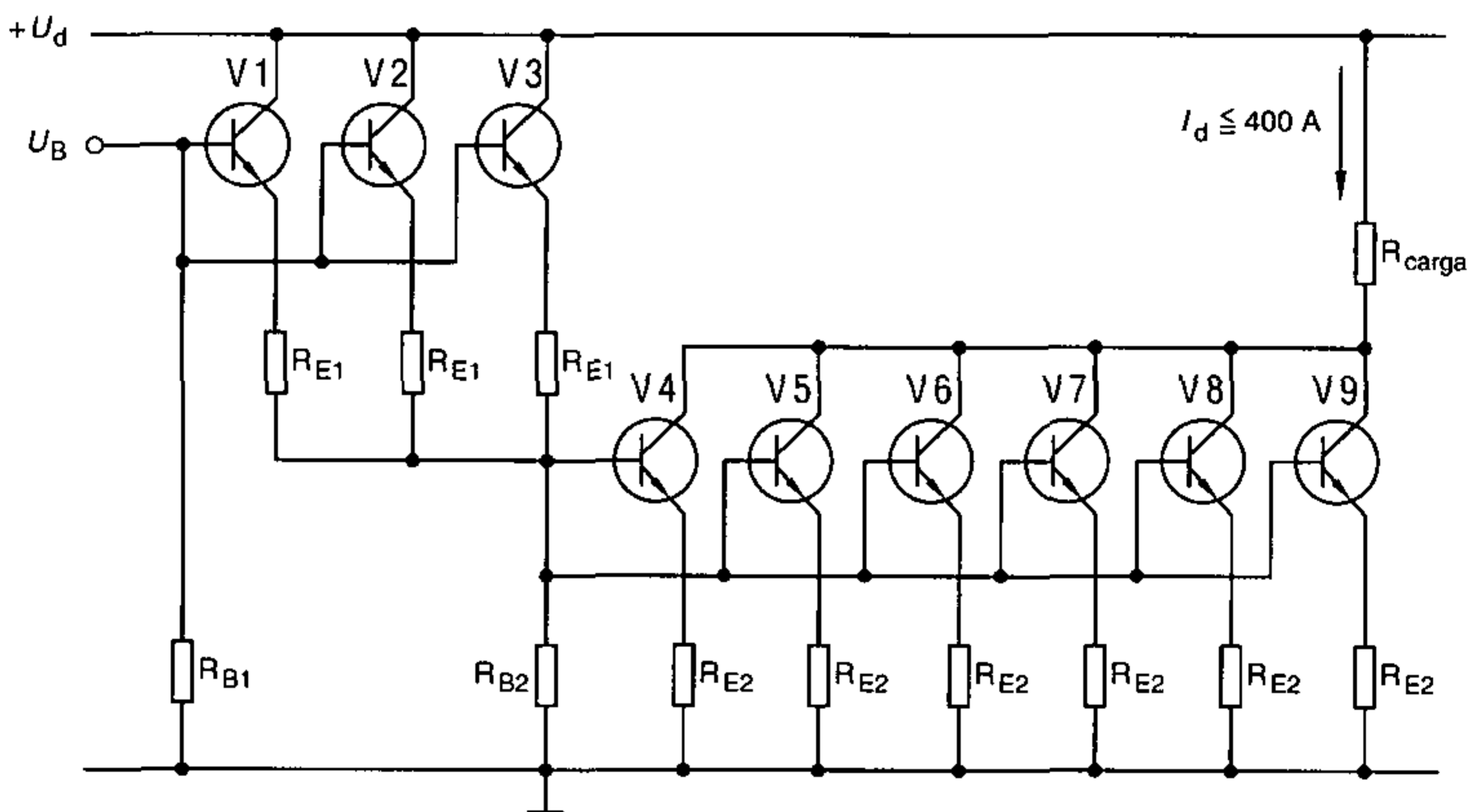


Durante el tiempo de apertura del transistor se transmite energía al lado secundario. El flujo de corriente se da a través de V 60, L 2 y  $R_{\text{carga}}$ . En la fase de bloqueo del transistor no existe corriente a través de V 60.

La energía almacenada en L 2 habilita que la corriente de carga  $I$  continúe fluyendo a través del diodo V 70. La energía magnética en el transmisor de potencia se realimenta hacia el condensador que se carga a través de V 50 con asistencia del bobinado desmagnetizante. El siguiente ciclo de conmutación comienza con el siguiente disparo del transistor.

### 2.1.9.5 Ejemplo de un interruptor de potencia de 400 A con transistores

En muchas instalaciones convertidoras de potencia transistorizadas, se requiere la conexión en paralelo de varios transistores de potencia con el fin de conmutar grandes corrientes. El interruptor de 400 A representado en la **figura 2.24** se utiliza como conmutador electrónico para motores de corriente continua en la ingeniería de aviación. La etapa de salida consiste de seis transistores de 70 A conectados en paralelo, que a su vez son disparados a través de tres transistores de 20 A conectados en paralelo. Las resistencias en las líneas de emisor de los transistores aseguran una distribución de corriente uniforme.



**Figura 2.24** Unidad de potencia de un interruptor de transistor de 400 A

## 2.2 Protección de válvulas de silicio

En operación, las válvulas están sujetas a esfuerzos eléctricos, térmicos y mecánicos sumamente variados. Por lo tanto, en las instalaciones convertidoras de potencia se necesitan varios elementos de protección, en adición a las válvulas. Consecuentemente, sólo todos los componentes considerados como un todo constituyen un circuito confiable.

### 2.2.1 Protección contra sobretensión

Las sobretensiones pueden ser causadas por el efecto de almacenamiento de portadores, por las influencias atmosféricas o por cambios súbitos en la corriente de las inductancias. Si tales sobretensiones exceden los valores permisibles de tensión de las válvulas en modo de bloqueo, esto puede llevar a la destrucción de las junturas del semiconductor. Para prevenir las fallas de los semiconductores causadas en esta forma se deben proveer elementos de protección especiales.

#### 2.2.1.1 Protección contra sobretensiones debidas al efecto de almacenamiento de portadores

Cuando la corriente de la válvula cruza por cero, la capa barrera todavía contiene un gran número de portadores de carga libres en movimiento, de modo que la corriente puede continuar fluyendo incluso a pesar de que la tensión en la válvula ya ha sido polarizada en dirección inversa. Luego de que las cargas en la zona de bloqueo han sido alejadas, esta corriente cesa súbitamente. Como resultado de la alta velocidad de cambio de la corriente, se produce una tensión pico  $u = -L \frac{di}{dt}$  en las inductancias del circuito. Esta aglomeración de portadores de cargas ocurre periódicamente en función de la tensión de red. Los picos de tensión producidos se superponen a la tensión de operación y ponen en peligro la válvula correspondiente. Sin embargo, la corriente in-

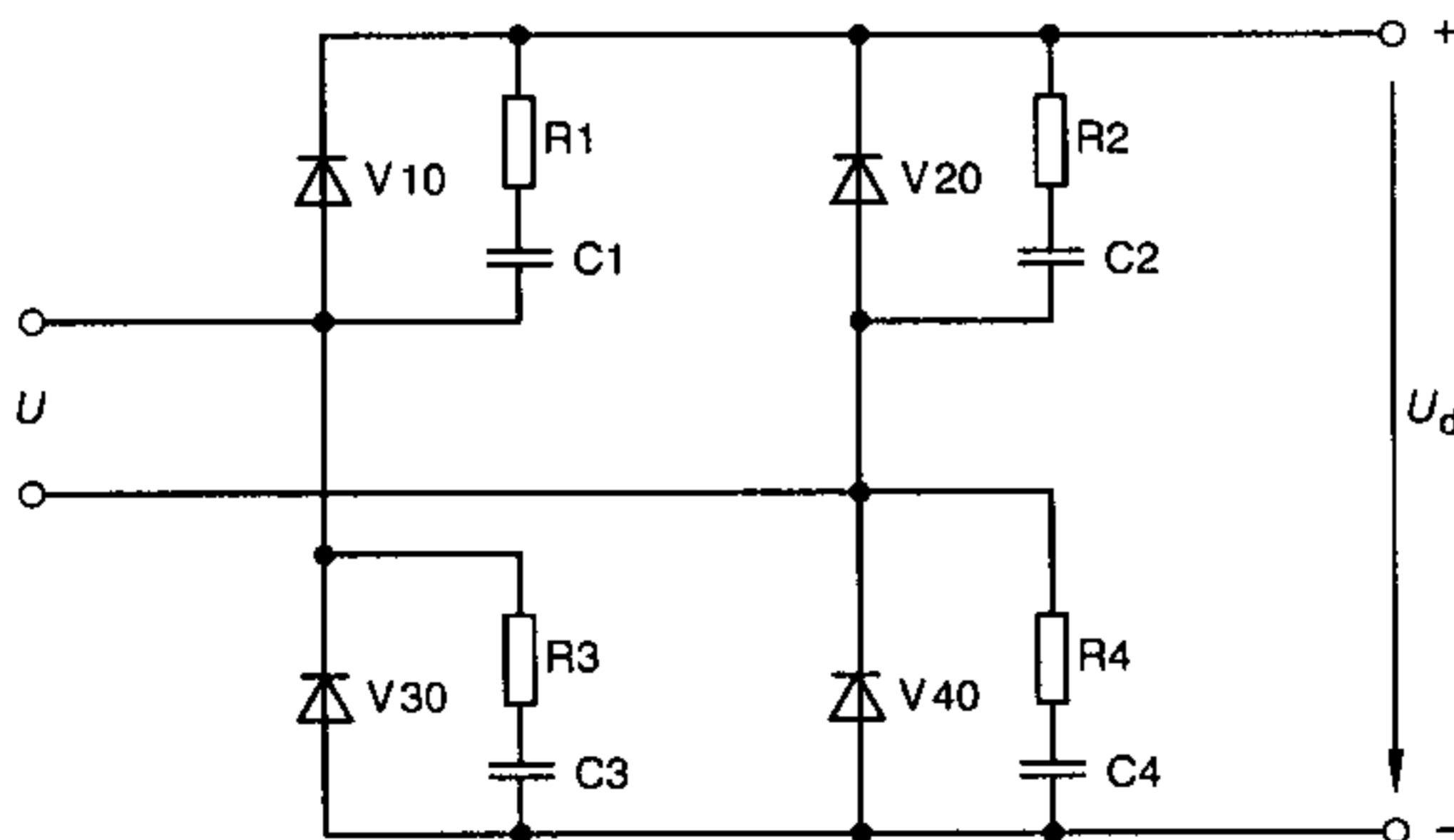


Figura 2.25 Válvulas de un circuito rectificador en puente con circuitos AHS discretos

versa puede continuar fluyendo como una corriente de condensador a través del circuito capacitivo de protección en paralelo con la válvula, también denominado circuito de congestamiento de portadores AHS (del inglés: Anti-Hole-Storage) (**figura 2.25**).

En contraste con un diodo, con un tiristor el condensador puede ser cargado positivamente a mayor o menor grado, de acuerdo al ángulo de disparo. Cuando el tiristor es disparado, el condensador se descarga instantáneamente a través del espacio de válvula que está conduciendo, y el tiristor se ve afectado por las altas velocidades de incremento de corriente que podrían ocurrir. Por esta razón el circuito de protección AHS de un tiristor consiste de la conexión en serie de un condensador y una resistencia de amortiguación. Los valores nominales de este circuito de protección (figura 2.16) pueden tomarse de la hoja de datos apropiada. Por supuesto, los valores precisos dependerán del tipo de circuito, de la tensión de operación y de la corriente directa. Por ejemplo, cuando se utilizan tiristores de hasta 50 A, son habituales los valores acotados en la **figura 2.26**.

Tensión de alimentación	Resistencia	Condensador
125 – 249 V, 40 – 60 Hz	47 – 68 $\Omega$ , 6 W,	0,22 $\mu$ F, 600 V~
250 – 379 V, 40 – 60 Hz	68 – 100 $\Omega$ , 6 W,	0,1 $\mu$ F, 600 V~
380 – 500 V, 40 – 60 Hz	100 – 150 $\Omega$ , 10 W,	0,1 $\mu$ F, 600 V~

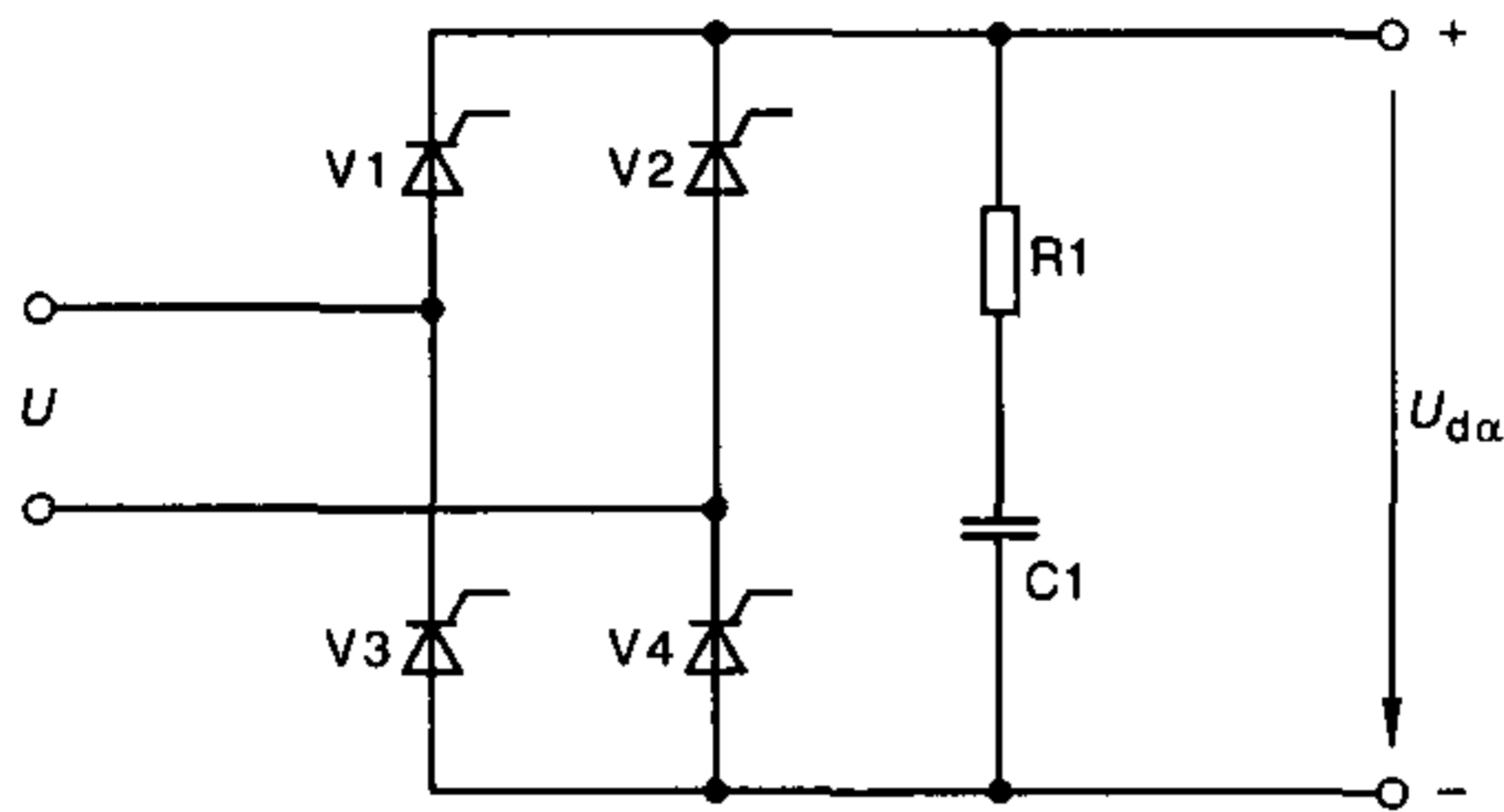
**Figura 2.26** Circuitos AHS comunes

### 2.2.1.2 Sobretensiones debidas a operaciones de conmutación

Las sobretensiones se pueden producir por operaciones de conmutación que involucren cargas inductivas o capacitivas, por repentinos cambios de campo en máquinas de corriente continua e inclusive por relámpagos sobre líneas de fuerza aéreas. El diseño de la medida de protección a aplicarse dependerá consecuentemente de la naturaleza de la sobretensión prevista y de la aplicación concerniente.

En muchos casos se puede proveer una protección contra sobretensiones mediante un circuito RC, en el cual los condensadores deben ser dimensionados de forma que absorban la energía producida por la sobretensión prevista. Una resistencia conectada en serie con el condensador está destinada a amortiguar cualquier tendencia a oscilar que podría surgir. En muchos casos, este tipo de circuito RC puede actuar simultáneamente como protección contra el efecto de almacenamiento de portadores y como protección contra sobretensiones (**figura 2.27**).

Sin embargo, estas medidas de protección están limitadas por el gran requerimiento de espacio de los condensadores y también por consideraciones económicas. Por ejemplo, en muchos casos el costo de una válvula de alta capacidad de bloqueo con circuito RC es mucho mayor que el de una válvula con una baja tensión inversa, combinada con un componente limitador de tensión.



**Figura 2.27** Protección combinada contra sobretensiones de conmutación y sobretensiones por el efecto de almacenamiento de portadores

### 2.2.1.3 Componentes de protección contra sobretensión

Estos componentes especiales de limitación de sobretensión están subdivididos en protectores de sobretensión y limitadores de sobretensión. En contraste con los limitadores de tensión los protectores de sobretensión tienen en su curva característica una sección con una resistencia diferencial negativa. Estos conmutan hacia un estado de baja resistencia, o «disparan», luego de que se ha alcanzado una tensión de respuesta. Estos comprenden protectores tipo válvula, protectores de tubo de expulsión y protectores de arco. Los tiristores, los cuales son disparados cuando se alcanza un valor de sobretensión especificado y por medio de esto conectan una resistencia limitadora, también son considerados como protectores de sobretensión.

Los limitadores de sobretensión comprenden varistores y diodos de avalancha simétricos. Estos componentes limitan la tensión a valores que no son dañinos para los semiconductores que están siendo protegidos.

En la **figura 2.28** se presentan los tres componentes más importantes de protección contra sobretensión utilizados en la ingeniería de los convertidores de potencia.


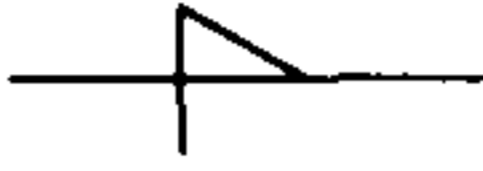

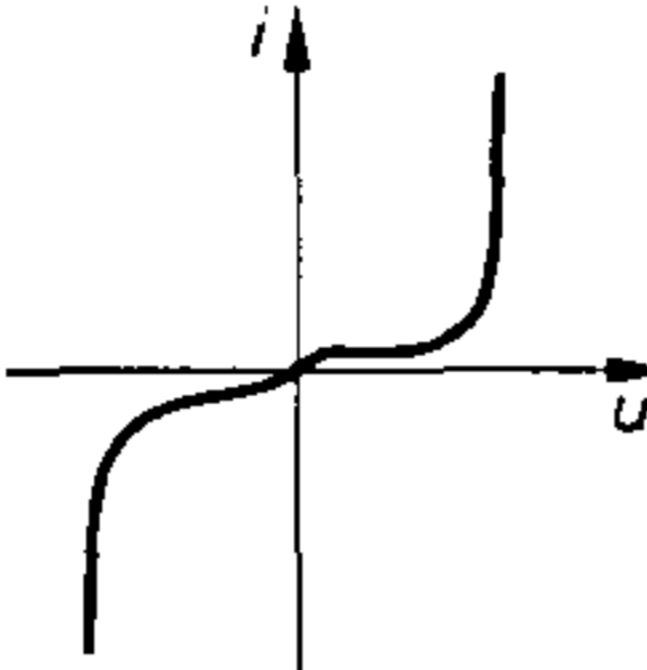
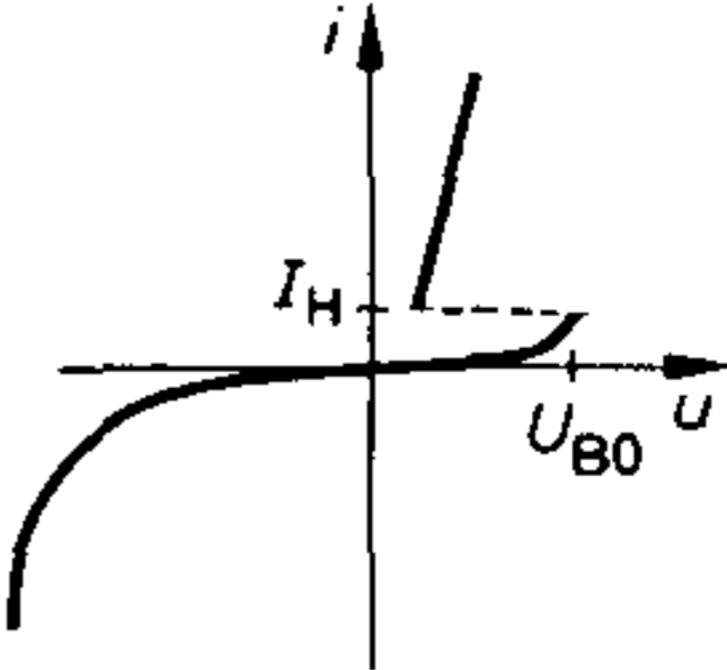
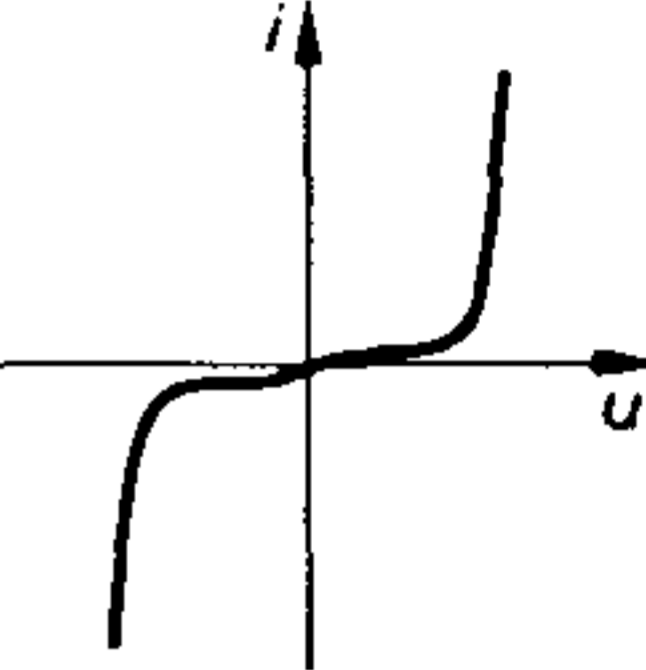
#### – Varistores de óxido de metal

Estos ofrecen una buena adaptación a las curvas características del tiristor (figura 2.28). Debido a que tienen una alta capacitancia térmica, éstos son adecuados para la limitación de sobretensión en el caso de los picos de sobretensión que ocurren ocasionalmente.

En la actualidad la utilización de varistores en un circuito AHS solamente se acostumbra en el caso de tiristores con picos de corriente inversa  $< 20$  A. Sus principales aplicaciones son la limitación de sobretensión en rectificadores no controlados de baja y mediana potencia, en controladores de potencia de corriente alterna y trifásicos y en circuitos de estabilización de tensión.

#### – Diodos de sobrepaso

Estos tienen básicamente la misma estructura que los tiristores y una «tensión de sobrepaso  $U_{BO}$ » especificada con precisión (figura 2.28). Sin embargo, de estos componentes no sale un terminal de gate. Basándose en sus curvas características, éstos se

Componentes	Varistor de óxido de metal	Diodo de sobrepaso	Diodo de avalancha simétrico
Simbolos			
Curvas características			
Aplicaciones típicas	Protección de pequeños convertidores de potencia con picos de corriente inversa < 20 A	Protección de tiristores en dirección de bloqueo con picos de corriente > 20 A	Protección de tiristores de potencia grandes conectados en serie y en antiparalelo

**Figura 2.28** Componentes de protección contra sobretensión

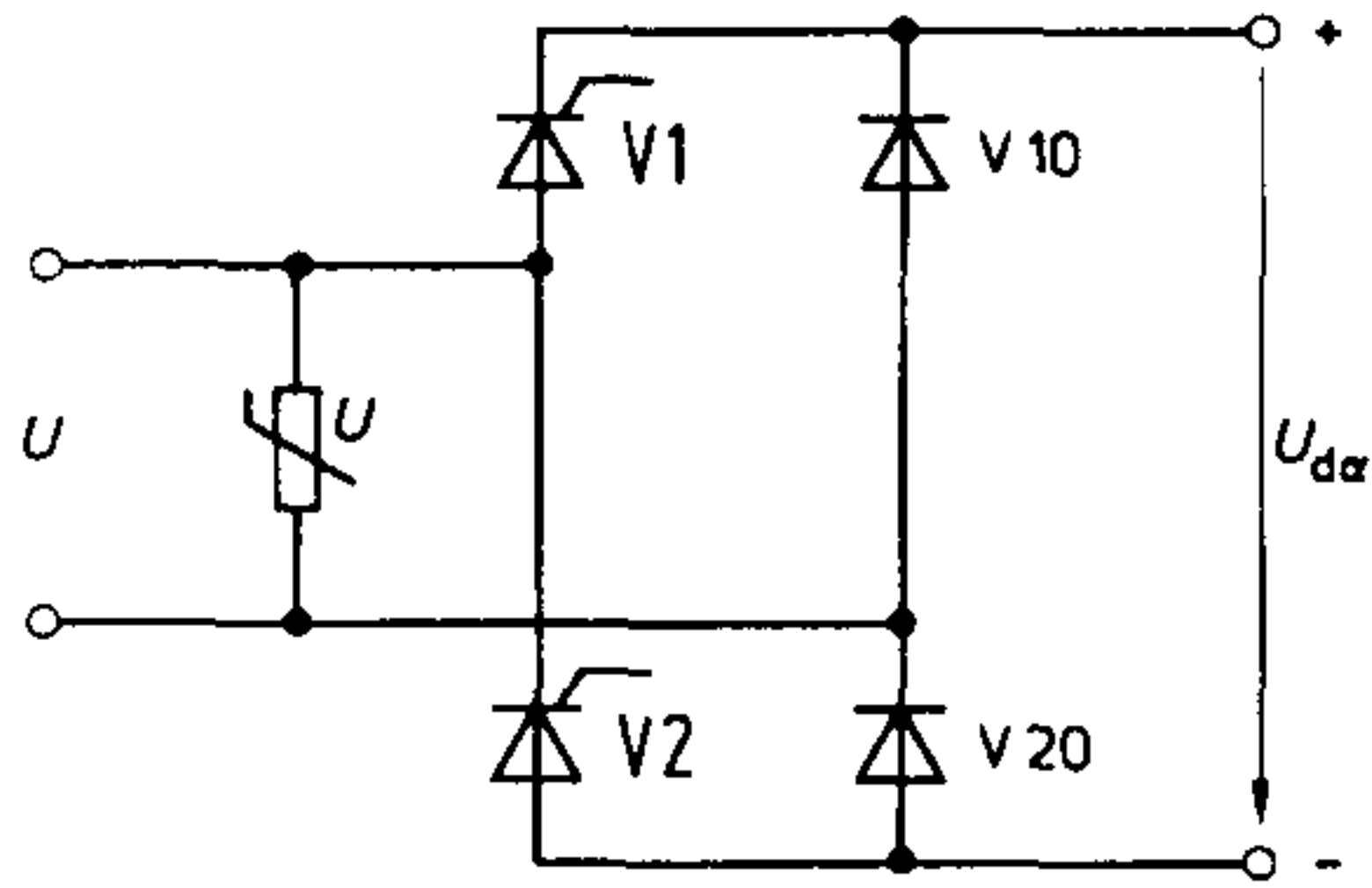
clasifican como protectores de sobretensión. Para proteger válvulas de tiristor en la dirección de bloqueo se utilizan diodos de sobrepaso con tensiones de sobrepaso desde 500 V hasta 4000 V. Cuando en la dirección de bloqueo aparecen tensiones inadmisiblemente altas, éstas provocan un encendido por exceso del diodo de sobrepaso. La corriente que ahora fluye a través del diodo de sobrepaso se utiliza para disparar el tiristor que está siendo protegido. De este modo se previene el encendido por exceso del tiristor, el cual es generalmente inadmisible. Puesto que el tiristor posiblemente se dispararía con cada perturbación, los diodos de sobrepaso sólo pueden utilizarse como protección contra sobretensión en instalaciones en las cuales el flujo de la corriente de operación no es un factor de perturbación cuando ocurre un disparo por sobretensión del circuito de protección.

**– Diodos de avalancha simétricos**

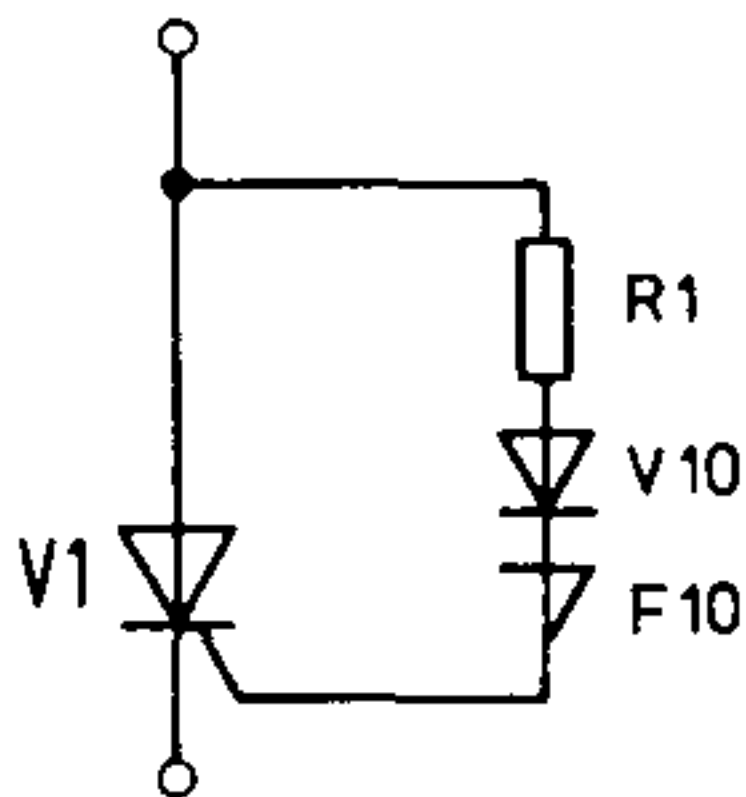
Estos tienen el efecto de una conexión en serie espalda con espalda de dos diodos avalancha y consecuentemente pertenecen al grupo de los limitadores de sobretensión (figura 2.28). Por medio de medidas de diseño es posible garantizar que el calor disipado, generado durante la desviación de una sobretensión, se elimine correctamente. Por lo tanto, estos componentes son particularmente adecuados para la protección de válvulas de alta potencia en instalaciones con niveles superiores a los 100 kW. Sin embargo, en el caso de tiristores con una baja velocidad de incremento de tensión se requiere adicionalmente un circuito AHS. La **figura 2.29** muestra algunas aplicaciones típicas.

**Figura 2.29** Aplicaciones de los elementos de protección contra sobretensión →

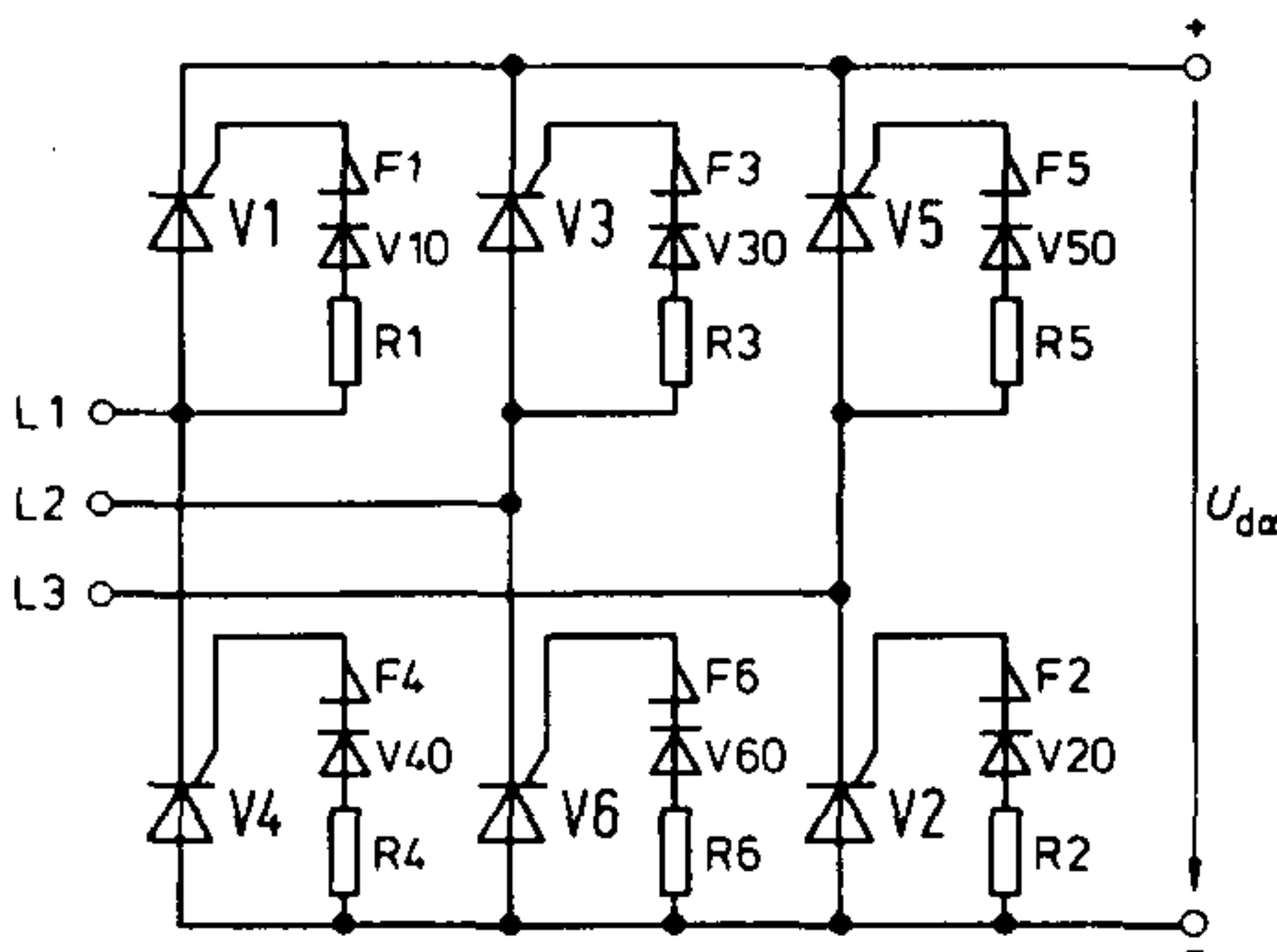
2.2 Protección de válvulas de silicio



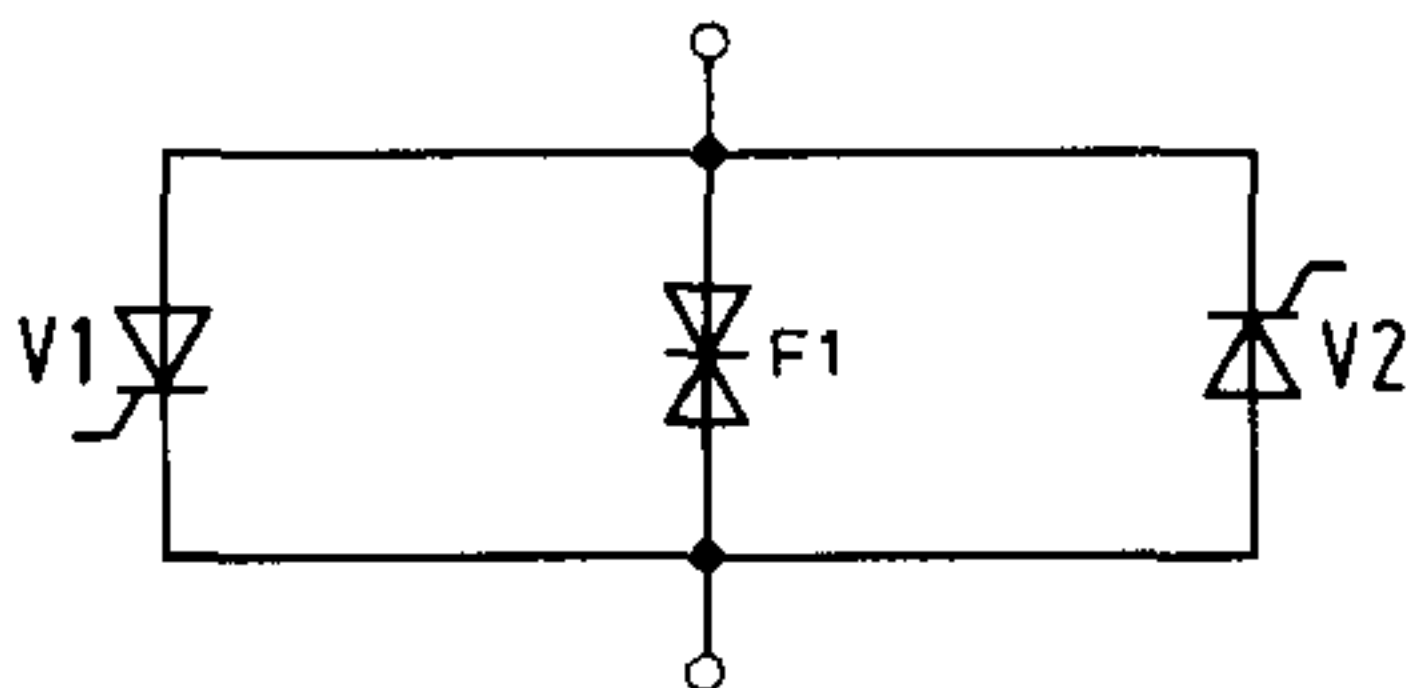
Protección contra sobretensión de pequeños convertidores de potencia, utilizando varistores de óxido de metal (MOV\*)  
\* **Metal-oxide varistors**



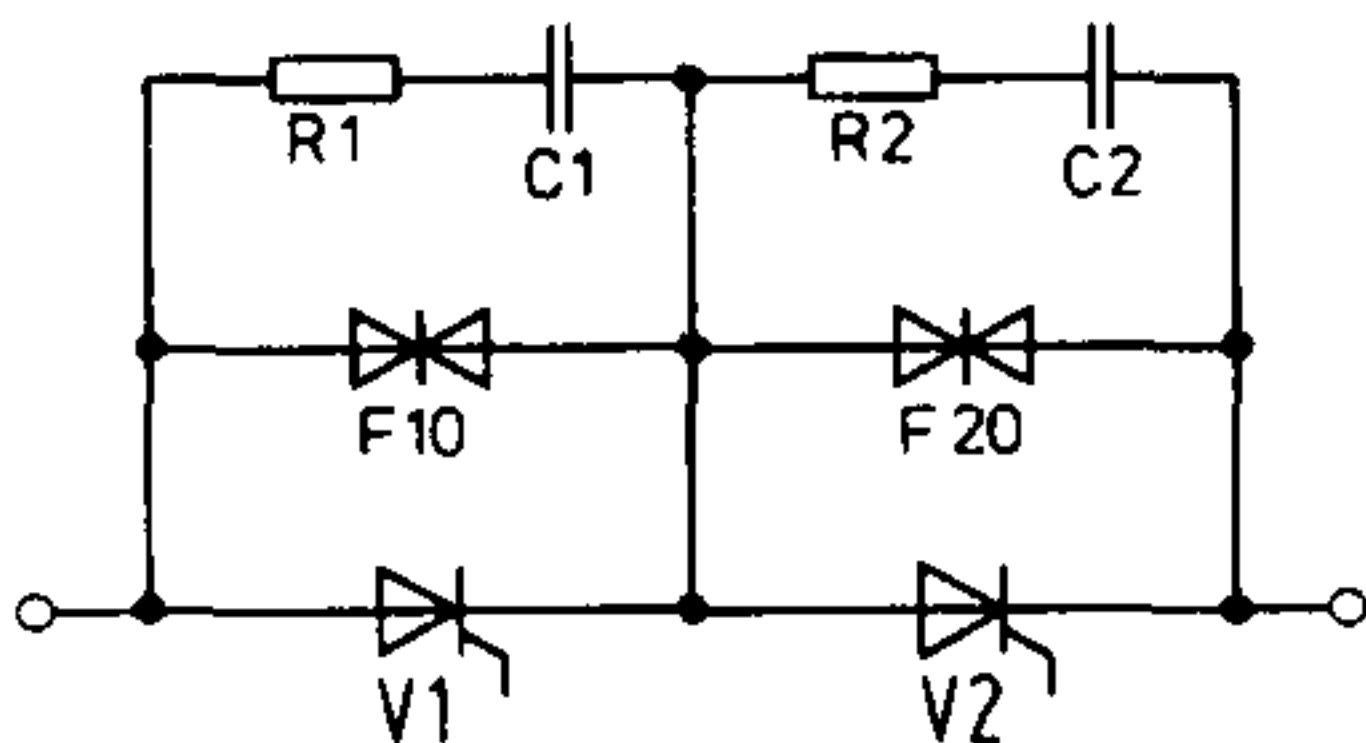
Protección contra sobretensión de tiristores de potencia en estado de bloqueo, utilizando diodos de sobrepaso



Protección contra sobretensión de válvulas de convertidores de potencia grandes en dirección de bloqueo, utilizando diodos de sobrepaso (BOD\*)  
\* **Breakover diodes**



Protección contra sobretensión de tiristores de potencia grandes en circuitos bidireccionales, utilizando diodos de avalancha simétricos



Protección contra sobretensión de tiristores de potencia grandes en circuitos serie, utilizando diodos de avalancha simétricos, con circuito AHS adicional

## 2.2.2 Protección contra sobrecorrientes y cortocircuitos

Las válvulas de silicio tienen solamente una pequeña capacidad térmica y no pueden disipar con la suficiente rapidez la pérdida adicional de calor causada por sobrecorrientes. La máxima velocidad de incremento de corriente permisible  $S_{I\text{crit}}$  tampoco se debe exceder, ya que esto también puede llevar a la destrucción de la válvula. Por lo tanto se debe considerar apropiadamente los límites de corriente y potencia dados por el fabricante en su hoja de datos. Como se constató en la sección 2.1.5.4, la velocidad de incremento de corriente  $\frac{di}{dt}$  puede reducirse instalando inductancias adicionales de un valor apropiado.

En servicio, las válvulas también deberían ser protegidas contra

- sobrecorrientes en el rango de corta duración en el caso de un cortocircuito o una sobrecarga de corta duración

y

- sobrecorrientes en el rango de larga duración en el caso de sobrecarga continua.

Dependiendo de la causa del cortocircuito se debe distinguir entre:

**Cortocircuitos internos**, los cuales pueden ser causados, por ejemplo, por la pérdida de la capacidad de bloqueo de los tiristores, por pulsos defectuosos o por conexiones conductivas internas entre dos o más conductores, y

**Cortocircuitos externos**, los cuales pueden ser causados, por ejemplo, por cortocircuitos en la carga, por la aplicación de una tensión excesivamente alta o por conmutación del inversor.

Una sobrecarga continua de corriente puede ser causada por una **sobrecarga mecánica**, como cuando un impulsor es bloqueado, o por una **sobrecarga eléctrica**, como cuando falla un limitador de corriente.

De acuerdo al tipo de protección, se hace una subdivisión adicional en protección de cortocircuito pura y protección completamente acoplada. En el caso de una protección completamente acoplada, se debe asegurar que las características de disparo de los elementos de protección permanezcan bajo la curva característica límite de corriente de la válvula que está siendo protegida, durante todo el rango de tiempo. Esto se puede lograr por medio de las siguientes medidas:

- Utilizando fusibles de actuación superrápida;
- Utilizando interruptores de potencia miniatura de alta velocidad con disparador magnético;
- Combinando fusibles de actuación superrápida y disparador térmico;
- Utilizando simultáneamente fusibles de actuación superrápida, disparador de alta velocidad y disparador térmico.

### 2.2.2.1 Protección mediante fusibles

En muchos casos, particularmente a bajas potencias, es suficiente como protección de sobrecorriente la utilización de fusibles de actuación superrápida que responden desde 1 ms hasta 10 ms. Una dimensión importante para la selección de los fusibles correctos es la integral de carga límite de la válvula que está siendo protegida. Esto significa la máxima energía térmica permisible en la junta, expresada como la suma de todos los valores instantáneos  $i^2$  en un período específico de tiempo para una temperatura de junta especificada. Los siguientes valores son comunes:

## 2.2 Protección de válvulas de silicio

Para un diodo con  $I_{FAV} = 50 \text{ A}$   
 $\int i_F^2 dt = 3500 \text{ A}^2\text{s}$  en 10 ms a  $\vartheta_j = 45 \text{ }^\circ\text{C}$   
 o  $\int i_F^2 dt = 1300 \text{ A}^2\text{s}$  en 1 ms a  $\vartheta_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$   
 Para un tiristor con  $I_{TAV} = 50 \text{ A}$   
 $\int i_T^2 dt = 7200 \text{ A}^2\text{s}$  en 10 ms a  $\vartheta_j = 45 \text{ }^\circ\text{C}$   
 o  $\int i_T^2 dt = 2400 \text{ A}^2\text{s}$  en 1 ms a  $\vartheta_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Circuito	Fusibles de celda	Fusibles de línea
Aplicación	para operación de fuerza electromotriz de retorno y cuando existen algunas válvulas en paralelo por cada rama de circuito	principalmente para potencias de hasta aprox. 20 kW
Ventajas	mejor protección en el caso de rectificadores de carga contra polarización incorrecta y mejor utilización de las celdas con protección total, comparado con fusibles de línea	bajo costo del equipo
Desventajas	mayor costo del equipo, comparado con fusibles de línea	la sobrecorriente permisible no puede ser utilizada totalmente en el rango de tiempo corto, comparada con fusibles de celda
	Posible fuente de fallas como resultado de la utilización de cartuchos de fusibles incorrectos	

**Figura 2.30** Protección totalmente adaptada mediante fusibles de actuación superrápida



## 2 Interruptores electrónicos

Con este tipo de protección, el valor  $\int i^2 dt$  del fusible siempre debe estar, durante el tiempo de reacción, debajo de la integral de carga límite permisible de la válvula. En la práctica, es generalmente suficiente si se elige

$$(i^2 dt)_{\text{fusible}} \leq 0,9 (i^2 dt)_{\text{válvula}}.$$

La corriente nominal del fusible debería estar alrededor de 1,1 hasta 1,4 veces la corriente que fluye realmente.

En la **figura 2.30** se indica una comparación de los arreglos de fusibles acostumbrados en la práctica.

Mientras los fusibles de tubos de vidrio de actuación superrápida están marcados con un anillo amarillo y las letras FF, los fusibles de filamento tipo cuchilla y de tornillo de actuación superrápida están marcados bajo nombres comerciales especiales, tales como Silized, Ultrarapid, etc.

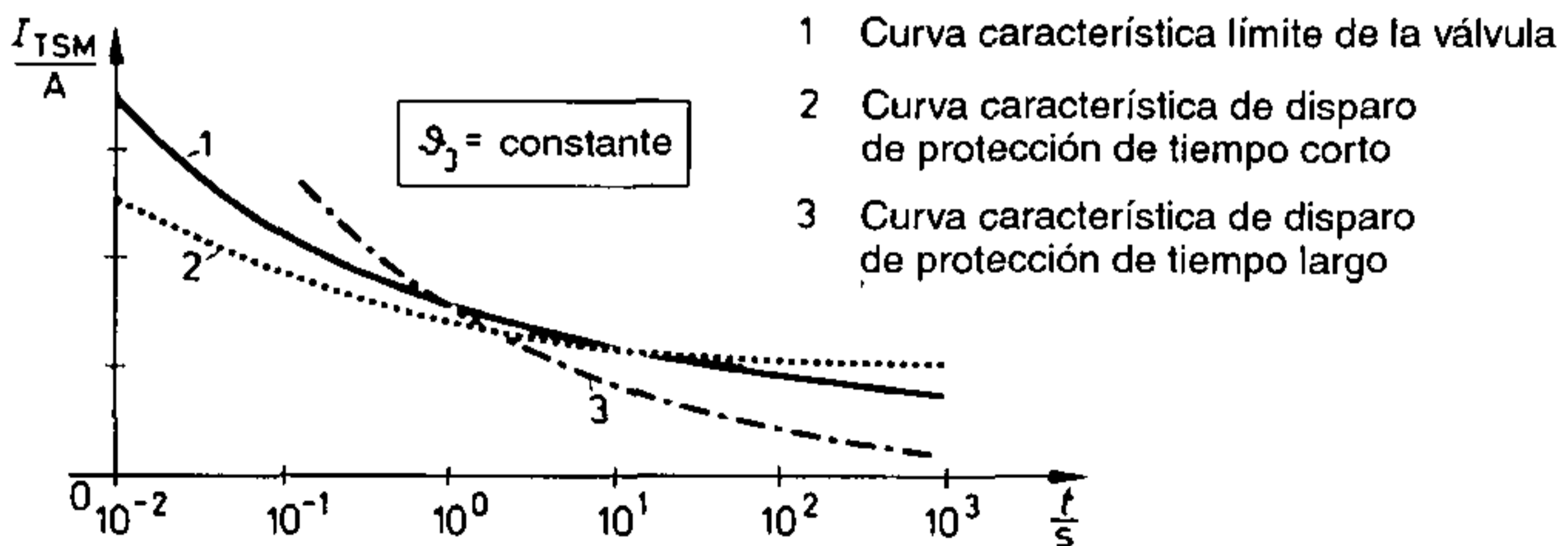
Por ejemplo, el fusible Silized 5 SD 420 tiene los siguientes datos importantes para su utilización:

- Tensión  $U_{\text{RMS}}$  = 500 V
- Corriente  $I_{\text{RMS}}$  = 16 A
- Integral de carga térmica  $i^2 t = 60 \text{ A}^2 \text{ s}$

Este es apropiado para utilizarlo en portafusibles con rosca E 27.

### 2.2.2.2 Protección combinada de sobrecorriente

En instalaciones grandes, un fusible debería, en la medida de lo posible, operar solamente en el caso de un cortocircuito. Por lo tanto se requieren otros elementos de seguridad para protección de sobrecorriente. En la **figura 2.31** se muestran las curvas características de una protección combinada de sobrecorriente, consistente de un fusible de actuación superrápida para protección de tiempo corto y un disparo térmico de sobrecorriente para protección de tiempo largo, en el rango de potencia de 6–20 kW. La **figura 2.32** muestra una comparación de dos arreglos de protección comunes para diferentes rangos de potencia.



**Figura 2.31** Curvas cualitativas de protección combinada de cortocircuito y sobrecorriente ( $I_{\text{TSM}}$  = valor límite de sobrecorriente)

2.2 Protección de válvulas de silicio

Circuito	Protección automática	Protección combinada
Aplicación	principalmente para valores de potencia $\leq 15$ kW	para valores de potencia $\geq 20$ kW
Ventajas	en el caso de fallas no se necesita reemplazar componentes; ahorro del interruptor de trabajo	muy buena adaptación a la curva característica de sobrecarga de las válvulas
Desventajas	pobre capacidad de sobrecarga en la región de tiempo corto	alto costo de equipo

**Figura 2.32** Comparación de dos arreglos combinados de protección de sobrecorriente para diferentes rangos de potencia

## 2.2.3 Protección de sobretemperatura

### 2.2.3.1 Generalidades

Las tensiones directas de los semiconductores de potencia son bajas comparadas con sus tensiones de operación. Puesto que fluyen corrientes relativamente grandes en la región directa, ocurren pérdidas directas de mayor o menor magnitud, trayendo consigo un aumento de temperatura en el semiconductor.

Si los semiconductores de potencia se operan a frecuencias  $f > 60$  Hz o con pulsos, las mayores pérdidas de conmutación causarán un mayor calentamiento. Las pérdidas de conexión o desconexión pueden predominar, dependiendo de la naturaleza de la carga.

Para calcular la disipación total de potencia  $P_{tot}$  de un semiconductor de potencia se deben determinar las pérdidas directas  $P_F$ , las pérdidas inversas  $P_R$ , las pérdidas de control  $P_{contr}$  y las pérdidas de conmutación  $P_{conm}$ .

$$P_{tot} = P_F + P_R + P_{contr} + P_{conm}$$

En el campo de la electrónica de potencia, usualmente se pueden despreciar las pérdidas de control y las pérdidas inversas, debido a que las pérdidas directas predominan claramente, por la alta corriente directa.

Por lo tanto se aplica la siguiente aproximación para la operación de válvulas con altas frecuencias de trabajo y con operación de pulso.

$$P_{tot} \approx P_F + P_{conm}$$

Para operación con  $f \leq 60$  Hz es suficiente:

$$P_{tot} \approx P_F.$$

La **figura 2.33** lista las ecuaciones para determinar las pérdidas directas de las válvulas más importantes.

Tipo de válvula	Ecuación	Comprobación
Transistor	$P_F = U_{CE\ sat} \cdot I_C$	II.2.4.2.2
Diodo	$P_F = U_{(T0)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2$	IV.2.1.2.4
Tiristor	$P_T = U_{(T0)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot F^2 \cdot I_{TAV}^2$	IV.2.1.2.4

**Figura 2.33** Pérdidas directas de semiconductores

### 2.2.3.2 Comportamiento térmico estático

En esta sección se asume que las capacidades térmicas de las válvulas — y de los disipadores que siempre se necesitan en electrónica de potencia — están agotadas. En términos térmicos, esto significa que las pérdidas de las válvulas tienen que pasar

2.2 Protección de válvulas de silicio

totalmente hacia el medio de enfriamiento. Consecuentemente, la resistencia de la trayectoria del flujo de calor tiene que ser suficientemente baja para que la pérdida de potencia  $P_{tot}$  producida en la válvula sea continuamente transmitida hacia el medio de enfriamiento, usualmente aire. En este caso, el «valor de impulsión» es la diferencia de potencial térmico  $\Delta\vartheta$ , que es igual a la diferencia entre la temperatura de junta  $\vartheta_J$  y la temperatura del ambiente  $\vartheta_A$ .

$$\Delta\vartheta = \vartheta_J - \vartheta_A$$

De forma que se obtiene lo siguiente como expresión básica para calcular la resistencia térmica estática:

$$R_{th\ tot} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_{tot}}$$

La resistencia térmica estática total puede determinarse a partir de la suma de las resistencias térmicas individuales entre junta y carcasa ( $R_{th\ JC}$ ), carcasa y disipador de calor ( $R_{th\ CD}$ ) y entre el disipador de calor y el ambiente ( $R_{th\ DA}$ ).

$$R_{th\ tot} = R_{th\ JC} + R_{th\ CD} + R_{th\ DA}$$

El enfriamiento de doble lado utilizado en válvulas grandes produce el diagrama de circuito térmico equivalente de una conexión en paralelo.

$$\frac{1}{R_{th\ tot}} = \frac{1}{R_{th\ JA\ \text{ánodo}}} + \frac{1}{R_{th\ JA\ \text{cátodo}}}$$

2.2.3.3 Ejemplo: Cuatro diodos sobre un disipador de calor

Los valores de operación permisibles, en función de los disipadores de calor recomendados, pueden tomarse de las hojas de datos de los fabricantes de semiconductores. En la **figura 2.34** se ilustra el uso de un circuito térmicamente mixto. Cuatro diodos montados en un circuito en puente, aislados eléctricamente, sobre un disipador de calor común (disponible como material en barra).

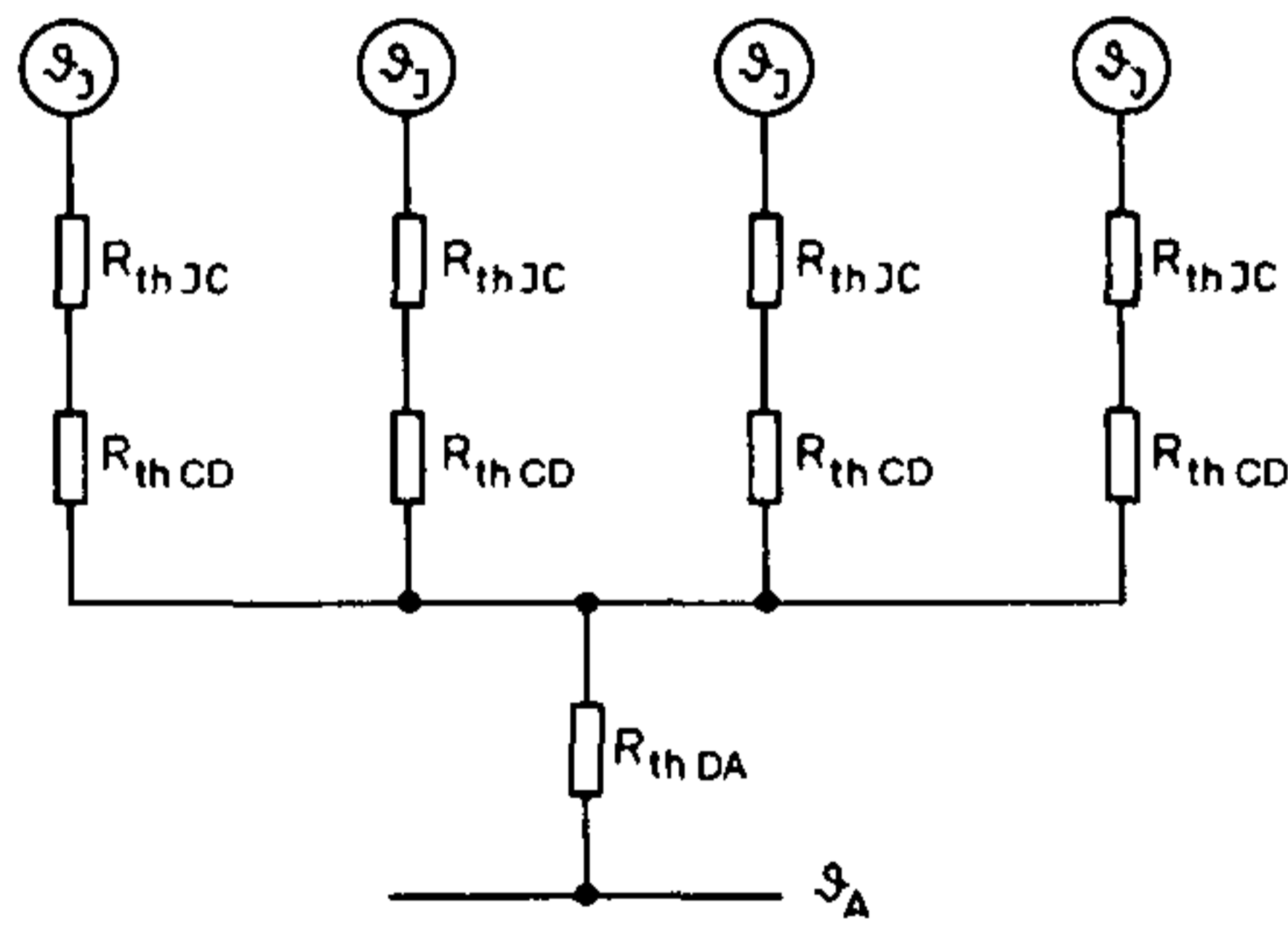


Figura 2.34

Diagrama de circuito equivalente térmico estático de un circuito disipador de calor mixto

## 2 Interruptores electrónicos

Se conoce lo siguiente:

$$R_{th\text{ JC}} = 1,5 \frac{\text{K}}{\text{W}}; \quad R_{th\text{ CD}} = 0,7 \frac{\text{K}}{\text{W}};$$

$$R_{th\text{ DA}} = 0,35 \frac{\text{K}}{\text{W}}; \quad \vartheta_J = 180 \text{ }^\circ\text{C}; \quad \vartheta_A = 45 \text{ }^\circ\text{C}$$

A partir de arriba, la resistencia térmica se puede calcular como:

$$\begin{aligned} R_{th\text{ tot}} &= \frac{1}{4} (R_{th\text{ JC}} + R_{th\text{ CD}}) + R_{th\text{ DA}} \\ &= \frac{1}{4} (1,5 + 0,7) \frac{\text{K}}{\text{W}} + 0,35 \frac{\text{K}}{\text{W}} \\ &= 0,55 \frac{\text{K}}{\text{W}} + 0,35 \frac{\text{K}}{\text{W}} \\ &= 0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}} \end{aligned}$$

Con este arreglo se puede disipar una pérdida de potencia máxima:

$$\begin{aligned} P_{\text{tot}} &= \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{R_{th\text{ tot}}} = \frac{180 \text{ }^\circ\text{C} - 45 \text{ }^\circ\text{C}}{0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}}} = \frac{135 \text{ K}}{0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}}} \\ &= 150 \text{ W} \end{aligned}$$

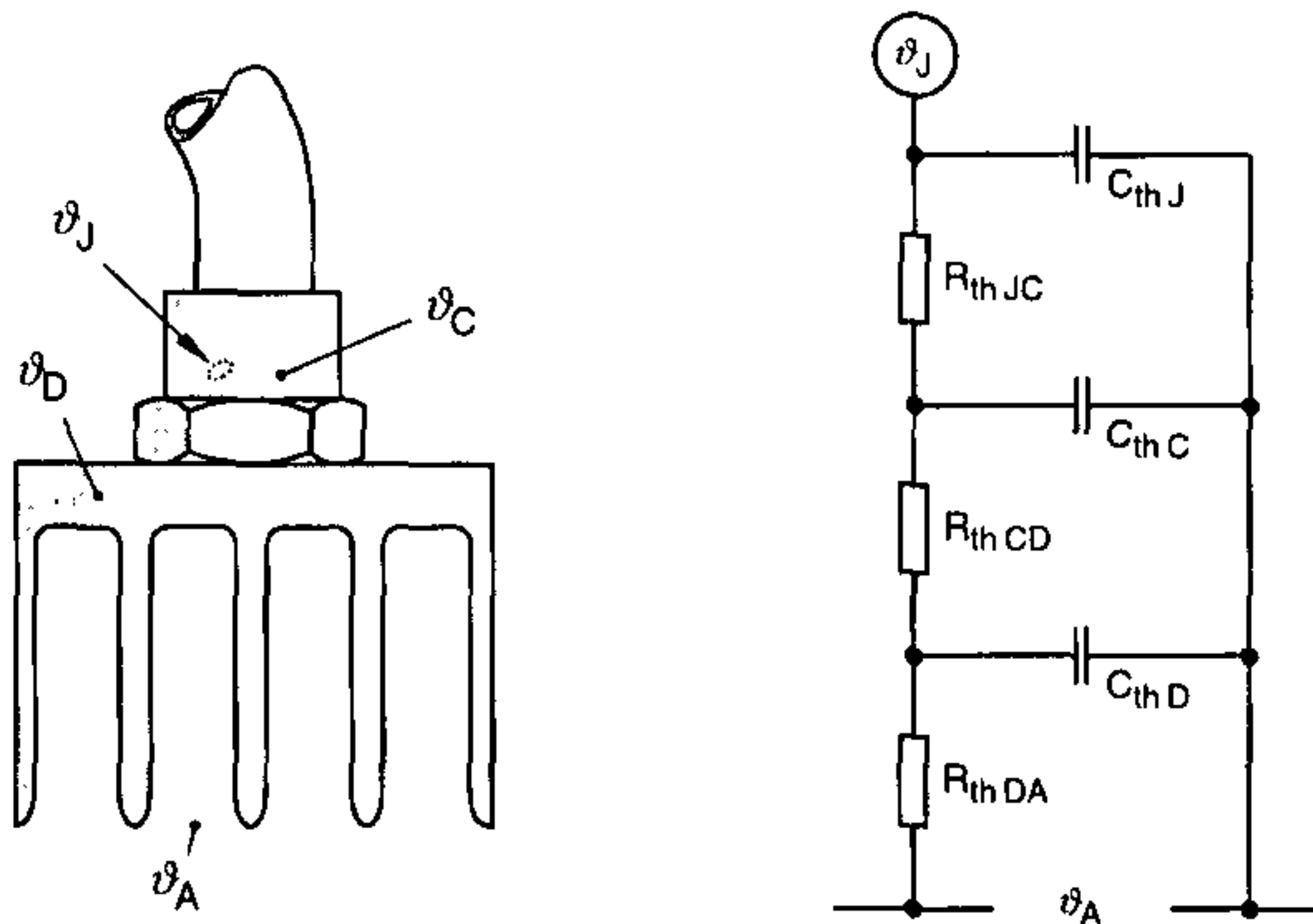
Consecuentemente para cada diodo es permisible la siguiente pérdida de potencia:

$$P_{\text{Diodo}} = \frac{P_{\text{tot}}}{4} = \frac{150 \text{ W}}{4} = 37,5 \text{ W.}$$

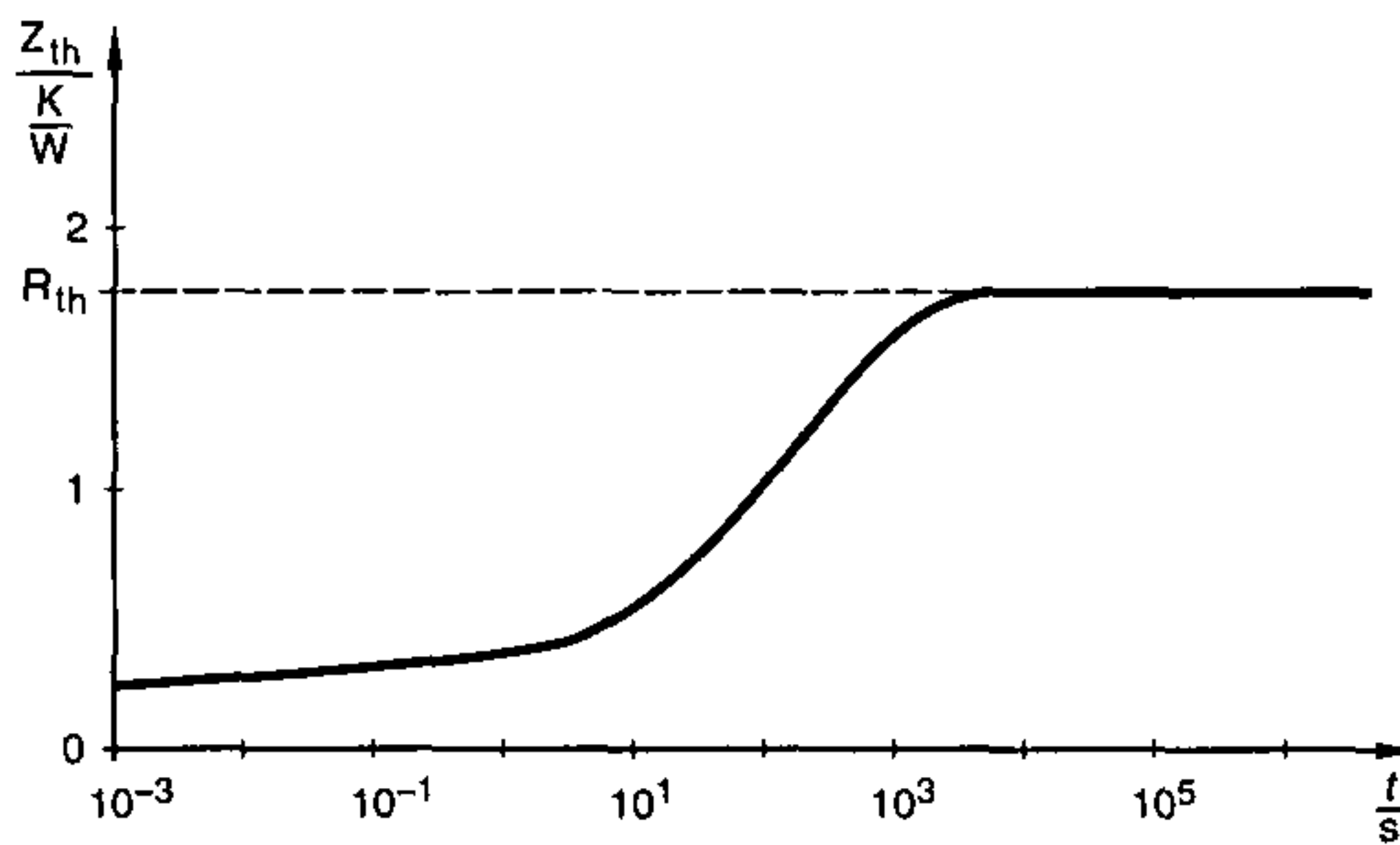
### 2.2.3.4 Comportamiento térmico dinámico

Con cargas de corriente dinámicas, tales como ocurren por ejemplo en operación de pulso u operación de tiempo corto, el sistema «válvula-disipador de calor» puede considerarse como una combinación de resistencias térmicas y capacidades térmicas (**figura 2.35**). A la totalidad de estos componentes de la técnica de calor se designa resistencia térmica transitoria  $Z_{th}$ . Esta resistencia térmica dependiente del tiempo principalmente es una medida de la capacidad de disipación de calor en el rango de tiempo corto. Puesto que, en el rango de tiempo largo, todas las capacidades térmicas  $C_{th}$  cambian debido al flujo de calor, éstas se pueden ignorar para este estado térmico estático. Como se puede ver en la **figura 2.36**, entonces se aplica lo siguiente:

$$Z_{th} = R_{th} \quad \text{para } t > 10^3 \text{ s.}$$



**Figura 2.35** Diagrama de circuito equivalente térmico dinámico de un sistema válvula-disipador de calor



**Figura 2.36** Curva cualitativa de la resistencia térmica transitoria  $Z_{th}$

### 2.2.3.5 Tipos de disipación de calor

En operación de estado constante, la transferencia de calor tiene lugar mediante radiación térmica, conducción térmica y convección, dependiendo del tipo y tamaño de la válvula y del tipo de instalación y tarea concerniente.

### Radiación térmica

En este caso, la transferencia de calor tiene lugar desde un material a otro a través de oscilaciones electromagnéticas. Los cuerpos negros radian las mayores cantidades de calor.

Sin embargo, pueden transferirse grandes cantidades de calor solamente a altas temperaturas, las cuales en muchos casos son inaceptables para los semiconductores. Consecuentemente, la pérdida de calor generado en el semiconductor es disipada principalmente mediante conducción térmica y convección, y no mediante radiación.

### Conducción térmica

En este caso, la transferencia de energía hacia el medio de enfriamiento toma lugar debido al efecto de colisión de las moléculas en movimiento rápido en el medio de calentamiento. Así la conducción térmica depende de la naturaleza del material y generalmente se da como la conductividad térmica  $\lambda$  (figura 2.37). Por lo tanto, se prefieren el aluminio y el cobre para la construcción de disipadores de calor. De hecho, la plata tiene mayor conductividad térmica pero es demasiado costosa para esta aplicación.

Material	Conductividad térmica $\lambda$ $\left[ \frac{W}{Km} \right]$	Calor específico $c$ $\left[ \frac{Wh}{kg K} \right]$	Densidad $\rho$ $\left[ \frac{kg}{dm^3} \right]$
Plata	415	0,07	10,5
Cobre	394	0,10	8,9
Aluminio	229	0,24	2,7
Acero	71	0,13	7,8
Agua	0,6	1,63	1,0
Aire	0,02	0,28	$1,29 \cdot 10^{-3}$

Figura 2.37 Valores específicos de materiales de enfriamiento

### Convección

En el proceso de convección, primeramente el calor es absorbido por el medio gaseoso o líquido, tal como aire o agua, y luego se transfiere a través del movimiento inherente de las partículas del material (el aire caliente sube).

La convección en forma de enfriamiento de aire es el tipo de enfriamiento más comúnmente utilizado para semiconductores. Con enfriamiento de aire, se debe poner atención particularmente al buen contacto entre la carcasa de la válvula y el disipador de calor, posiblemente utilizando un compuesto de transferencia de calor. En este caso, las aletas de enfriamiento deberían disponerse siempre de forma que se facilite el efecto chimenea.

Adicionalmente al enfriamiento de aire, también se acostumbra el enfriamiento de agua y el enfriamiento de aceite para alta disipación de potencia.

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

Si, en el contexto de autoenfriamiento con aire, se montan pequeñas válvulas sobre disipadores de calor, la siguiente regla empírica

$$A = \text{const} \cdot \frac{P_{\text{tot}}}{\Delta\vartheta} \quad \Delta\vartheta = \vartheta_{J \text{ máx}} - \vartheta_A$$

$$\text{const} = (0,6 \div 1) \frac{\text{K} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}}$$

es suficiente para propósitos prácticos de diseño.  $A$  es el área efectiva de enfriamiento en contacto con el medio de aire.

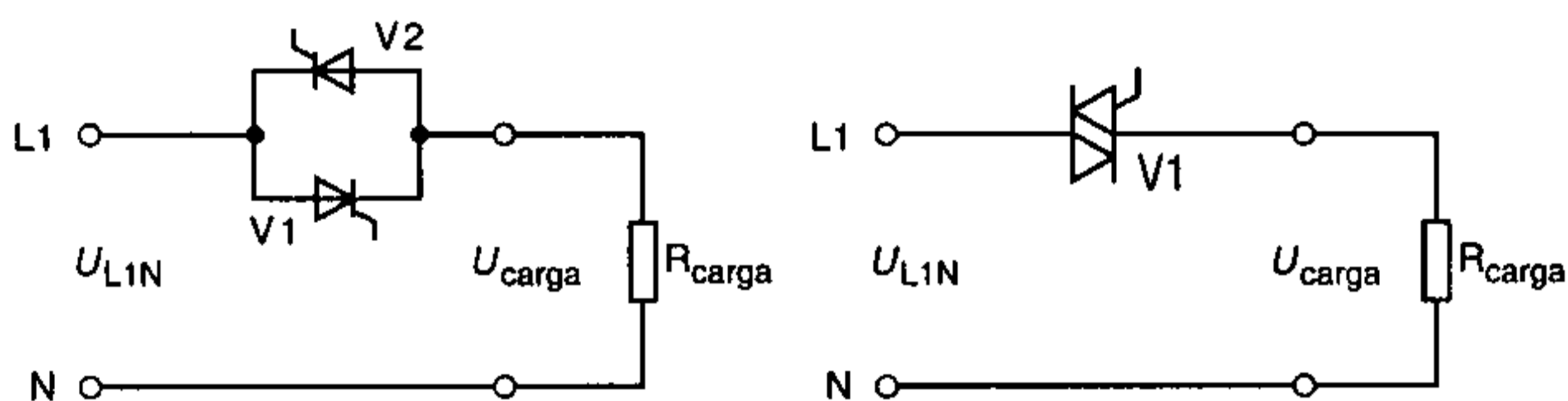
#### Enfriamiento forzado

Con enfriamiento forzado, el medio de enfriamiento se mueve más rápidamente por medio de ventiladores o bombas. De esta manera, es posible disipar más confiablemente las mayores pérdidas de calor generadas cuando se utilizan válvulas grandes.

## 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

### 2.3.1 Generalidades

Las válvulas semiconductoras controladas, tales como transistores y tiristores, solamente permiten el flujo de la corriente en una dirección. En la ingeniería de corriente alterna y trifásica, sin embargo, un interruptor eléctrico tiene que ser capaz de conducir la corriente en ambas direcciones. Este requerimiento se consigue con triacs o tiristores conectados en configuración en antiparalelo (**figura 2.38**), la cual proporciona una conexión bidireccional.



**Figura 2.38** Unidades de potencia de interruptores electrónicos de corriente alterna con tiristores y triacs

Estos interruptores de corriente alterna son generalmente encendidos mediante el disparo de los apropiados espacios de válvula, por lo cual el disparo se debe ejecutar en cada semiciclo con tensión continua, tensión alterna o con pulsos.

Aunque los contactores mecánicos continuarán manteniendo su posición, los electrónicos ya han reemplazado a los interruptores mecánicos en muchas áreas. Por esta razón, los interruptores electrónicos frecuentemente se denominan *contactores electrónicos*.



En las hojas de datos y en catálogos de ventas éstos se listan como

Relés electrónicos de carga (ELR = Electronic Load Relays)  
o Relés de estado sólido (SSR = Solid State Relays).

Las ventajas de los circuitos convertidores de potencia listados en el resumen de la sección 1.1 generalmente se aplican a estos interruptores electrónicos. No obstante, aquí repetiremos las ventajas y desventajas, comparadas con los interruptores mecánicos.

### **Ventajas:**

Alta velocidad de conmutación  
Alta frecuencia de conmutación permisible  
Larga vida de servicio  
Operación silenciosa  
Resistentes a las influencias ambientales  
Libres de rebote

### **Desventajas:**

Conexión eléctrica del sistema de red y la carga, aún en estado de apagado  
Relativamente alta disipación de potencia  
Limitada capacidad de sobrecarga de corriente  
Limitada capacidad de sobrecarga de tensión

## **2.3.2 Interruptores de corriente alterna**

En una carga resistiva, la corriente es directamente proporcional a la tensión. Como resultado de esto, con disparo de tensión continua por ejemplo, el interruptor de corriente alterna podría ser conectado precisamente en la máxima tensión de red, forzando instantáneamente por ende la corriente máxima. La alta velocidad de incremento de corriente resultante conduce a fallas de paso alto y pone en peligro a las válvulas. Por lo tanto los interruptores de corriente alterna producidos industrialmente son mayormente designados como interruptores de tensión cero. Aunque los interruptores de tensión cero ya han sido tratados en detalle en el volumen III, aquí consideraremos nuevamente este importante tipo de interruptor.

### **2.3.2.1 Principio básico del interruptor de tensión cero**

La **figura 2.39** muestra la relación entre la operación de un interruptor encendido/apagado y la conexión directa de una carga, y también la conexión de una carga utilizando un interruptor de tensión cero.

El interruptor de tensión cero se fabrica utilizando componentes electrónicos. Entonces se utilizan tiristores o triacs como interruptores de potencia. Cuando se emplea un interruptor de tensión cero, éstos nunca son disparados sino hasta después de que la tensión de red haya pasado por cero. Los circuitos de disparo pueden ser de construcción muy variada.

2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

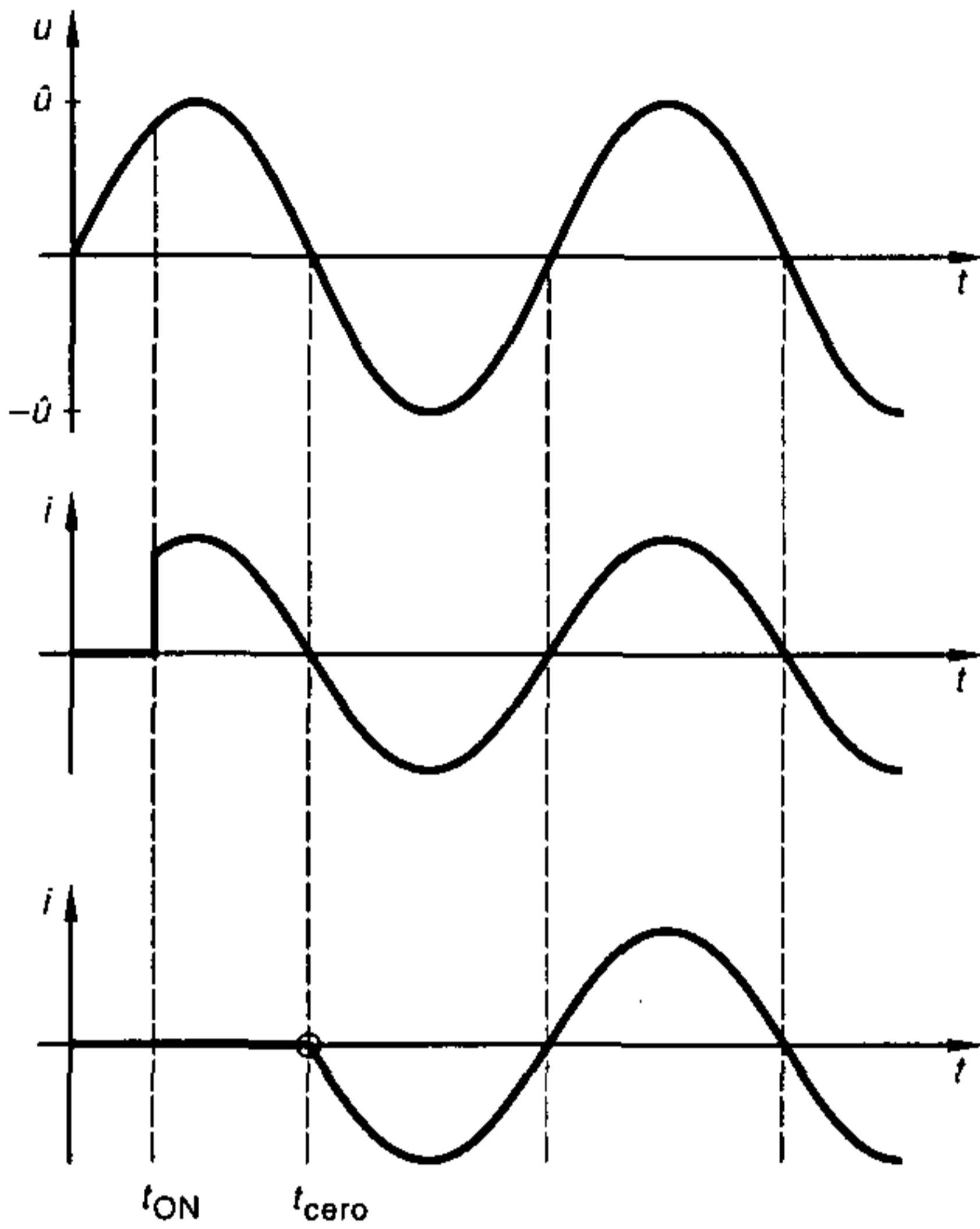


Figura 2.39 Corriente de carga de un interruptor W 1 con y sin interruptor de tensión cero

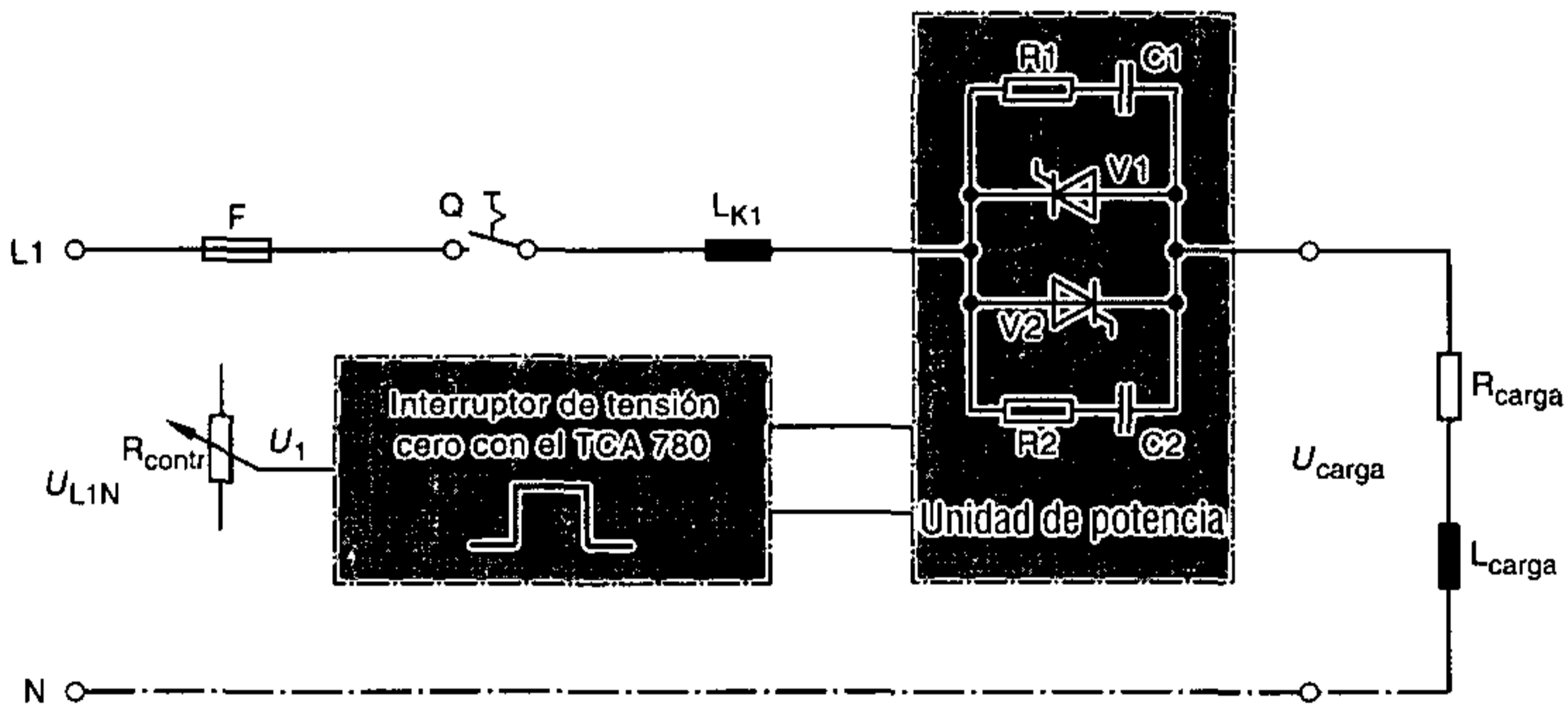


Figura 2.40 Circuito W 1 bidireccional experimental como interruptor de tensión cero

Los tiristores y los triacs se disparan con tensión continua o con pulsos. Actualmente, está creciendo la utilización de circuitos de disparo integrados. Estos son, sin embargo, frecuentemente diseñados de manera que, con diferentes conexiones externas, también se pueden emplear en control de paquetes de oscilaciones y en control de fase.

La **figura 2.40** muestra un interruptor de tensión cero con disparo de pulso, que emplea el módulo de disparo integrado TCA 780 con carga resistiva-inductiva, que puede ser realizado fácilmente con el convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6.

## 2 Interruptores electrónicos

Con este circuito, uno debe asegurar, mediante el ajuste apropiado del potenciómetro, que el retardo del disparo sea siempre  $\alpha = 0^\circ$ . Si también se conmutan cargas inductivas, se debe continuar aplicando el pulso de disparo hasta que se sobrepase la corriente de retención de la rama de válvula concerniente.

Un interruptor de tensión cero también se puede construir utilizando el módulo integrado U 106 BS. Puesto que, la conexión de estos ICs se trató en detalle en el volumen III, prescindiremos de repetirlo aquí.

### 2.3.2.2 Relés electrónicos de carga

Los relés electrónicos de carga, los cuales ya han sido mencionados, también se denominan SSRs o ELRs, y ahora se utilizan en gran número en los sistemas de control electrónico. Estos pueden proporcionar soluciones elegantes para las operaciones de conmutación asociadas con sistemas de control electrónico. Para eliminar el acoplamiento eléctrico entre el circuito de carga y el circuito de control, se interponen optoacopladores (figura 2.41). Los comandos de control se transmiten a la unidad de potencia mediante señales de luz.

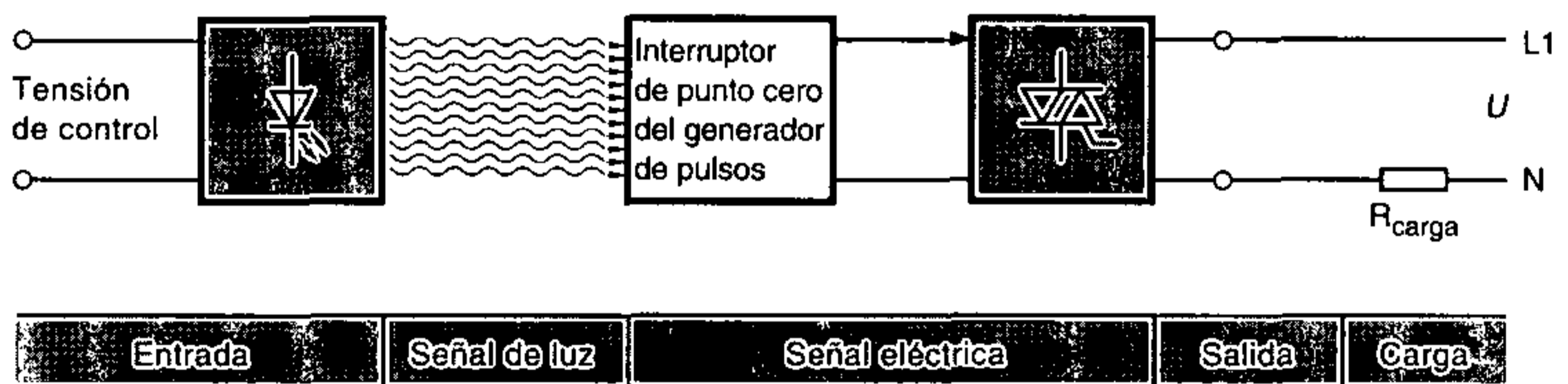


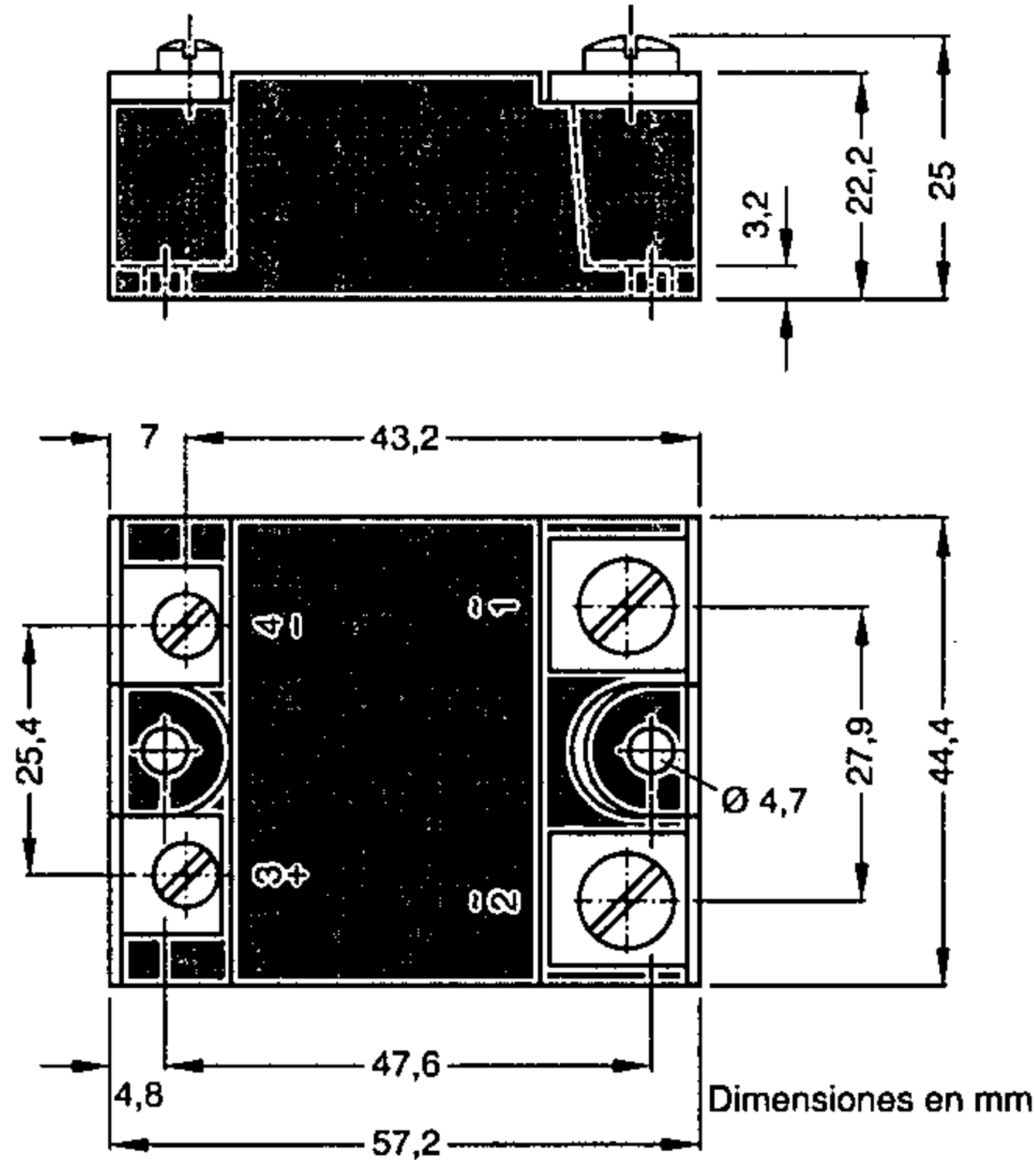
Figura 2.41 Diagrama de bloques de un ELR

Los datos técnicos de un ELR A 240 (Siemens) son los siguientes:

Corriente efectiva de conmutación	40 A
Tensión efectiva de conmutación	240 V
Máxima tensión pico de estado apagado	600 V
Tensión cero	< 30 V
Rango de frecuencia	47 ... 63 Hz
Corriente de retención	100 mA
Velocidad crítica de incremento de tensión	$200 \frac{V}{\mu s}$
Velocidad crítica de incremento de corriente	$20 \frac{A}{\mu s}$
Integral de carga límite (10 ms)	300 A <sup>2</sup> s
Máximo retardo de respuesta 1 semiciclo	
Tensión continua de control	3 ... 30 V
Corriente continua de control	< 20 mA
Rango de temperatura de operación	-20 ... +80 °C
Peso	115 g

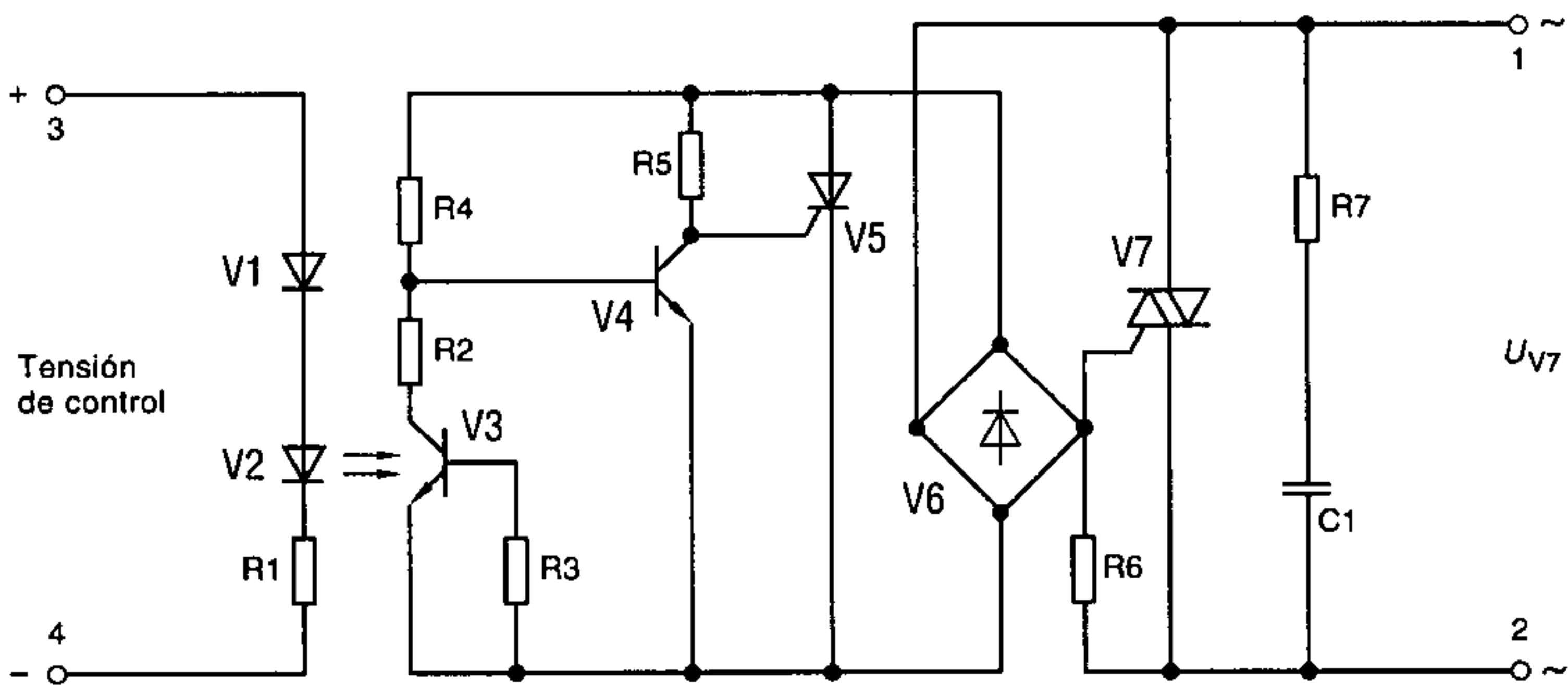
### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

En la **figura 2.42** se ilustra este ELR de construcción de bloque encapsulado y con solamente cuatro terminales, indicando sus dimensiones.

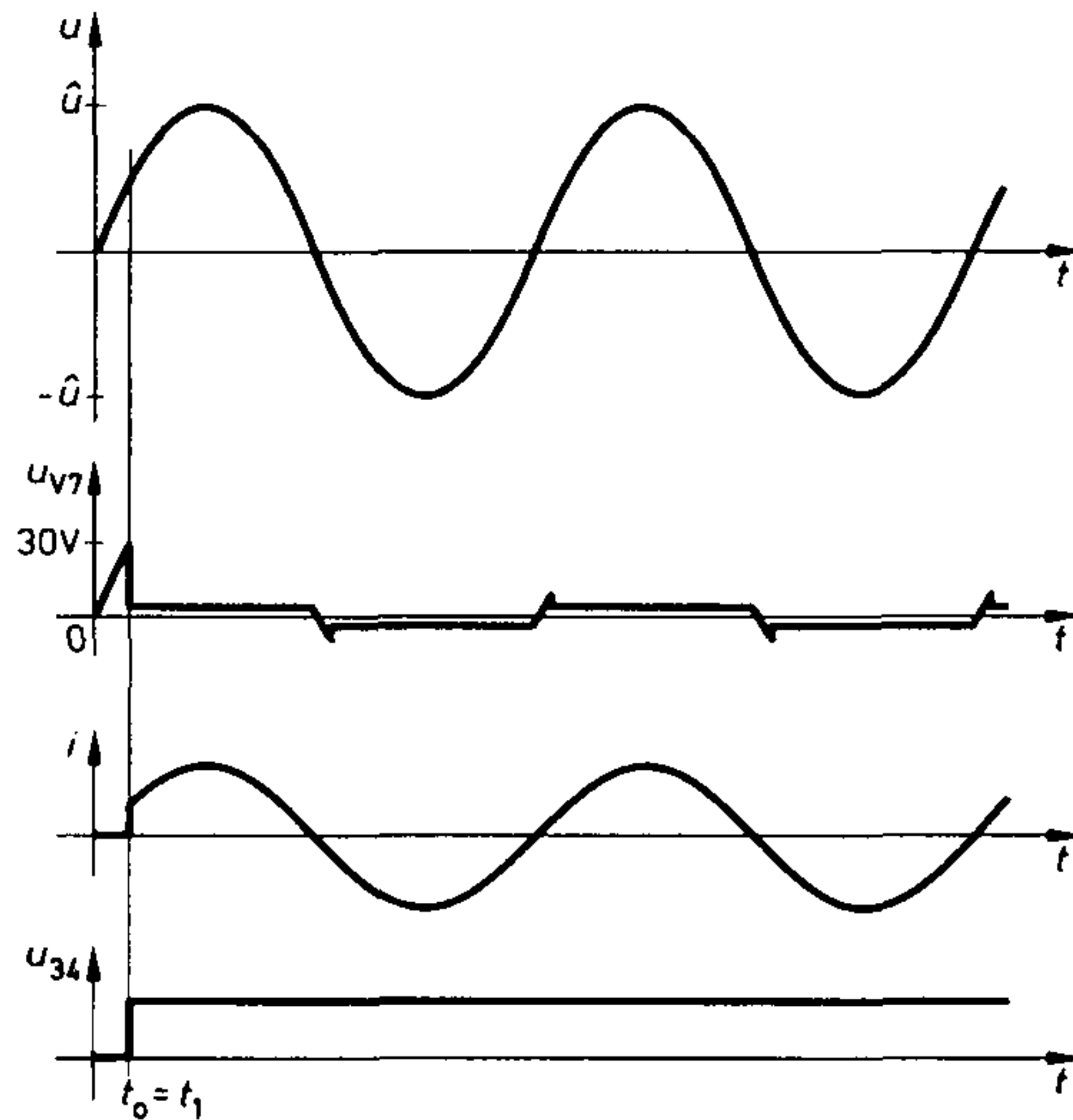


**Figura 2.42** Dimensiones de un ELR 40 A

El esquema simplificado del circuito básico de este ELR se muestra en la **figura 2.43**.



**Figura 2.43** Esquema de circuito básico de un ELR

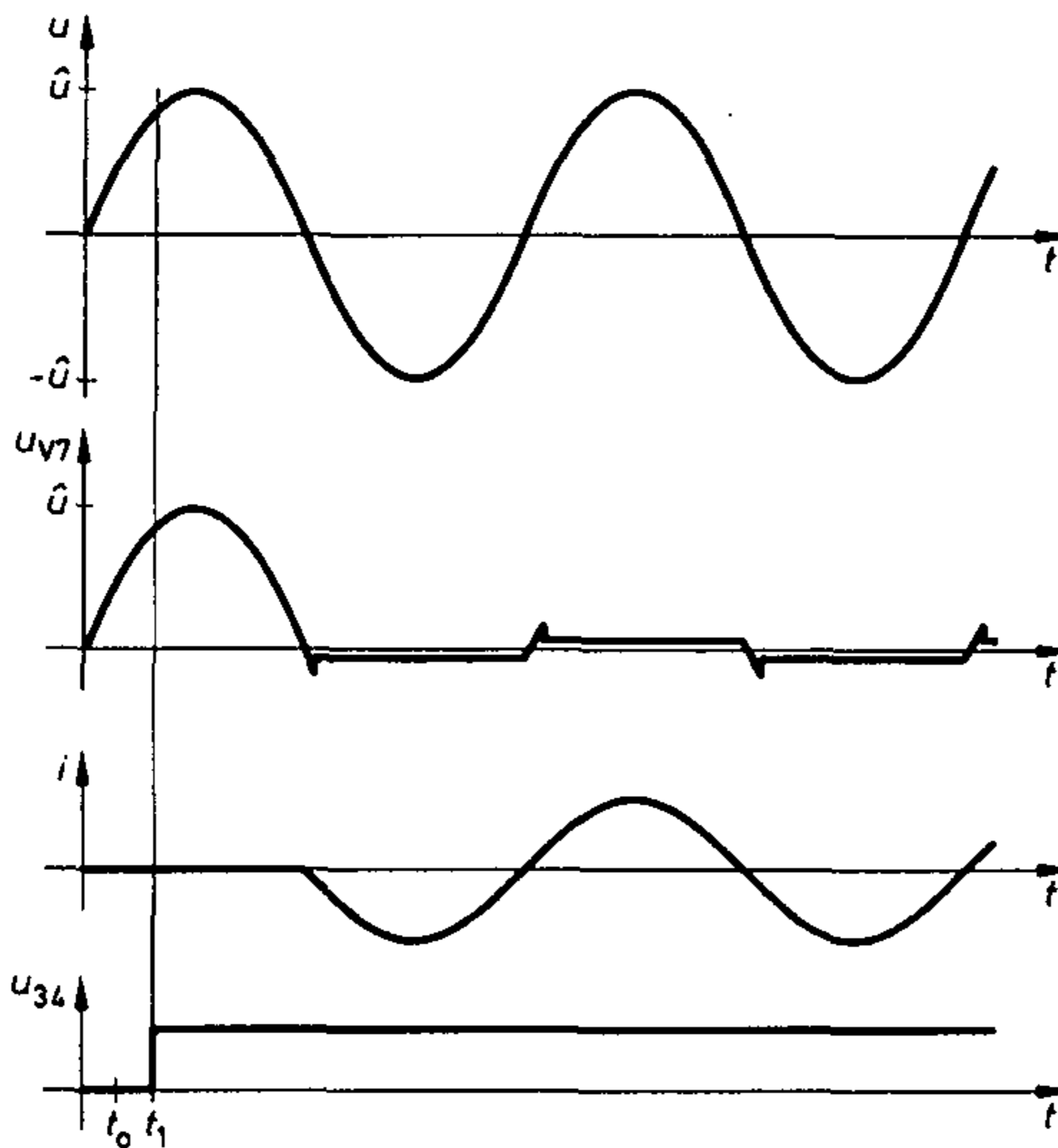


**Figura 2.44** Comportamiento de conmutación de un ELR en el rango de tensión cero

A continuación, describiremos la operación de este ELR después de la conexión a la red (**figura 2.44**). Mientras no se aplique la tensión de control a los terminales 3 y 4, el ELR está apagado. El LED V 2 no está energizado, y el fototransistor V 3 del optoacoplador no está conduciendo. La corriente de base ahora fluye a través de R 4, de manera que el transistor V 4 está conduciendo completamente. La sección de control del tiristor V 5 está cortocircuitada. El tiristor V 5 y el triac V 7 están consecuentemente en estado bloqueado, y solamente una pequeña corriente de apagado fluye a través de estas dos válvulas.

Si ahora se aplica una tensión de control entre 3 V y 30 V a los terminales 3 y 4 del ELR, el LED V 2 energizará y el fototransistor V 3 será disparado. Si, cuando se aplica la tensión de control, la tensión de red está en la vecindad del cruce por cero ( $0 \text{ V} \leq U \leq 30 \text{ V}$ ), V 4 permanecerá bloqueado, debido a que se ha seleccionado apropiadamente la relación del divisor de tensión. Entonces el tiristor auxiliar R 5 dispara al triac V 7 a través de R 5, el triac a su vez conecta la carga. La carga permanece conectada si se logra  $I_{\text{carga}} > I_H$  para la duración de la señal de control. Entonces existe solamente una tensión directa de  $U_T \leq 1,6 \text{ V}$  a través del ELR.

Si la aplicación de la tensión de control  $U_{\text{contr}}$  tiene lugar en un instante  $t_1$  (**figura 2.45**) en el cual la tensión de red  $U > 30 \text{ V}$ , el ELR permanecerá en estado de apagado hasta el próximo semiciclo. A causa del interruptor de tensión cero, el retardo al encendido puede ser tanto como la mitad de un ciclo, y se obtiene la secuencia de conmutación descrita a continuación.



**Figura 2.45** Comportamiento de conmutación de un ELR por encima del rango de tensión cero

En el instante  $t_1$ , el fototransistor V 3 es de hecho encendido, pero el transistor V 4 permanece conduciendo, debido a que su tensión de base es suficientemente alta. El tiristor V 5 y el triac V 7 están bloqueados, y la carga permanece desconectada.

En operación continua, sin embargo, el ELR y consecuentemente también la carga permanecen conectados, siempre que esté fluyendo una corriente de control. Se puede ver a partir de los diagramas de línea en las figuras 2.44 y 2.45, que el triac V 7 es redispuesto en cada semiciclo a través del interruptor de tensión cero del ELR.

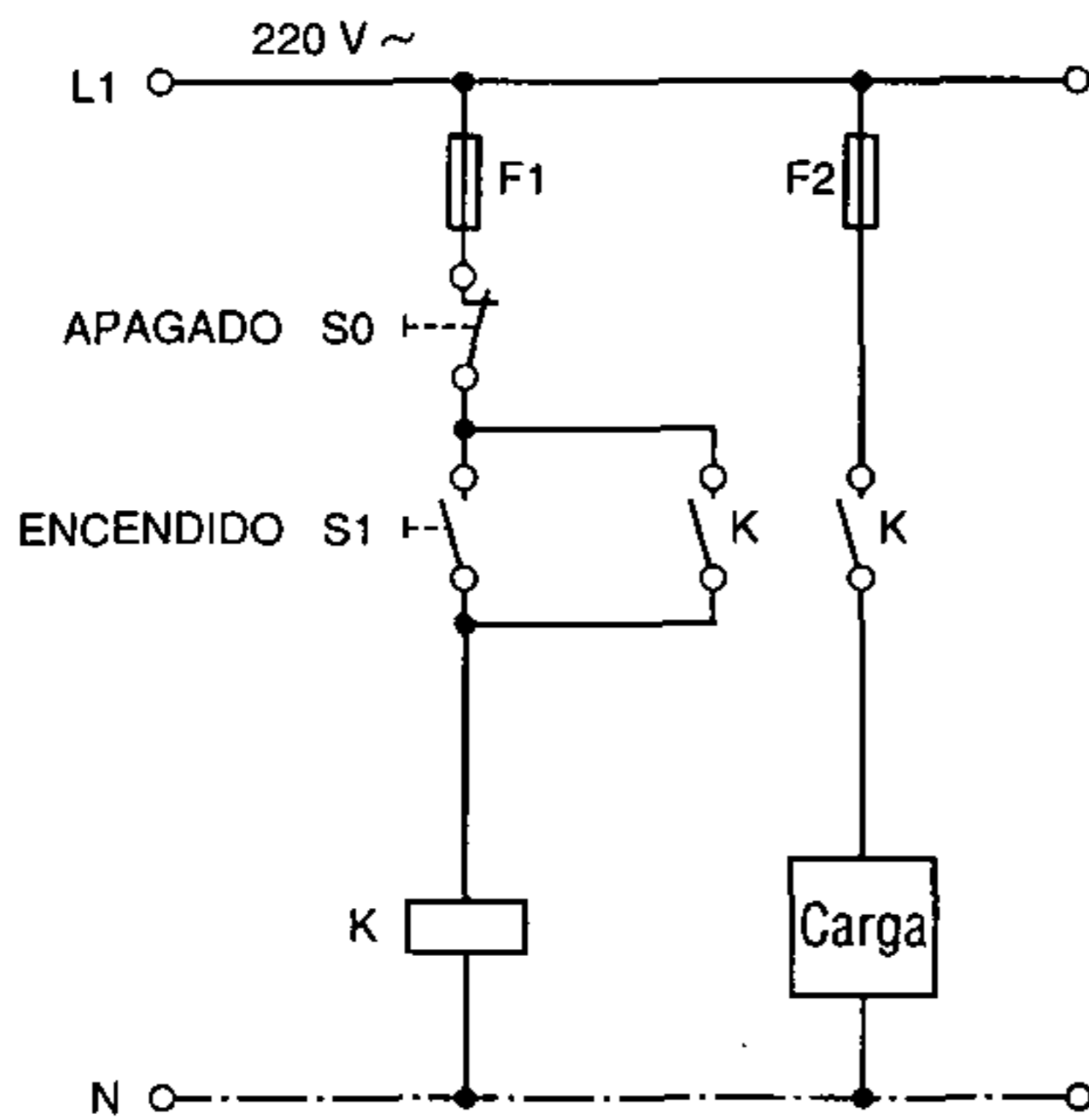
Después de que se ha desconectado la tensión de control, el triac no se dispara nuevamente en el próximo cruce por cero, y en consecuencia la carga se desconecta. Entonces solamente la muy pequeña corriente de apagado del triac aún fluye en el circuito de carga.

Un diodo V 1 está provisto en el circuito de control del ELR (figura 2.43). Su misión es proteger al LED contra polaridad incorrecta – los LEDs tienen una muy baja resistencia de ruptura por tensión inversa.

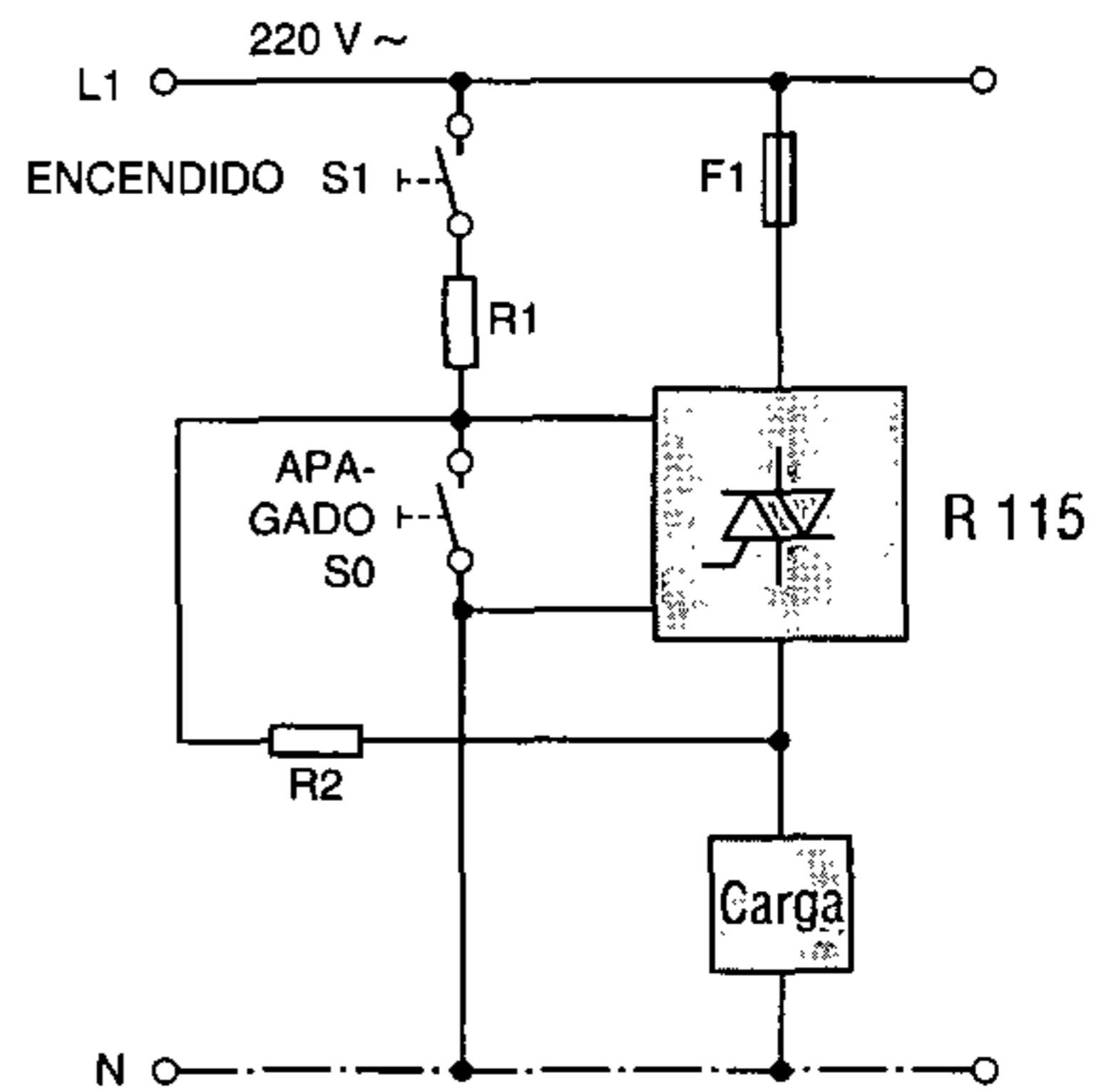
### 2.3.2.3 ELR en circuito de autoretención

Para facilitar al lector el cambio desde el contactor electromecánico al contactor electrónico, los términos de la ingeniería de control clásica se han tomado en cuenta en la ingeniería de control electrónico.

## 2 Interruptores electrónicos



**Figura 2.46** Contactor electromecánico con autoretención



**Figura 2.47** Contactor electrónico con autoretención

El término retenido es, por ejemplo, el familiar circuito de control de contactor que emplea pulsantes, «contactor con autoretención», como muestra la **figura 2.46**. El principio de este tipo de control ya se consideró en la sección 1.3.2.2, relacionado con el control de elemento de retención.

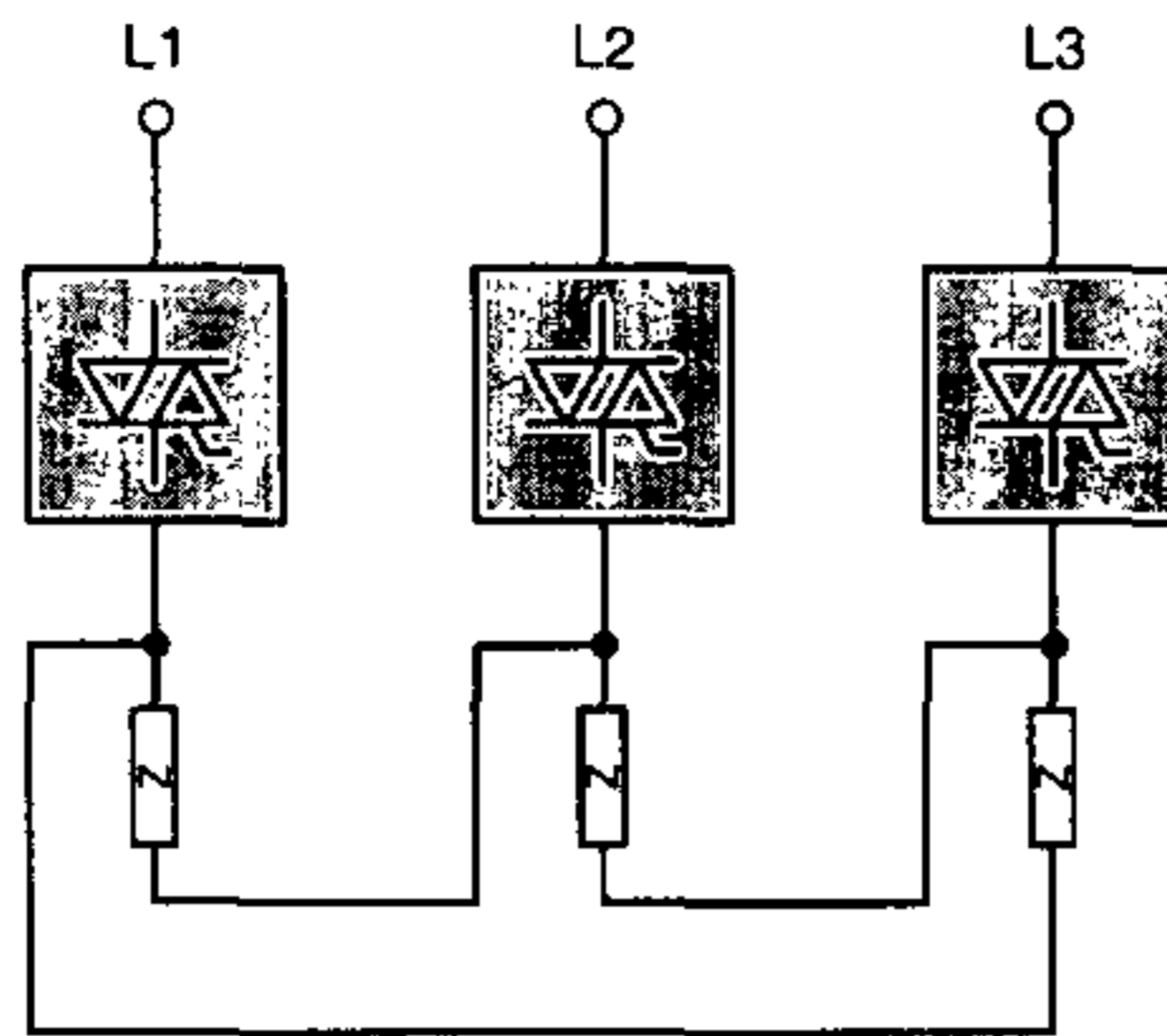
Si ahora se aplica el término «autoretención» a la electrónica de potencia, éste nuevamente significará que un ELR se enciende mediante un pulsante y se puede apagar nuevamente con otro pulsante. A diferencia del circuito de la figura 2.46, el disparo debería trabajar sin un contacto auxiliar. Por lo tanto en un circuito autoretenido como el de la **figura 2.47**, solamente se deberían utilizar los ELRs que tienen almacenador de energía en la entrada de control; entonces el almacenador de energía se hará cargo de la «función de autoretención». Después del pulso de ENCENDIDO, este almacenador de energía debe recibir y preparar suficiente energía de control para asegurar el disparo del ELR, el cual llega necesariamente luego de cada cruce por la tensión cero, sin un nuevo pulso de ENCENDIDO. La figura 2.47 muestra una sugerencia de circuito que incorpora al ELR R 115 (Brown Boveri). Cuando se opera el interruptor de APAGADO S 0, la energía de control presente en el almacenador de energía se reduce, y el ELR permanece apagado hasta que ocurra un pulso fresco de ENCENDIDO.

### 2.3.3 Interruptores trifásicos

#### 2.3.3.1 Generalidades

Un interruptor trifásico mecánico — también denominado interruptor de tres polos — consiste de tres contactos individuales, pero éstos se operan mediante un mecanismo común. En base de esta tecnología clásica de interruptores, un interruptor electrónico trifásico (**figura 2.48**) consiste en primera instancia de tres interruptores electrónicos de corriente alterna W 1. En este capítulo, solamente consideraremos sistemas trifásicos en los cuales estos grupos de interruptores también se conocen bajo la designación de «circuito bidireccional trifásico W 3».

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos



**Figura 2.48** Interruptor W 3 en modo de conmutación B, con carga conectada en delta

Además de la conexión en delta de cargas trifásicas, también es común la conexión en estrella. Debido a las peculiaridades de los interruptores electrónicos, se pueden diferenciar varios circuitos alternativos en este caso. Por ejemplo, en el caso de la conexión trifásica en estrella, una diferencia característica es si el neutro está o no conectado. Existe una clasificación adicional en modos de conmutación, de acuerdo al arreglo de los interruptores individuales.

#### **Modo de conmutación A:**

El interruptor W 1 está listo para ser utilizado, independientemente de los otros interruptores (interruptor de corriente alterna original).

#### **Modo de conmutación B:**

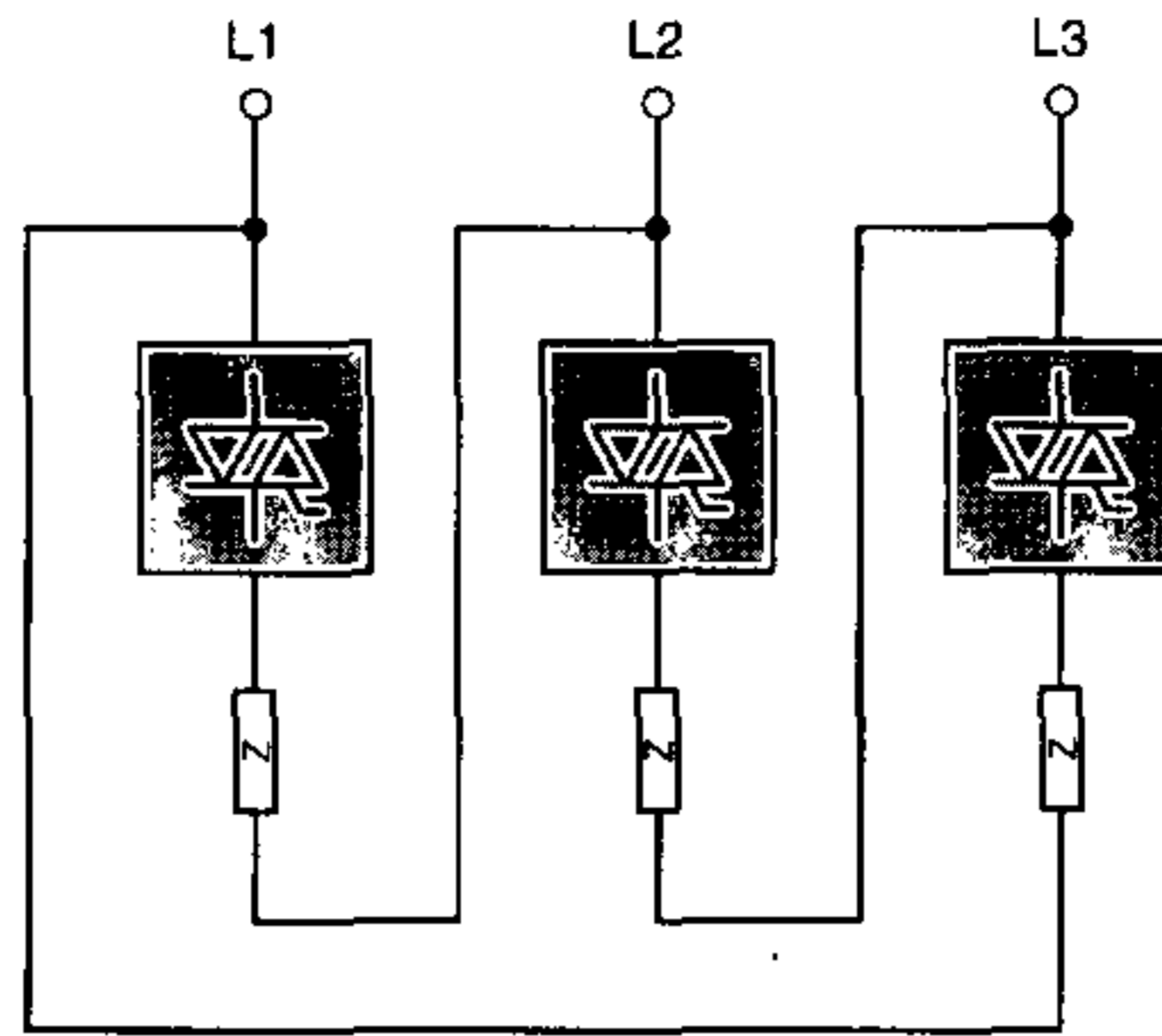
El interruptor W 1 sólo se puede disparar conjuntamente con al menos otro interruptor. Para una mejor vista global, ahora sería conveniente considerar el principio de los circuitos básicos más conocidos. Sin embargo, uno debe asegurarse que las tres impedancias de carga y los tres interruptores de corriente alterna sean idénticos unos con otros y consecuentemente sean intercambiables.

#### **2.3.3.2 Conexión delta**

En el modo de conmutación A, cada interruptor de corriente alterna trabaja completamente independiente de los otros interruptores. Como se puede ver en la **figura 2.49**, en este modo de conmutación, cada una de las tres cargas trifásicas se pueden poner individualmente en servicio por medio del interruptor de corriente alterna asociado. A partir de esto también es evidente que las impedancias de carga se operan con la *tensión de línea U*.

Contrastando con éste está el modo de conmutación B, el cual básicamente se reproduce en la figura 2.48. En este caso, la corriente de carga no puede fluir hasta que al menos dos de los tres interruptores de corriente alterna estén conduciendo.



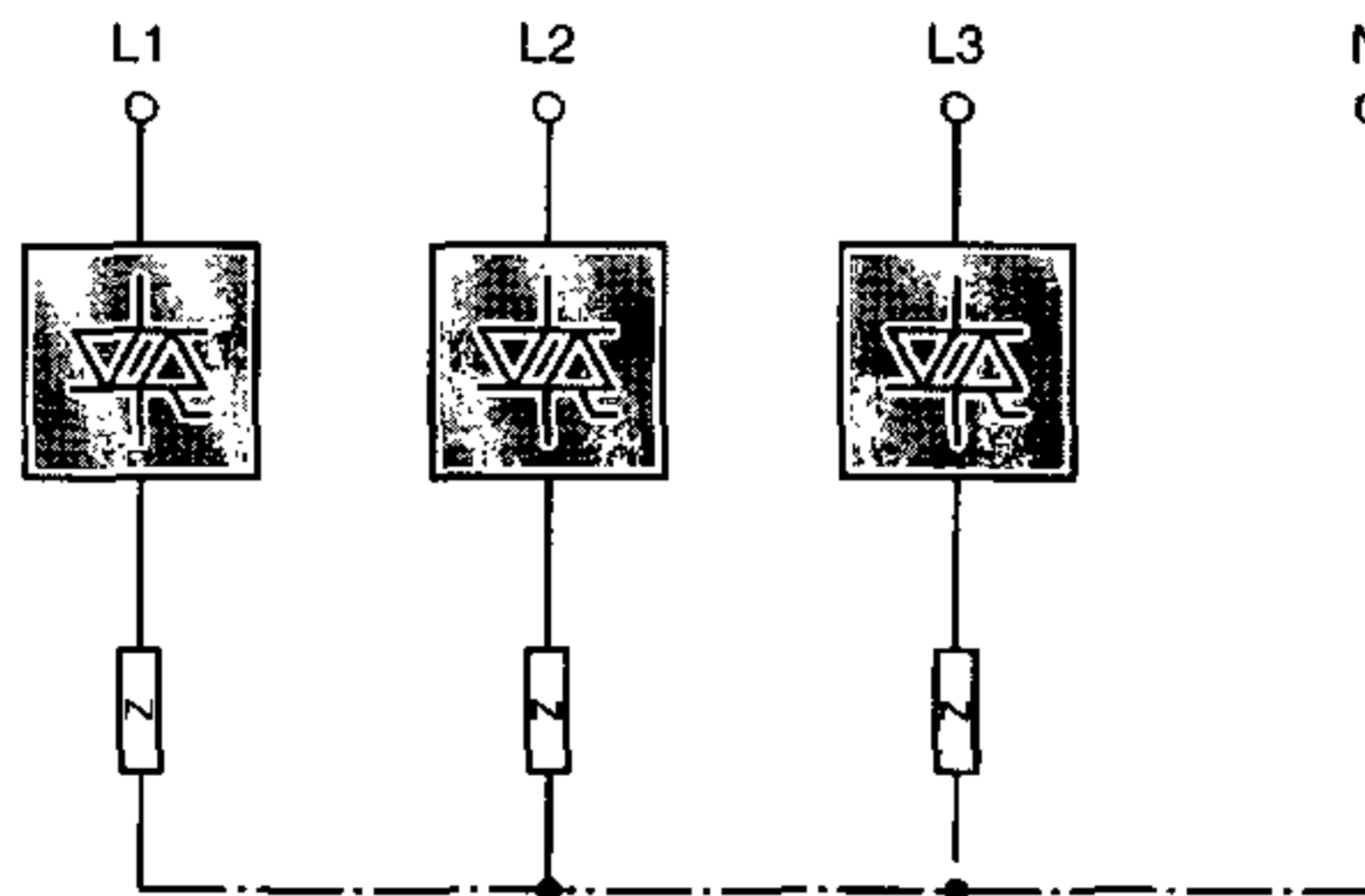


**Figura 2.49** Interruptor W 3 en modo de conmutación A, con carga conectada en delta

**2.3.3.3 Conexión estrella con conductor neutro**

En la **figura 2.50** se muestra otro circuito W 3, en el cual los subsistemas pueden trabajar independientemente uno de otro. En contraste al circuito de la sección 2.3.3.2, en este caso las cargas individuales se conectan a la tensión de fase  $U_{LN} = \frac{U}{\sqrt{3}}$ .

Una carga asimétrica en el sistema trifásico, tal como puede originarse por la conexión de los subsistemas, produce un esfuerzo relacionado con la corriente sobre el conductor neutro. Por lo tanto, esta variante solamente tiene aplicaciones limitadas.



**Figura 2.50** Interruptor W 3 en modo de conmutación A; carga conectada en estrella con conductor neutro

**2.3.3.4 Conexión estrella sin conductor neutro**

Cuando se tiene un circuito similar al de la **figura 2.51**, la capacidad de los interruptores de corriente alterna individuales depende directamente del estado de conmutación de los otros dos interruptores. Así, por ejemplo, el interruptor de la fase L 1 solamente se puede disparar cuando al menos otro interruptor está conduciendo simultáneamente. Esto asegura que se excedan las corrientes de retención de las válvulas respectivas y se obtiene una conductividad estable.

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

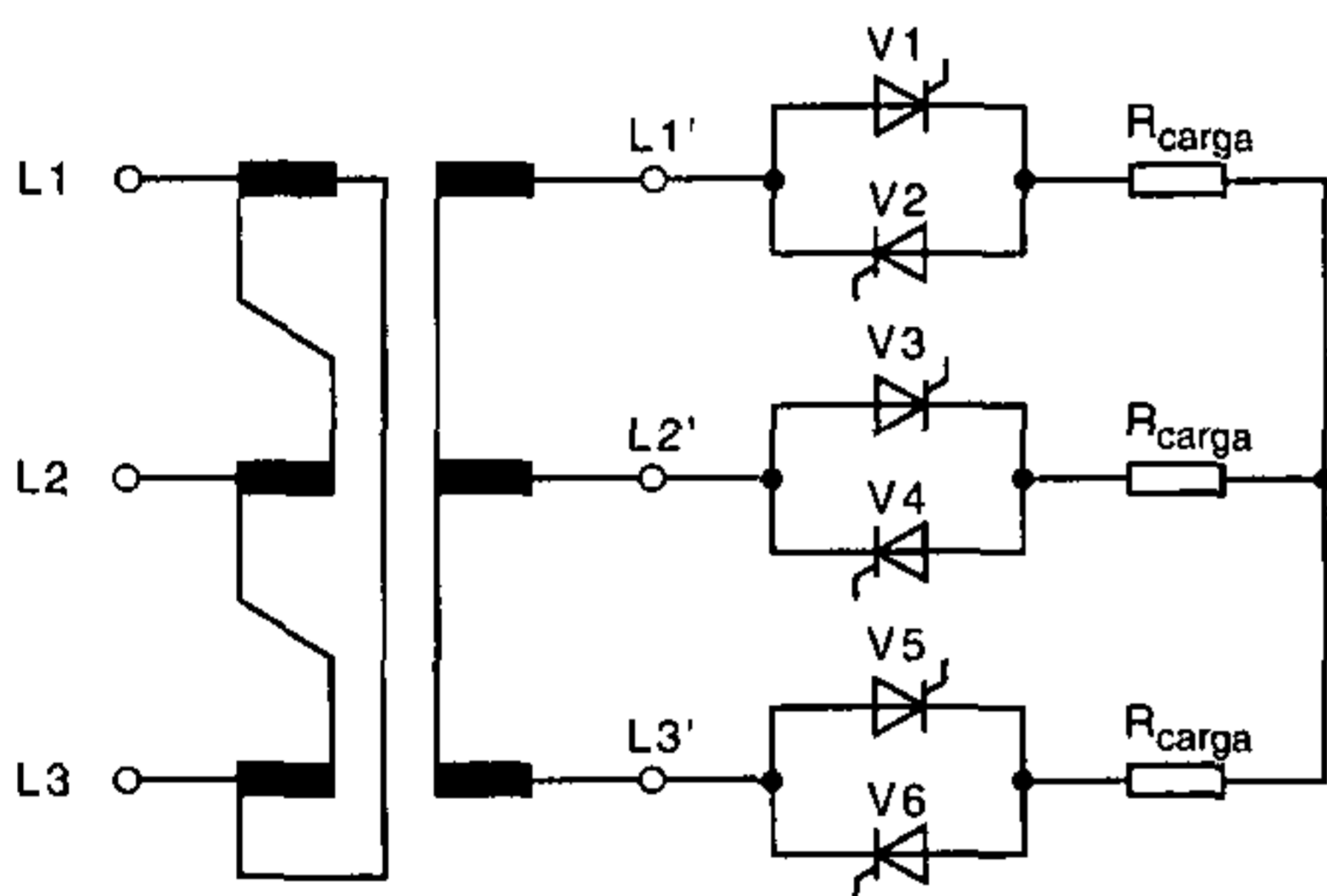
Para el modo de conmutación B existen básicamente las siguientes posibilidades:

#### Caso 1:

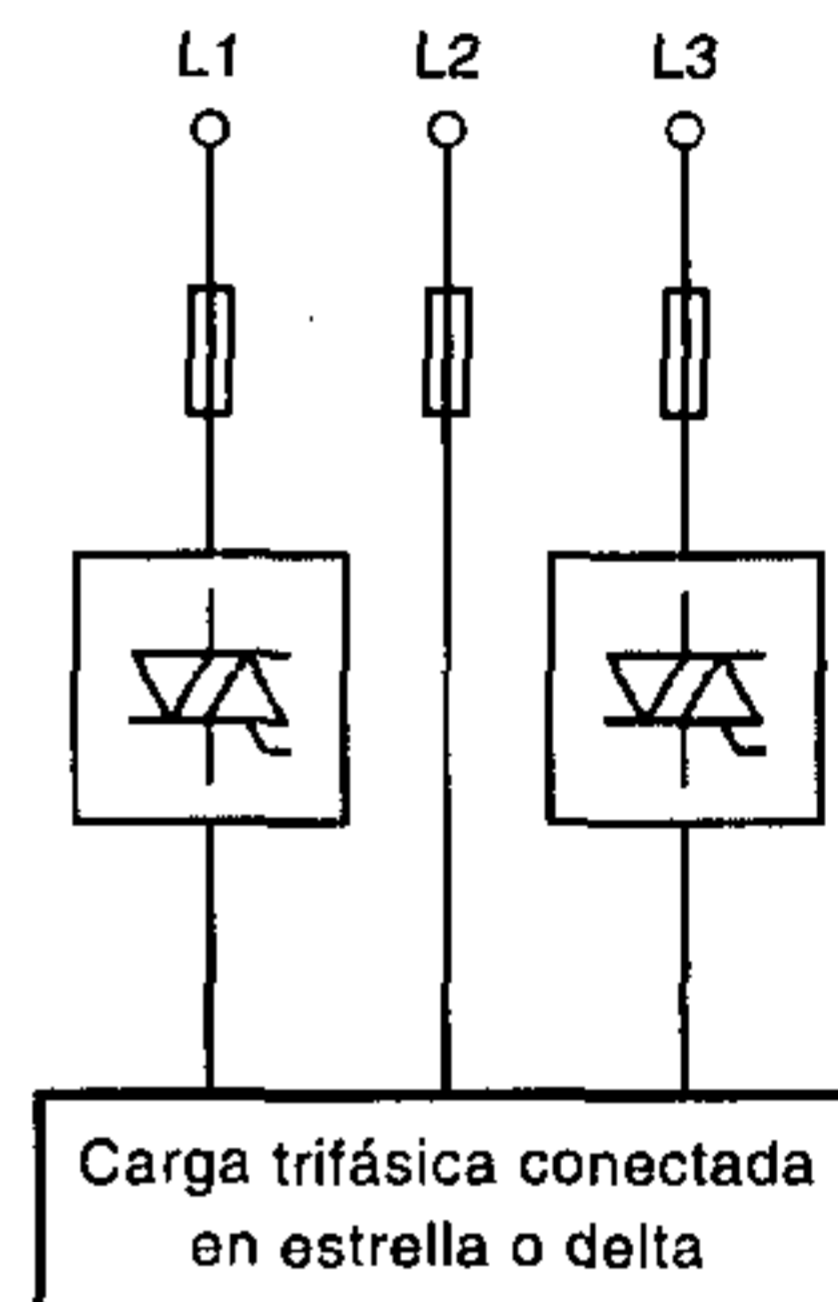
Dos interruptores, por ejemplo, los de la línea L 1 y la línea L 2 están conduciendo. Existe un circuito cerrado, y las impedancias Z 1 y Z 2 están conectadas en serie. La tensión de línea  $U_{L1 L2}$  se divide equitativamente entre Z 1 y Z 2.

#### Caso 2:

Todos los interruptores están conduciendo y, como en el «caso normal», las tres cargas trifásicas individuales están conectadas a la tensión de fase  $U_{LN} = \frac{U}{\sqrt{3}}$ .



**Figura 2.51** Interruptor W 3 con carga resistiva, conectada en estrella, sin conductor neutro, en modo de conmutación B



**Figura 2.52** Circuito económico W 3 con dos ELRs

#### 2.3.3.5 Interruptores trifásicos de reducido costo en interruptores (circuito económico trifásico)

Las condiciones de disparo del modo de conmutación B son frecuentemente muy problemáticas. Por ejemplo, un interruptor trifásico similar al de la figura 2.51 no se puede conectar a través de un interruptor de tensión cero, debido a que el cruce por cero de la tensión en las tres fases está desplazado en  $120^\circ$ . El hecho que, en modo de conmutación B, no sea posible un flujo de corriente sino hasta que existan dos interruptores conduciendo ha resultado en la práctica en solamente dos interruptores de corriente alterna que cada vez se utilizan más frecuentemente.

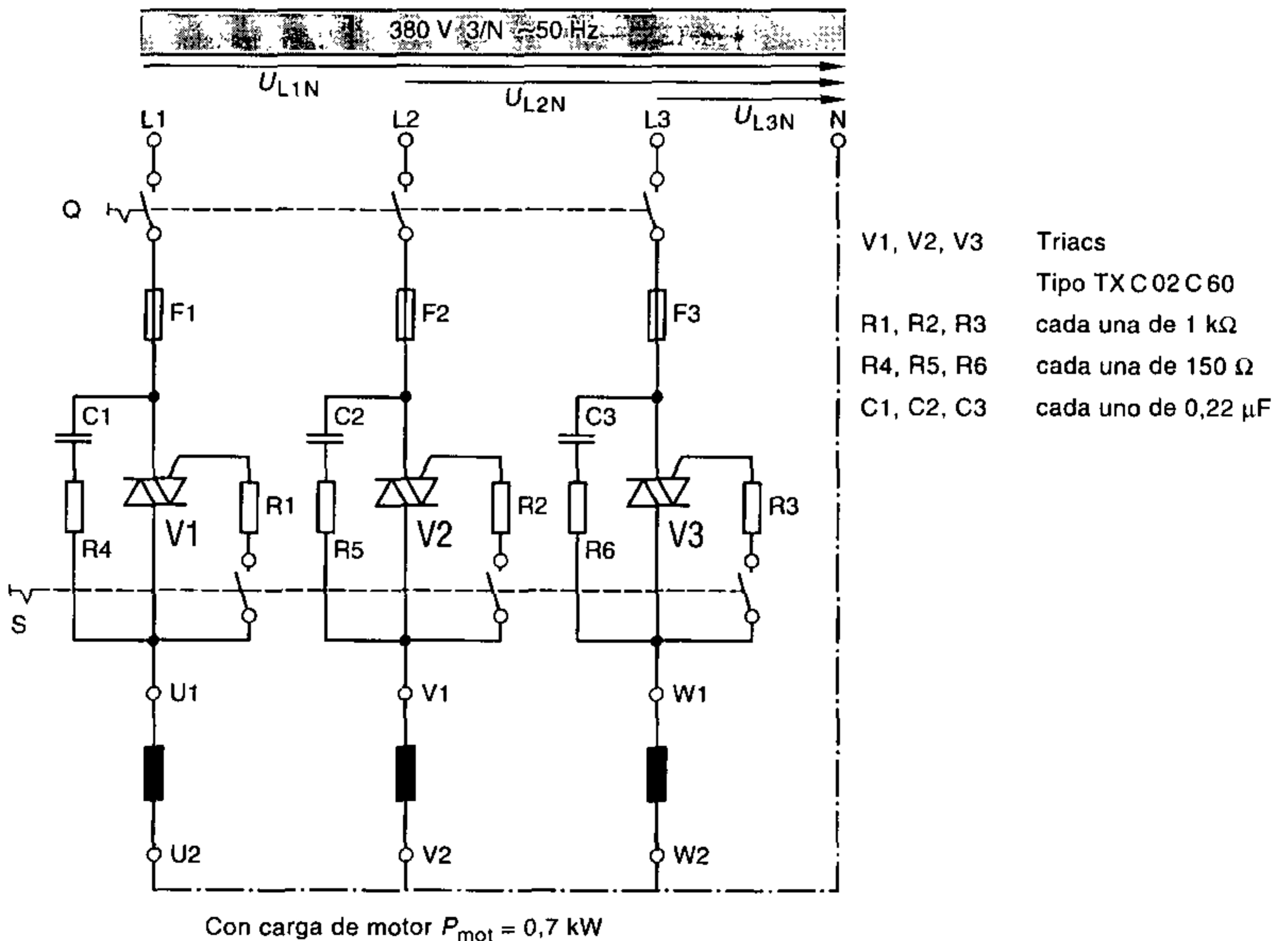
Tal circuito económico se muestra en la **figura 2.52**. Este asegura un trabajo perfecto, a pesar del reducido costo en interruptores. Con este sistema, también es indistinto si las tres impedancias de carga se conectan juntas en delta o en estrella. Por supuesto, con conexión en estrella no se debe conectar el conductor neutro.

### 2.3.4 Aplicaciones típicas

Las ventajas de los interruptores electrónicos de corriente alterna que ya han sido mencionadas han conducido hacia una amplia utilización de estos interruptores en la ingeniería trifásica. Particularmente en instalaciones trifásicas con alta frecuencia de conmutación o grandes corrientes, por ejemplo, cuando se conmutan motores o instalaciones de calefacción, los interruptores electrónicos se encuentran cada vez más. Debido al amplio rango de aplicaciones, presentaremos solamente algunos circuitos prácticos.

#### 2.3.4.1 Interruptores trifásicos con disparo de corriente alterna

La **figura 2.53** representa un interruptor trifásico para motores trifásicos con un consumo de potencia de hasta 0,7 kVA, junto con el diagrama de fasores asociado (**figura 2.54**). Los interruptores bidireccionales empleados son triacs del tipo TX C 02 C 60 (Siemens), que trabajan con disparo de tensión alterna. El modo de conmutación es el modo A, puesto que los triacs están colocados entre la fase y la carga. Estos se pueden disparar individualmente, debido a que está conectado el conductor neutro. Este simple interruptor electrónico trifásico se enciende y apaga con el interruptor S. Debido al diseño de las resistencias de gate, los triacs se disparan en un ángulo de fase de  $6^\circ$ , en el primer y tercer cuadrantes.



**Figura 2.53**

Interruptor trifásico de triac con disparo en corriente alterna; modo de conmutación A

2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

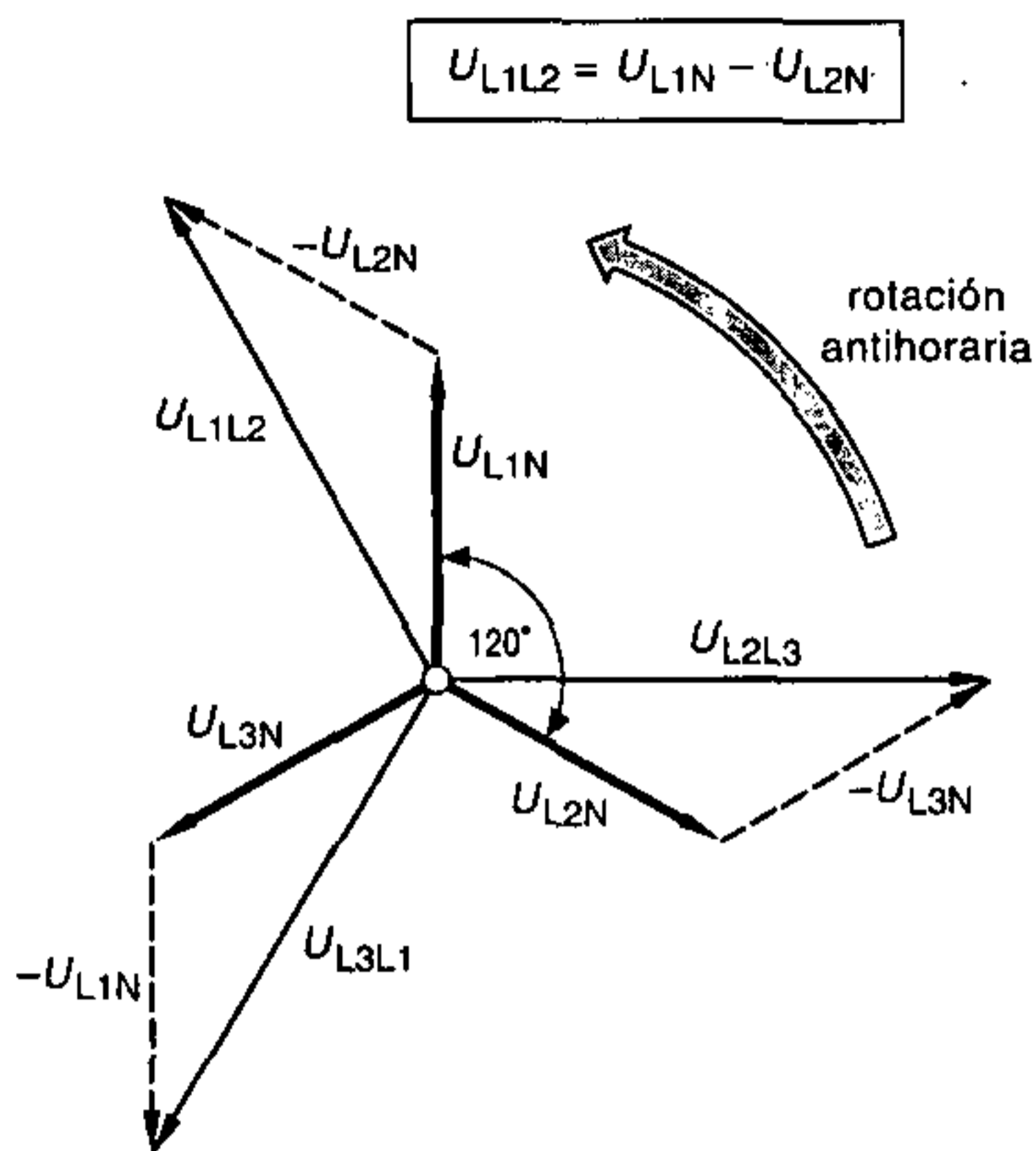


Figura 2.54 Diagrama de fasores de las tensiones de la figura 2.53

2.3.4.2 Interruptores trifásicos con disparo de tensión continua

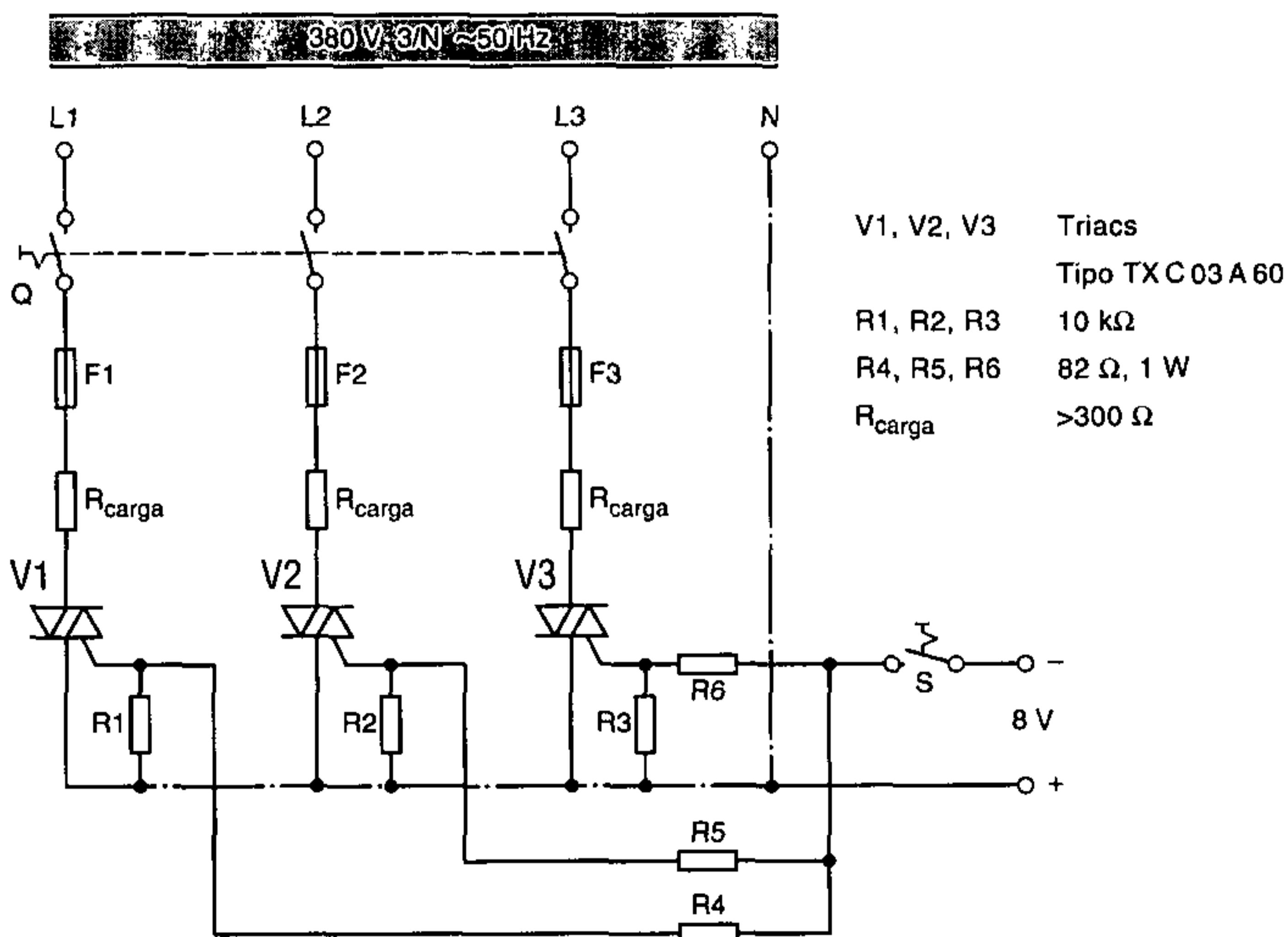
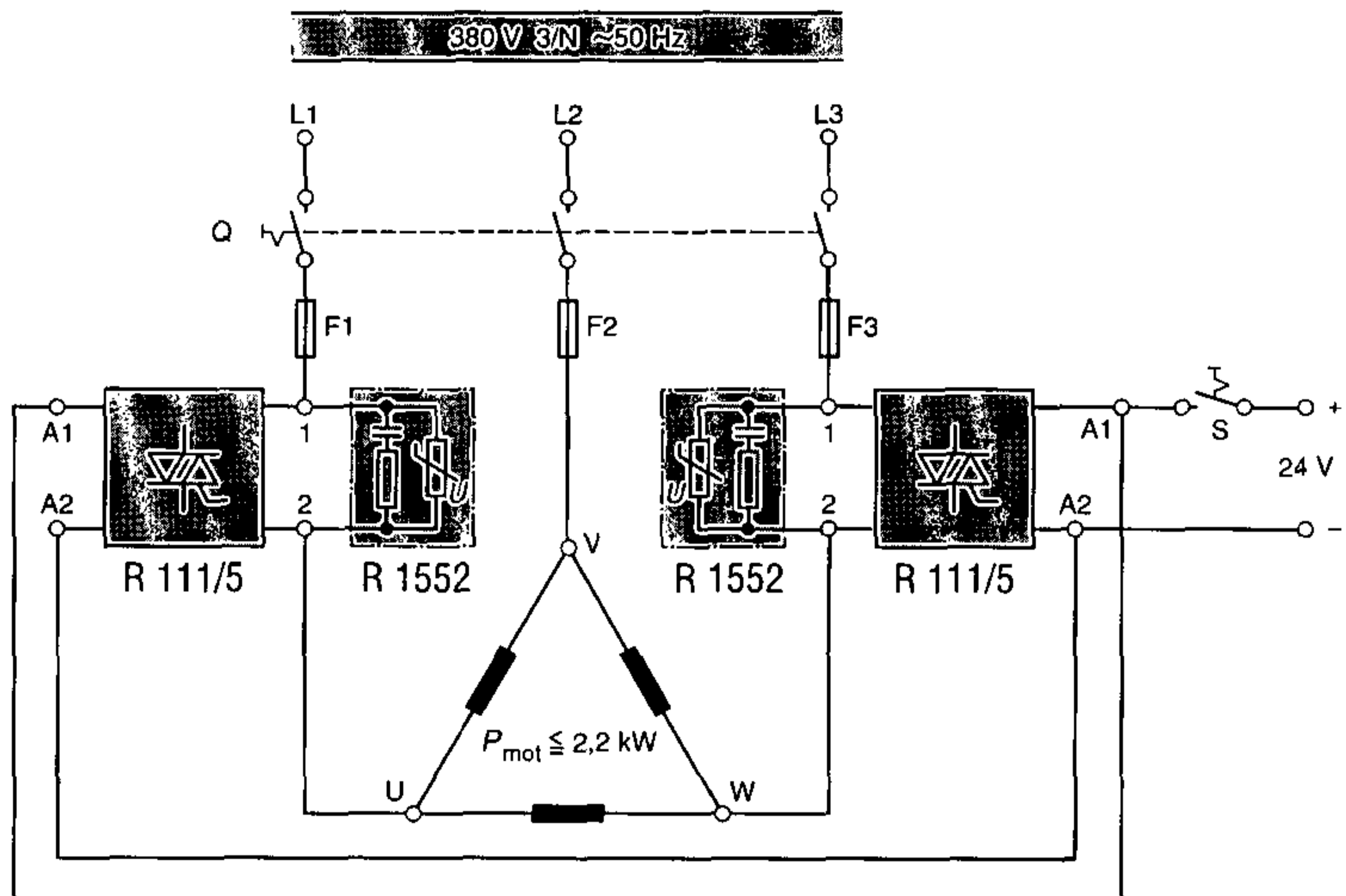


Figura 2.55 Interruptor trifásico de triac con disparo de tensión continua; modo de conmutación A

La **figura 2.55** muestra un interruptor trifásico controlado con corriente continua conectado a una carga resistiva. Debido a la disposición de los interruptores, todos los ánodos A 1 de los tres triacs se conectan al conductor neutro. Este punto de referencia común permite el control muy simple en corriente continua, con lo cual los triacs se disparan en el tercer y cuarto cuadrantes. Mediante el interruptor S se pueden conmutar los tres circuitos de disparo. Puesto que, en este caso, a diferencia del disparo de pulsos, los triacs son continuamente alimentados con disparos de corriente continua, éstos permanecen conduciendo hasta el cruce por cero real de la corriente de carga y no se apagan tan pronto como la corriente decae por debajo de la corriente de retención.

### 2.3.4.3 Interruptores trifásicos con ELR

La principal aplicación de los interruptores electrónicos trifásicos son los sistemas de control de motores. La **figura 2.56** representa un sistema de control de motores para operación unidireccional, construido con relés electrónicos de carga del tipo R 111/5 (Brown Boveri) (**figura 2.57**). El sistema es apropiado para motores con un consumo de potencia de hasta 2,2 kW.



**Figura 2.56** Circuito económico W 3 con ELR, y motor trifásico para operación unidireccional

Los datos técnicos del ELR R 111/5 utilizado son los siguientes:

#### Valores de salida

Tensión de operación nominal $U$	380 V
Rango de tensión de operación	100 ... 420 V
Corriente de operación nominal	10 A
Corriente de operación nominal sin enfriamiento	5 A

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

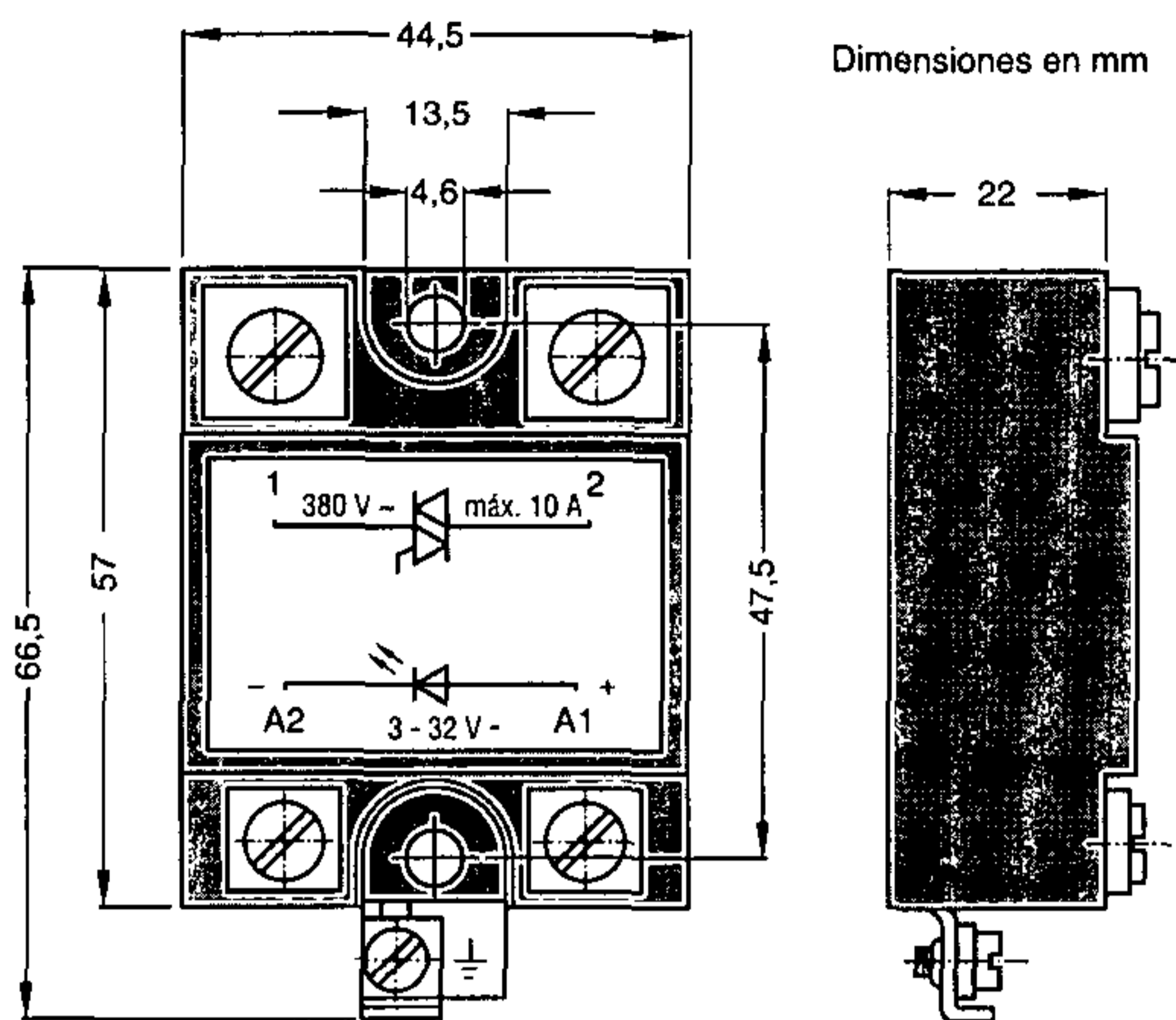


Figura 2.57 Esquema de dimensiones del ELR Tipo R 111/5

Sobrecorriente, 10 ms	150 A
Integral de carga límite, 10 ms	195 A <sup>2</sup> s
Tensión pico inversa periódica	1600 V
Máx. caída de tensión	≤ 3,2 V
Máx. corriente residual	≤ 8 mA
Corriente de retención	50 mA
Velocidad de subida de tensión $\frac{du}{dt}$	≥ 200 V/μs

#### Valores de entrada

Rango de tensión de control	3 a 32 V—
Máx. señal baja	1 V
Corriente de control	3 a 32 mA
Impedancia de entrada	1 kΩ
Retardo de respuesta	≤ 10 ms
Tensión de aislamiento entrada/salida	250 V <sub>ef</sub>
Tensión de aislamiento en relación a la base	2500 V <sub>ef</sub>
Rango de la temperatura ambiente	-25 a +70 °C

Debido a la conexión directa entre la línea L 2 y el motor, cada uno de los dos relés de carga pueden actuar como interruptor de tensión cero.

El interruptor Q de la figura 2.56 se utiliza para aislar eléctricamente al impulsor de la red, esto permite ejecutar el trabajo necesario de reemplazo o de mantenimiento en caso de fallas.

La protección combinada R 1552 consiste de un varistor con un elemento RC conectado en paralelo. El varistor de óxido de zinc BOV 420 S 20 K (Brown Boveri) es el respon-

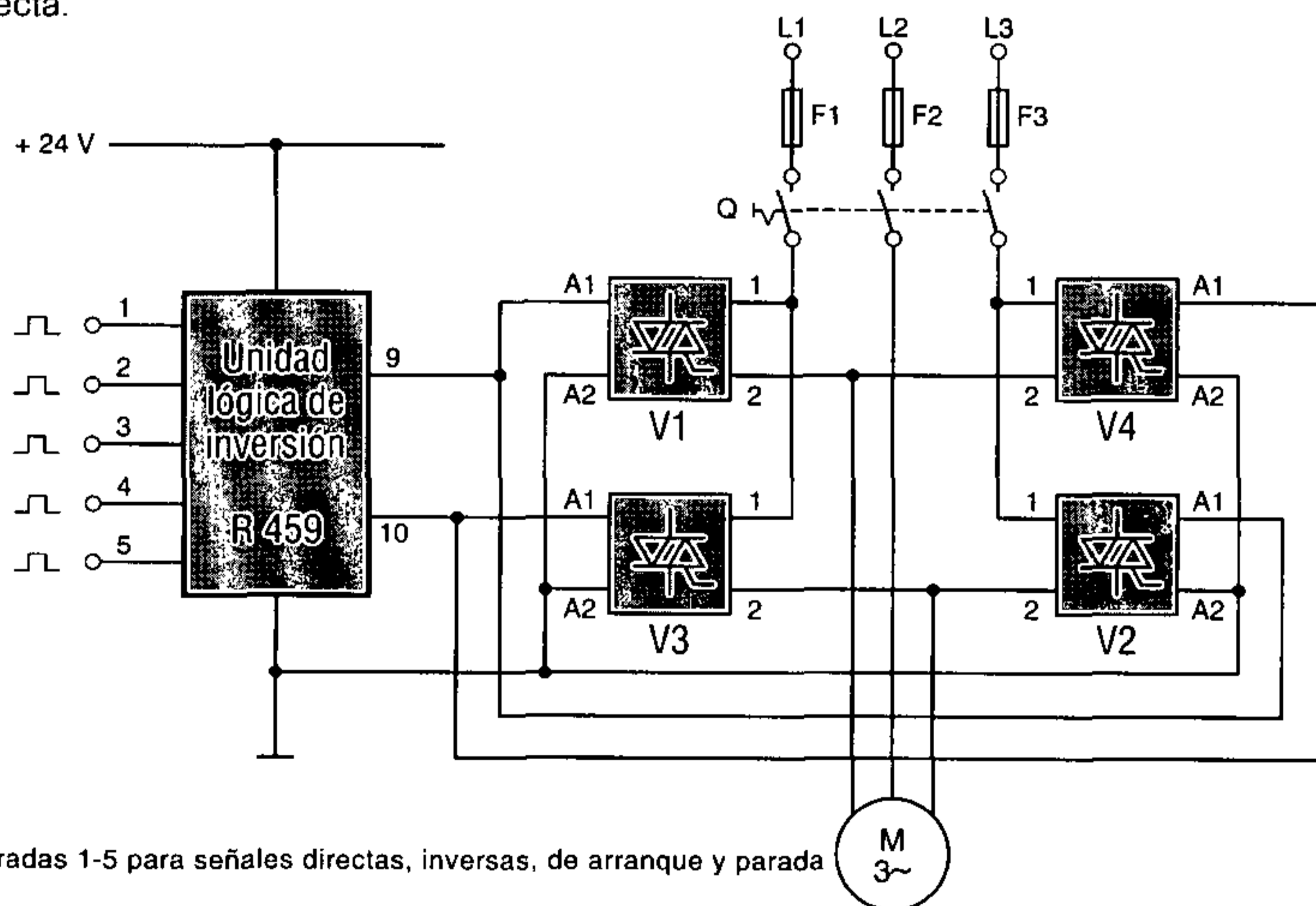
sable de limitar los picos de tensión que ocurren, mientras que el elemento RC ( $R = 47 \Omega/2 W$  y  $C = 0,1 \mu F/400 V$ ) reduce la velocidad de incremento de tensión  $\frac{du}{dt}$ . Además, el elemento RC actúa como circuito de protección (circuito AHS).

### 2.3.4.4 Circuito con contactor electrónico de inversión

La inversión de dirección de los motores trifásicos se efectúa mediante el intercambio de dos conductores (fases). Esta operación de inversión se encuentra frecuentemente, por ejemplo, en máquinas herramientas y maquinaria de producción y generalmente se ejecuta empleando un circuito con contactor. Si los motores se invierten con gran frecuencia, la operación de inversión demanda muchos requerimientos respecto a la vida de servicio eléctrico y mecánico de los contactores empleados. Esto resulta en mantenimiento frecuente y trabajo de reparación. El uso de un sistema electrónico de control con contactor de inversión, por otra parte, asegura el servicio libre de desgaste y libre de mantenimiento.

El principio de construcción del circuito (**figura 2.58**) es exactamente el mismo como el de un circuito con contactor de inversión que emplea contactores mecánicos. Cuando se utilizan ELRs las entradas de control también están entrelazadas y se conmutan dos de las tres fases del motor.

Sin embargo, cuando se opera un sistema de control de inversión construido con ELRs, no es posible invertir la dirección de rotación sin el uso adicional de elementos de tiempo entrelazados. Debido a que un tiristor o triac que ha sido disparado continúa conduciendo por hasta 10 ms, podría ocurrir un cortocircuito de fase con conmutación directa.

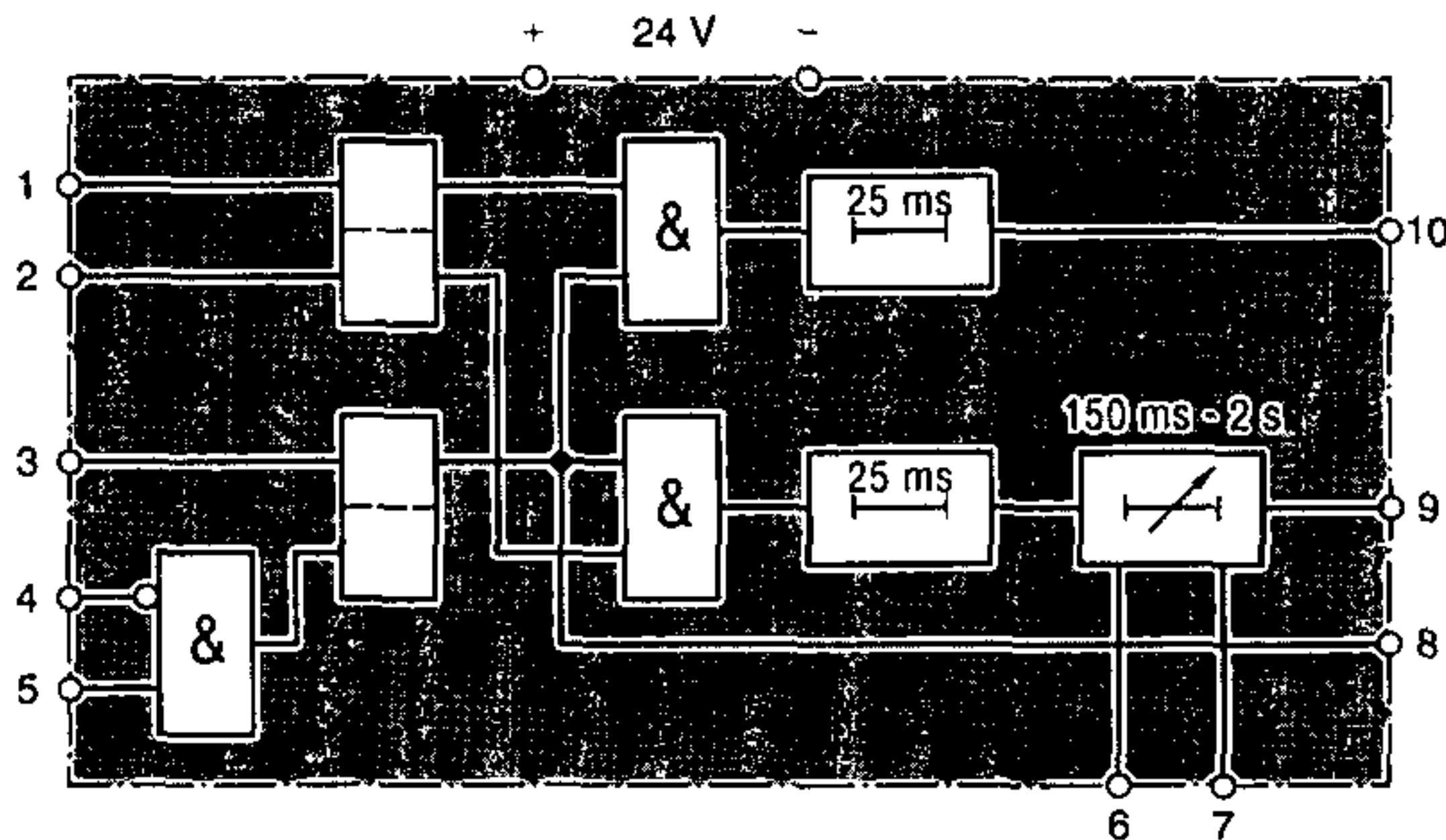


Entradas 1-5 para señales directas, inversas, de arranque y parada

**Figura 2.58** Circuito con contactor electrónico de inversión

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

Esto resultaría en una respuesta inmediata del equipo de protección. Por lo tanto, se utiliza una unidad lógica de inversión para entrelazar a los ELRs. Esta incorpora todas las funciones de la ingeniería de control requeridas para inversión de rotación libre de problemas. En las **figuras 2.58 y 2.59** se reproduce la unidad lógica de inversión R 459 (Brown Boveri). Esta trabaja como sigue:



**Figura 2.59** Circuito básico de la unidad lógica de inversión R 459

Las señales de inversión se producen mediante transductores mecánicos o inductivos y se conmutan hacia las entradas 1 y 2. Debido al almacenamiento de estas señales horarias y antihorarias, la dirección de trabajo del impulsor permanece aplicada a las entradas 9 y 10 hasta el siguiente pulso de inversión. Con el objeto de prevenir un cortocircuito de fase, se deben proveer en las trayectorias de señal de las dos salidas elementos de retardo con tiempo de retardo  $t_{ret} = 25 \text{ ms}$ . Con el potenciómetro de la línea del terminal de salida 9, es posible ajustar un tiempo de espera desde 0,2 hasta 2 s. Sin embargo, este elemento temporizador puede dejarse fuera de uso mediante la conexión de un puente entre los terminales 6 y 7.

Un prerequisite para la ejecución de la función anterior es ajustar una memoria de habilitación. El terminal 3 actúa como la entrada de ajuste y el terminal 5 como la entrada de borrado. Conectando los terminales 3 y 4, la prioridad de borrado puede cambiarse a prioridad de ajuste. Para propósitos de control la salida de esta memoria de habilitación se conduce hacia el terminal 8.

Los datos técnicos de la unidad lógica de inversión R 459 son los siguientes:

#### Datos eléctricos

Consumo de corriente:

Estado de reposo	20 mA
Ajuste de memoria	40 mA + corriente de salida
Señal de entrada (todas las entradas)	$\geq 1,3 \text{ mA}$

Capacidad de carga de salida en 9 y 10	200 mA
en 8	25 mA



## 2 Interruptores electrónicos

Tiempos de retardo (típicos):

Retardo de ajuste de memoria	8 ms
Retardo de borrado de memoria	2,5 ms
Retardo de inversión	25 ms
Intervalo de tiempo (ajustable)	200 a 2000 ms
Tensión de alimentación	24 V –
Tolerancia	± 30 %
Factor de rizo permisible	≤ 5 %

### Datos mecánicos

Cápsula	Cápsula plástica para fijar a carril 35 según DIN 46 277, hoja 3
Dimensiones (W × H × D)	20 × 88 × 102 mm
Terminales	2,8 mm enchufe plano
Rango de temperatura de operación	– 25 ... + 70 °C
Peso	0,110 kg

### 2.3.5 Indicaciones de diseño

Para la utilización práctica de los interruptores electrónicos trifásicos y de corriente alterna se necesita tomar en cuenta una serie de condiciones límite. Aquí pretendemos presentar éstas de una manera general. Sin embargo, por medio de un ejemplo, todas las curvas características y valores límite se relacionarán al ELR R 111/5, el cual ha sido frecuentemente mencionado.

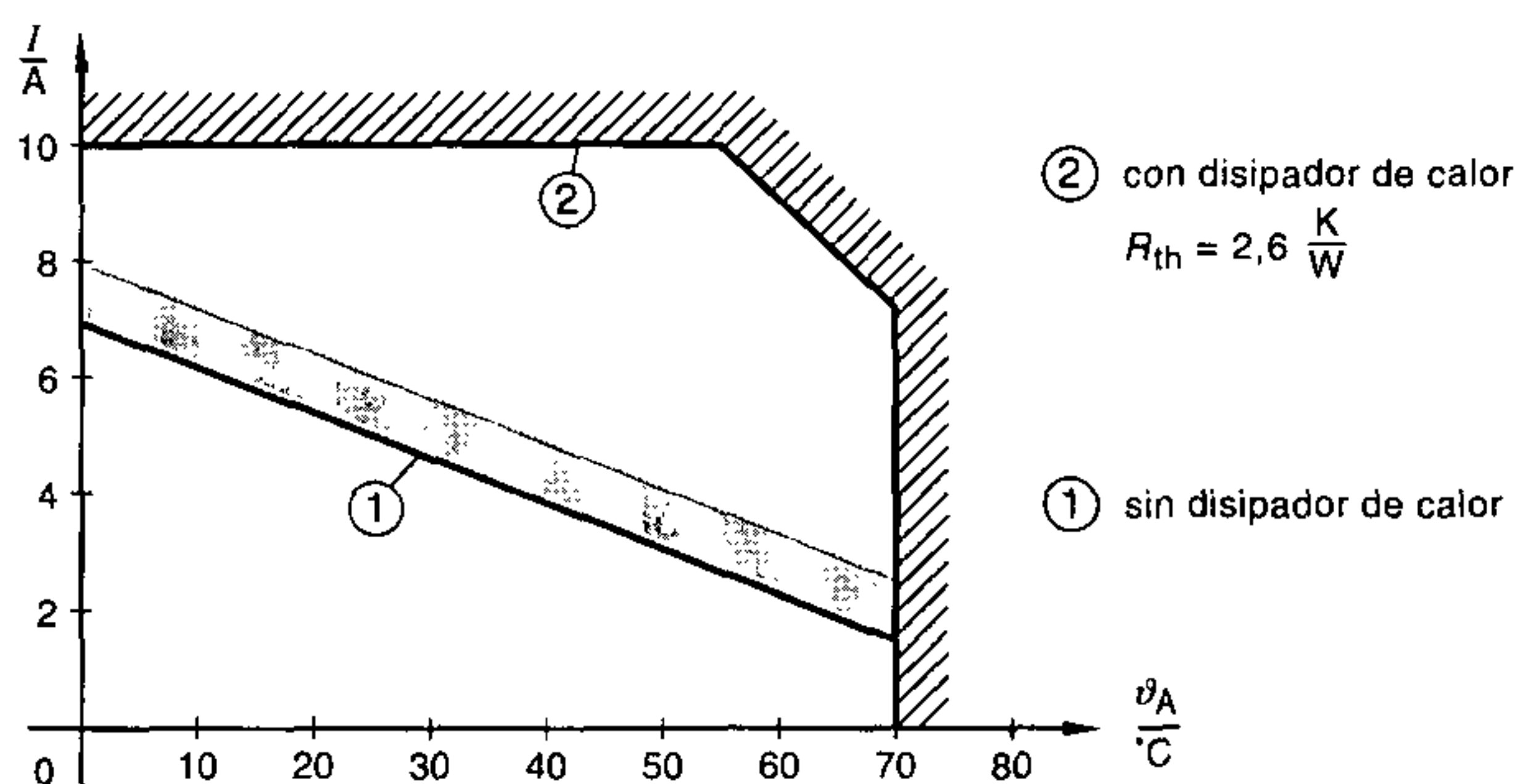


Figura 2.60 Curvas de reducción del ELR R 111/5

#### 2.3.5.1 Aumento de temperatura y enfriamiento

La caída de tensión a través de los dos terminales de un interruptor electrónico, mientras está conduciendo, es de 1,2 V a 1,6 V y, por lo tanto, es aproximadamente 20 veces mayor que la de un interruptor mecánico. El producto de esta caída de tensión y de la corriente de carga es la pérdida de potencia del interruptor electrónico transformada en energía térmica.

### 2.3 Interruptores de corriente alterna y trifásicos

Cuando se opera con inductancias, la carga térmica del interruptor de semiconductor depende principalmente de los picos de corriente de encendido y de la frecuencia de conmutación. Las corrientes nominales con este tipo de operación usualmente son tan pequeñas que no necesitan ser tomadas en cuenta cuando se diseñan los disipadores de calor. En el caso de calefactores y cargas de lámparas, por otra parte, no se deben sobrepasar las corrientes nominales permisibles.

#### 2.3.5.2 Capacidad de carga

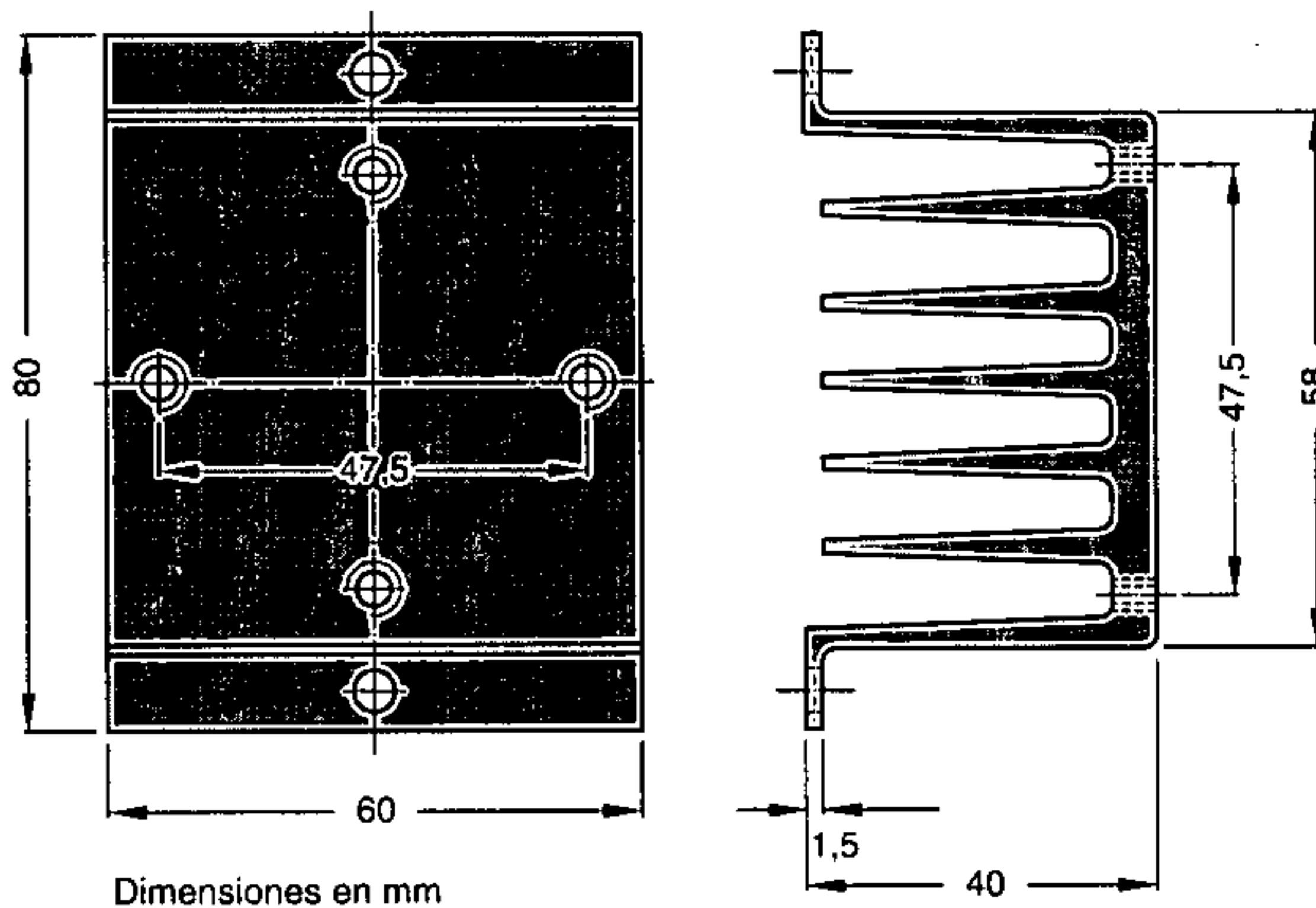
En la figura 2.60 se reproduce la curva de reducción 2 para el ELR R 111/5. A partir de la curva, es posible leer la corriente de operación permisible para temperaturas ambiente entre 0 °C y +70 °C, cuando se utiliza un disipador de calor con  $R_{th} = 2,6 \frac{K}{W}$ .

La curva 1 es la curva límite, hasta donde es posible operar sin disipadores de calor. Los puntos de operación sobre esta curva límite son permisibles únicamente con enfriamiento apropiado.

Una placa de montaje plana hecha de láminas de acero o aluminio es tan apropiada para enfriamiento como lo es un disipador de calor de perfil de aluminio.

Luego de aplicar una fina capa de un compuesto de transferencia de calor, el disipador es firmemente atornillado a la base. Entonces se aplicarán los valores de las curvas de reducción asociadas.

La **figura 2.61** da las dimensiones de un disipador de calor con  $R_{th} = 2,6 \frac{K}{W}$ .



**Figura 2.61** Esquema de dimensiones de un disipador de calor con  $R_{th} = 2,6 \frac{K}{W}$

#### 2.3.5.3 Sobrecorriente y protección contra cortocircuito

El dimensionamiento de los dispositivos de protección apropiados se rige por la curva característica de corriente límite y la denominada integral de carga límite  $\int i^2 dt$  del semiconductor de potencia utilizado en el ELR.

Como se explicó en la sección 2.2, la protección de rectificadores de silicio es posible tanto con fusibles de actuación superrápida e interruptores de potencia miniatura, así como también con fusibles de actuación rápida adecuados.

En el caso de una carga parcial, se debe utilizar un fusible apropiado para la carga, el cual tenga una curva característica de disparo con un espaciamento tan grande como sea posible en relación a la curva característica de corriente límite del ELR empleado. Particularmente con cargas inductivas y especialmente con motores y transformadores, puede suceder que los fusibles de actuación superrápida o automáticos acoplados a la corriente de operación se disparen como resultado de una corriente de encendido muy alta. En este caso, se debe proveer un nivel de protección más alto o solamente se deben utilizar fusibles de actuación rápida o incluso fusibles de retraso de tiempo medio, en lugar de fusibles de actuación superrápida. Sin embargo, en estos casos es esencial comprobar que la curva característica de corriente límite del fusible está siempre por debajo de la curva característica de corriente límite de la válvula que está siendo protegida.

### 2.3.5.4 Selección de fusibles

La base de dimensionamiento para la protección de ELRs debe ser la corriente de operación que realmente fluye. La protección más confiable la proveen los fusibles de actuación superrápida (FF o Silized) listados en la **figura 2.62**, que tienen la corriente nominal más baja posible.

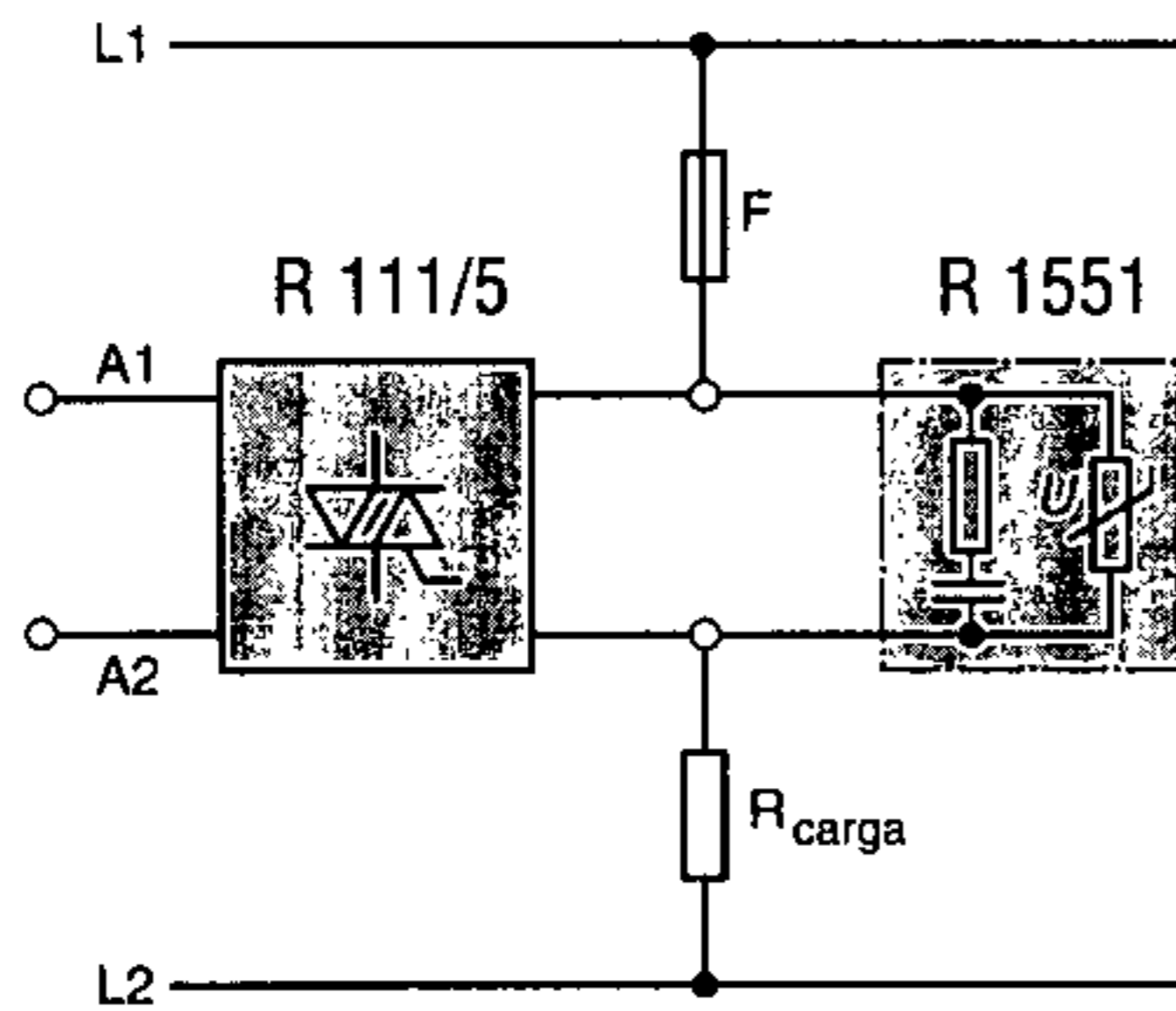
Corriente nominal del aparato	Tensión nominal $U \leq 220\text{ V}$			Tensión nominal $U \leq 380\text{ V}$		
	Corriente nominal del fusible	Tipo de fusible	Abastecedor	Corriente nominal del fusible	Tipo de fusible	Abastecedor
5 A	2 A	Neozed Do 1	Lindner	2 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
	2 A	F/D-E 16	Lindner	2,5 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
	2 A	F/D-E 27	Lindner	3,15 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
	2 A	S 211 Z 2	BBC	4 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
	2 A	F 5 x 20	Wickmann	5 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
	4 A	S 211 Z 4	BBC	2 A	Neozed Do 1	Lindner
	2 A	FF 5 x 20	Wickmann	2 A	F/D-E 16	Lindner
	2,5 A	FF 5 x 20	Wickmann	2 A	F/D-E 27	Lindner
	3,15 A	FF 5 x 20	Wickmann	2 A	S 213 Z 2	BBC
	4 A	FF 5 x 20	Wickmann	4 A	S 213 Z 4	BBC
	5 A	FF 5 x 20	Wickmann			
	8-10 A	4 A	F/D-E 16	Lindner	4 A	Neozed Do 1
4 A		F/D-E 27	Lindner	4 A	F/D-E 16	Lindner
6 A		F/D-E 16	Lindner	4 A	F/D-E 27	Lindner
6 A		F/D-E 27	Lindner	6 A	S 213 Z 6	BBC
6 A		FF 5 x 20	Wickmann	6,3 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
4 A		Neozed Do 1	Lindner	8 A	FF 6,3 x 32	Wickmann
6 A		S 211 Z 6	BBC	6 A	S 213 Z 6	BBC
8 A		FF 5 x 20	Wickmann			
25 A	20 A	Silized	Siemens	16 A	Silized	Siemens
	25 A	Silized	Siemens	20 A	Silized	Siemens

**Figura 2.62** Protección recomendada de convertidores de potencia

### 2.3.5.5 Protección contra sobretensión

Las sobretensiones (vea la sección 2.2) pueden ocurrir en cualquier sistema, especialmente en instalaciones industriales. La amplitud y duración de las tensiones de perturbación dependerán de la fuente de perturbación, por ejemplo bobinas de contactor e imanes de frenado, de la impedancia de los conductores y de los acoplamientos involuntarios entre conductores del sistema y líneas de control.

El máximo valor eficaz permisible de la tensión de operación nominal está establecido para todos los ELRs. Estos ELRs todavía trabajan confiablemente con sobretensiones que no excedan el 50 % del valor instantáneo de la tensión de operación de red permisible. Las sobretensiones mayores que ocurren en el sistema pueden, como resultado del disparo involuntario, causar el malfuncionamiento del ELR e inclusive destruirlo. Con el objeto de implementar medidas de protección apropiadas (vea también la **figura 2.63**), en la documentación de los fabricantes generalmente también se indican los elementos de circuito apropiados para los ELRs.



**Figura 2.63** ELR R 111/5 con protección combinada de sobretensión R 1551

## 2.4 Interruptores de corriente continua

### 2.4.1 Generalidades

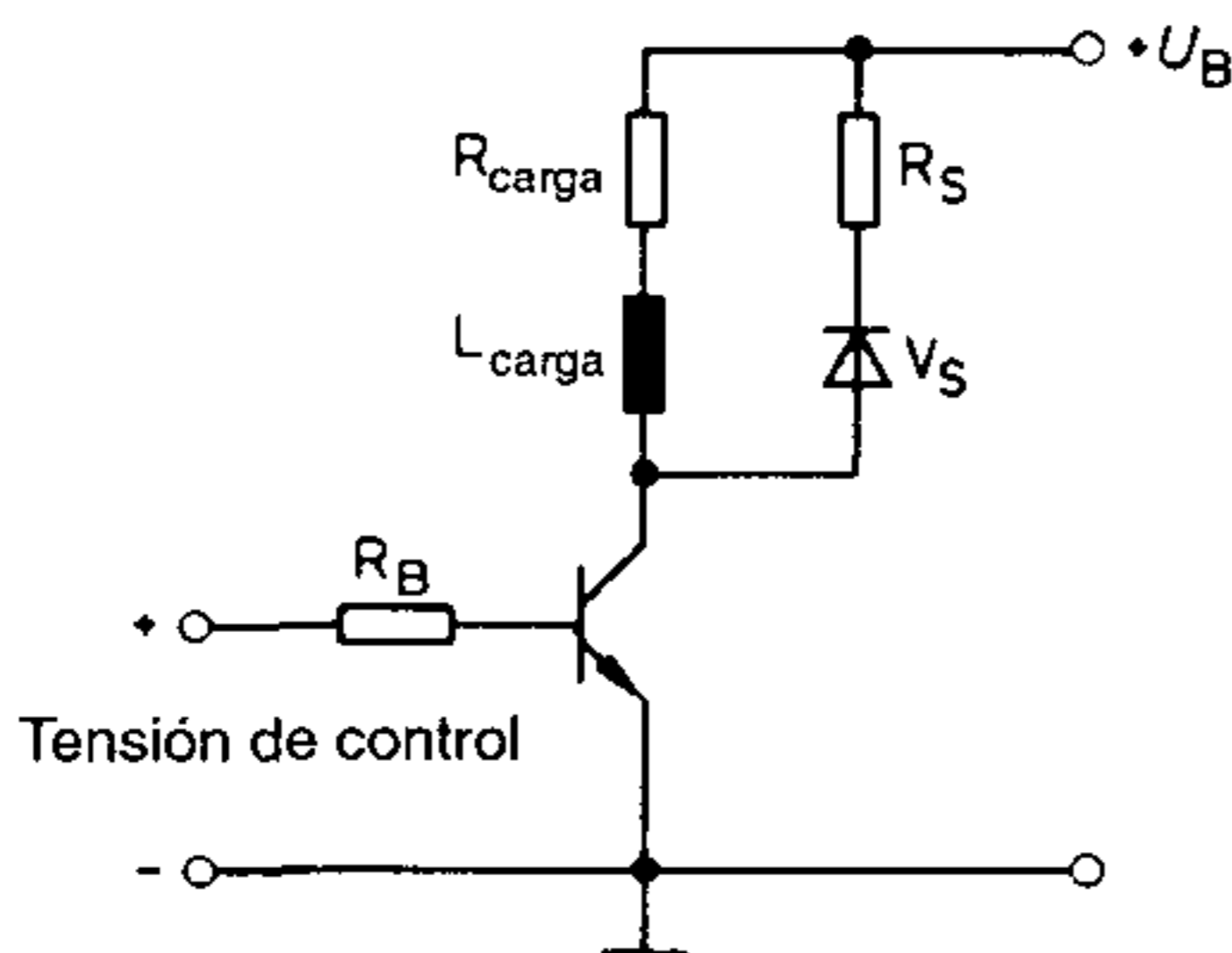
En contraste con los interruptores trifásicos y de corriente alterna, los cuales requieren el uso de al menos dos tiristores, un interruptor electrónico de corriente continua se puede producir utilizando solamente un tiristor. Adicionalmente a los tiristores, también se acostumbra los transistores como elementos de conmutación. Sin embargo, aquí el interruptor de corriente continua, solamente es la unidad funcional a través de la cual se conmuta la corriente continua desde una fuente de corriente continua hacia la carga. Las unidades de conmutación con una entrada de corriente alterna y salida de corriente continua generalmente se consideran como convertidores de potencia, los cuales se detallarán en los capítulos 4 y 5.

### 2.4.2 Relés electrónicos de carga para corriente continua

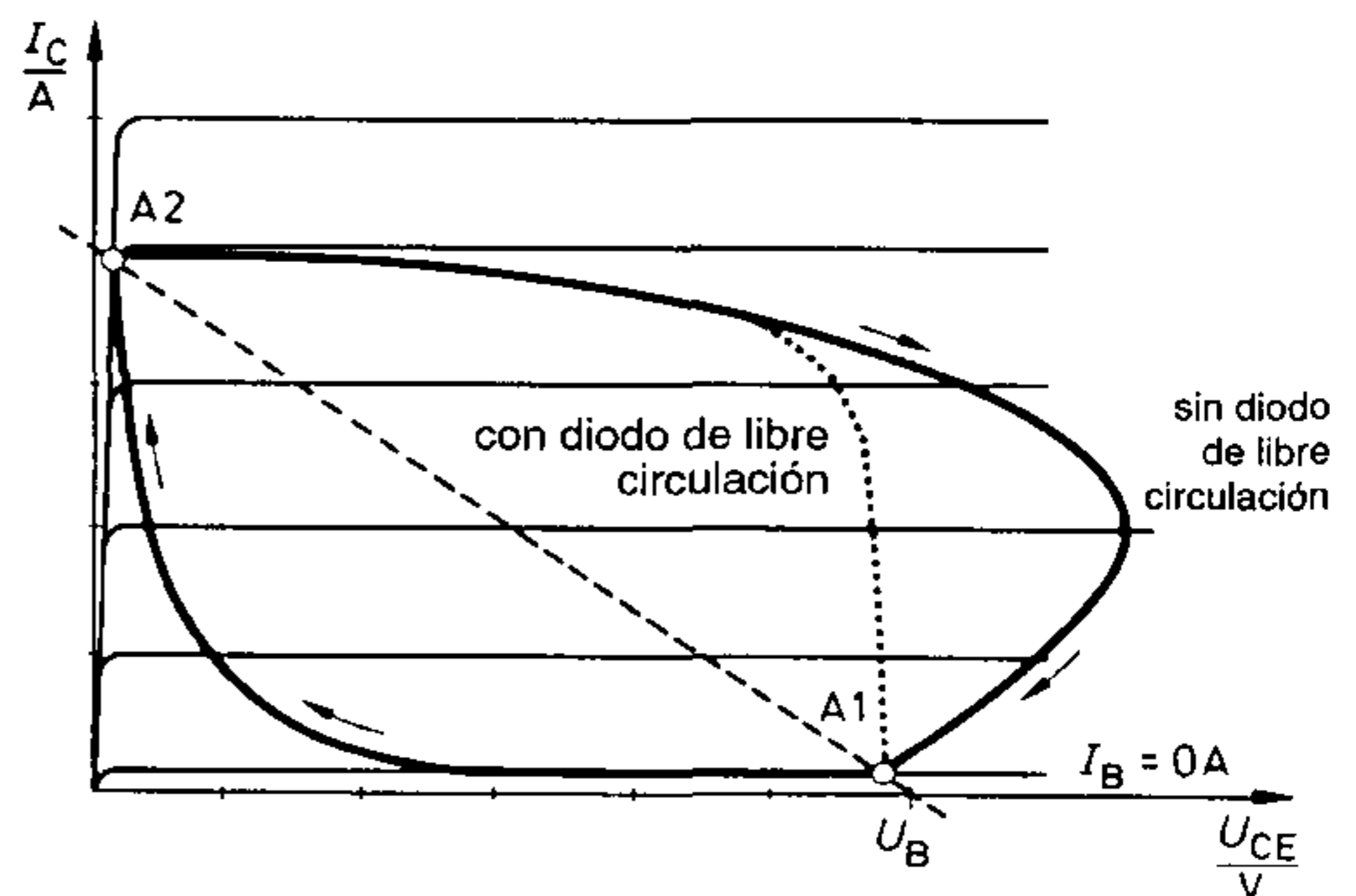
El término «relés de estado sólido» se aplica a los rápidamente desarrollados interruptores electrónicos compactos listos para servicio, por ejemplo contactores de corriente alterna. Sin embargo, debido a la baja demanda, los contactores de corriente continua de este tipo no están disponibles corrientemente. No obstante se están fabricando interruptores de corriente continua que incorporan transistores o tiristores, de construcción convencional.

### 2.4.3 Interruptores de corriente continua con transistores

Las características particulares de operación de un transistor cuando se utiliza como interruptor ya han sido consideradas en detalle en el volumen III. Sin embargo, nuevamente debemos señalar que un transistor en modo de conmutación muestra solamente dos puntos de trabajo – ENCENDIDO y APAGADO – en la familia de curvas características, y que es sobrecontrolado en estado de encendido. Además, el comportamiento de conmutación es directamente influenciado por la naturaleza de la carga. Por esta razón, nuevamente hemos reproducido en la **figura 2.65** una línea de operación para una carga resistiva (línea entrecortada) y dos curvas características de operación para una carga inductiva.



**Figura 2.64** Transistor de corriente continua con carga inductiva



**Figura 2.65** Curvas características de operación de un transistor de conmutación con carga inductiva

**2.4.3.1 Interruptores de corriente continua con transistor bipolar**

El circuito básico de un interruptor de transistor con resistencia de carga inductiva se reproduce en la **figura 2.64**. Esta resistencia de carga se divide en un componente inductivo  $L_{\text{carga}}$  y la resistencia óhmica de la bobina  $R_{\text{carga}}$ . La figura 2.65 muestra la familia asociada de curvas características.

Estos interruptores de transistor son frecuentemente utilizados en la práctica, por ejemplo, para conectar imanes de levitación. Este interruptor de transistor con carga inductiva está detallado en el volumen III. Una gran ventaja de este interruptor es la ausencia de sensibilidad a las tensiones de interferencia acopladas en la línea de entrada.

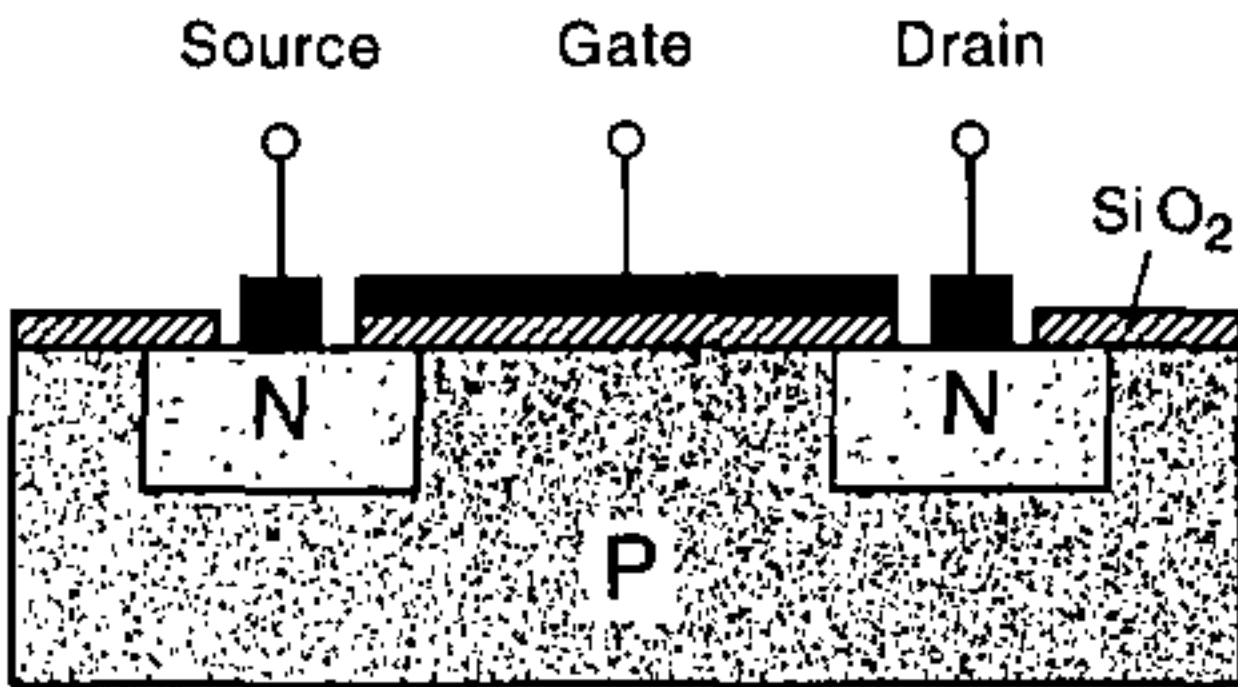
**2.4.3.2 Interruptores de corriente continua con transistores de efecto de campo**

Hasta recientemente, los transistores de efecto de campo no se utilizaban en la electrónica de potencia. Las reconocidas ventajas, particularmente de los MOSFETs, tales como

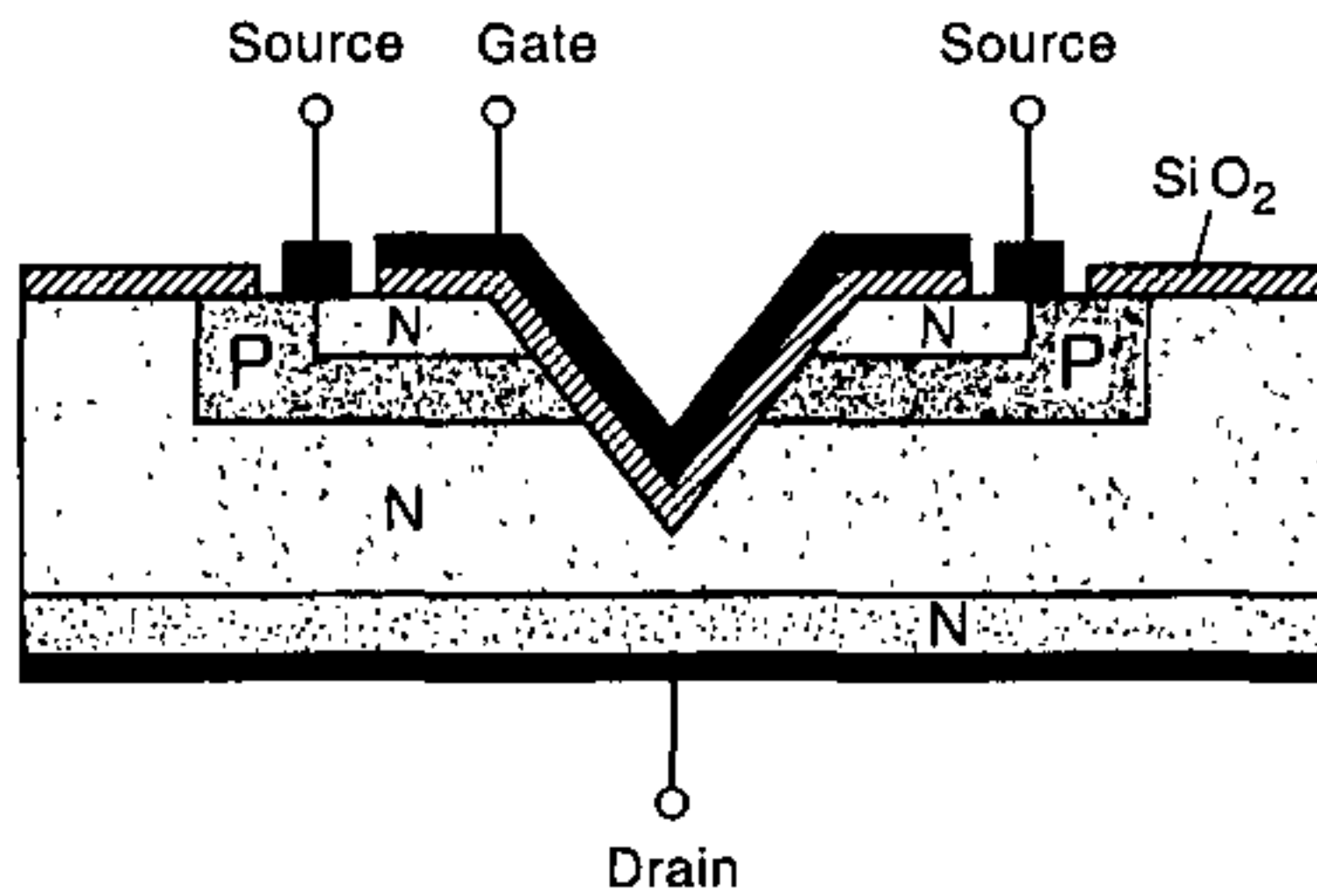
- bajo requerimiento de potencia de control
- buena estabilidad térmica

son compensadas por la desventaja de una alta resistencia en estado de encendido.

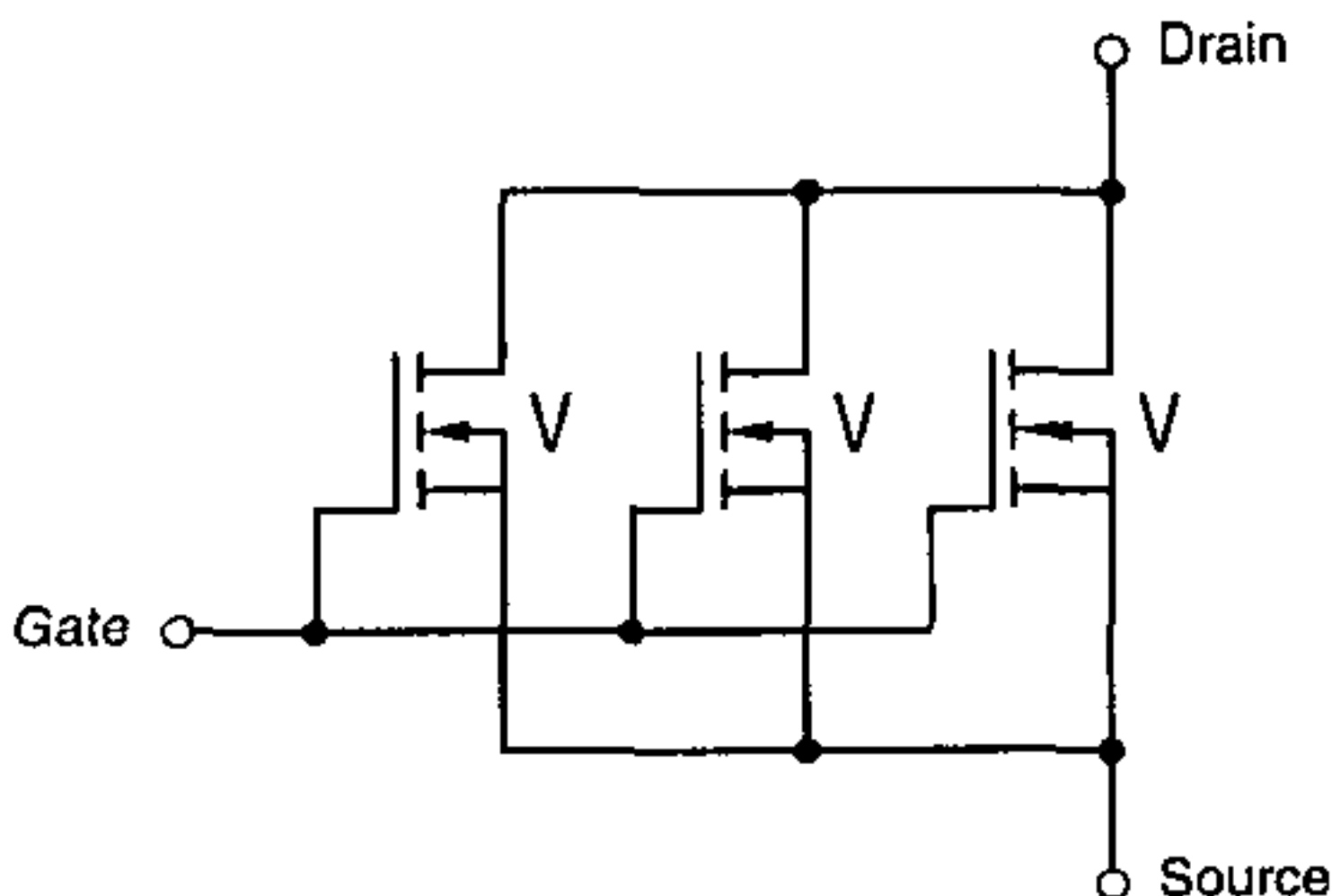
Las **figuras 2.66** y **2.67** muestran la diferencia de construcción entre los MOSFETs ordinarios y los nuevos FETs de potencia (VMOSFETs). Si, además, se considera un apropiado diseño relacionado con el material de estos transistores VMOS, es evidente una ventaja adicional cuando se utilizan en interruptores de corriente continua. Estos nuevos componentes pueden, de hecho, conectarse directamente en paralelo (**figura 2.68**), sin las resistencias de balance que se requieren con transistores bipolares (**figura 2.69**).



**Figura 2.66** Corte transversal de un MOSFET tipo ensanchamiento de canal N



**Figura 2.67** Corte transversal de un FET de potencia VMOS



**Figura 2.68** Conexión en paralelo de VMOSFETs

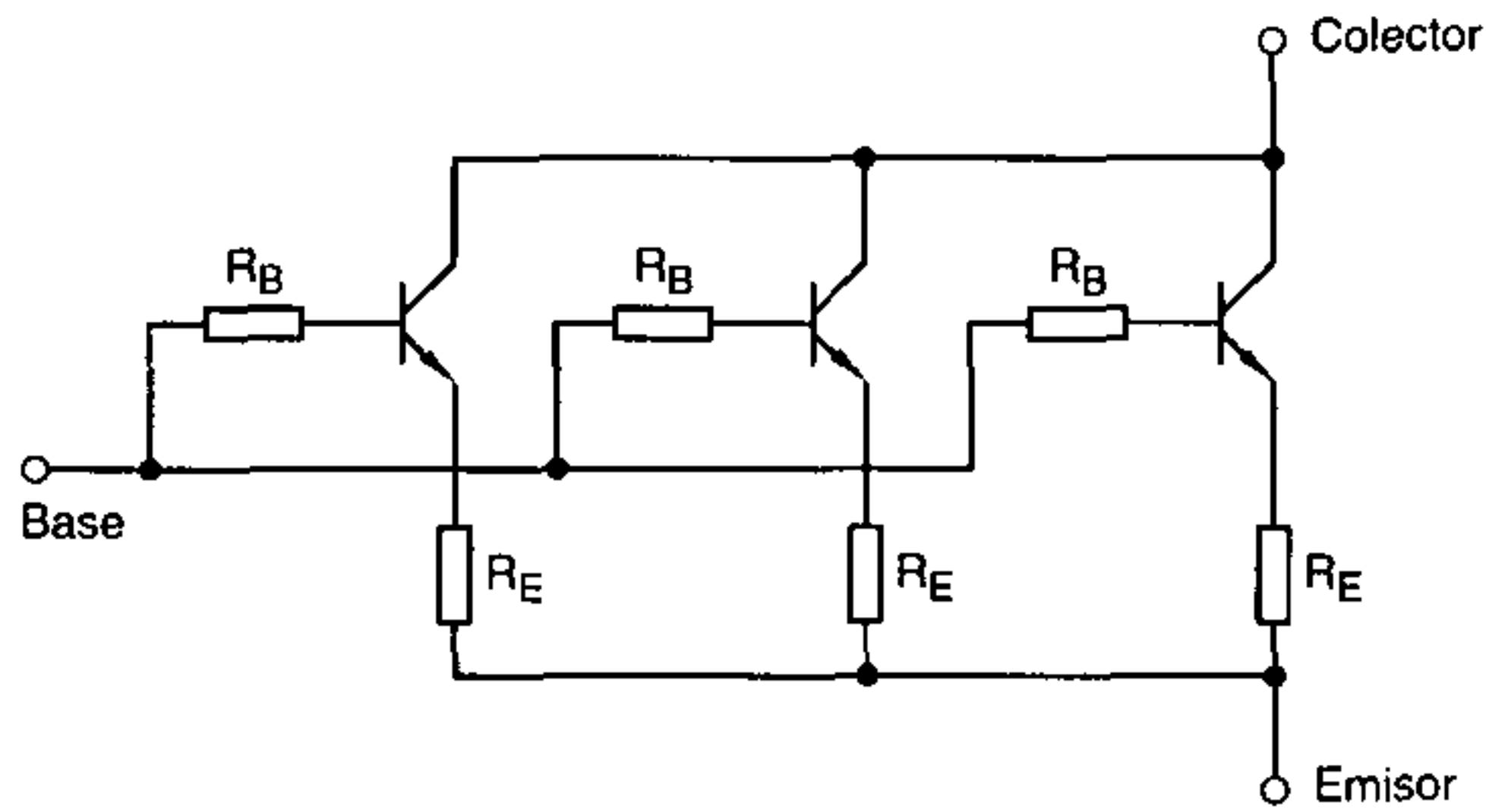


Figura 2.69 Conexión en paralelo de transistores bipolares

De esta manera es posible combinar unos pocos miles de MOSFETs de manera integral, de forma que se pueden conmutar tensiones de hasta 1000 V y corrientes de hasta 30 A. Comparada con la figura 2.68, la figura 2.69 muestra la conexión en paralelo de transistores bipolares con las resistencias requeridas para este tipo de circuito.

### 2.4.3.3 Ejemplo: Interruptores de potencia VMOS

Un ejemplo de aplicación de un interruptor de corriente continua con transistor VMOS se muestra en la **figura 2.70**. En este caso, un imán de atracción se controla mediante una salida TTL estándar a través de un FET de potencia VMOS 2 N 6656. La máxima tensión de operación de este FET es  $U_{DS\text{ máx}} = +35\text{ V}$  y la máxima corriente  $I_{D\text{ máx}} = 3\text{ A}$ . No se requiere corriente de control para disparar el FET de potencia. Consecuentemente también se suprime la carga de la salida TTL. Sin embargo, para alcanzar la baja resistencia de la sección drain-source requerida para una corriente elevada, se debe aplicar al gate del VMOSFET una tensión de control de por lo menos  $U_{\text{contr}} \geq 5\text{ V}$ . En el circuito de la figura 2.70, ésta se alcanza mediante una resistencia pull-up  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ . Esta asegura que en cada caso se alcance la tensión de control requerida del FET.

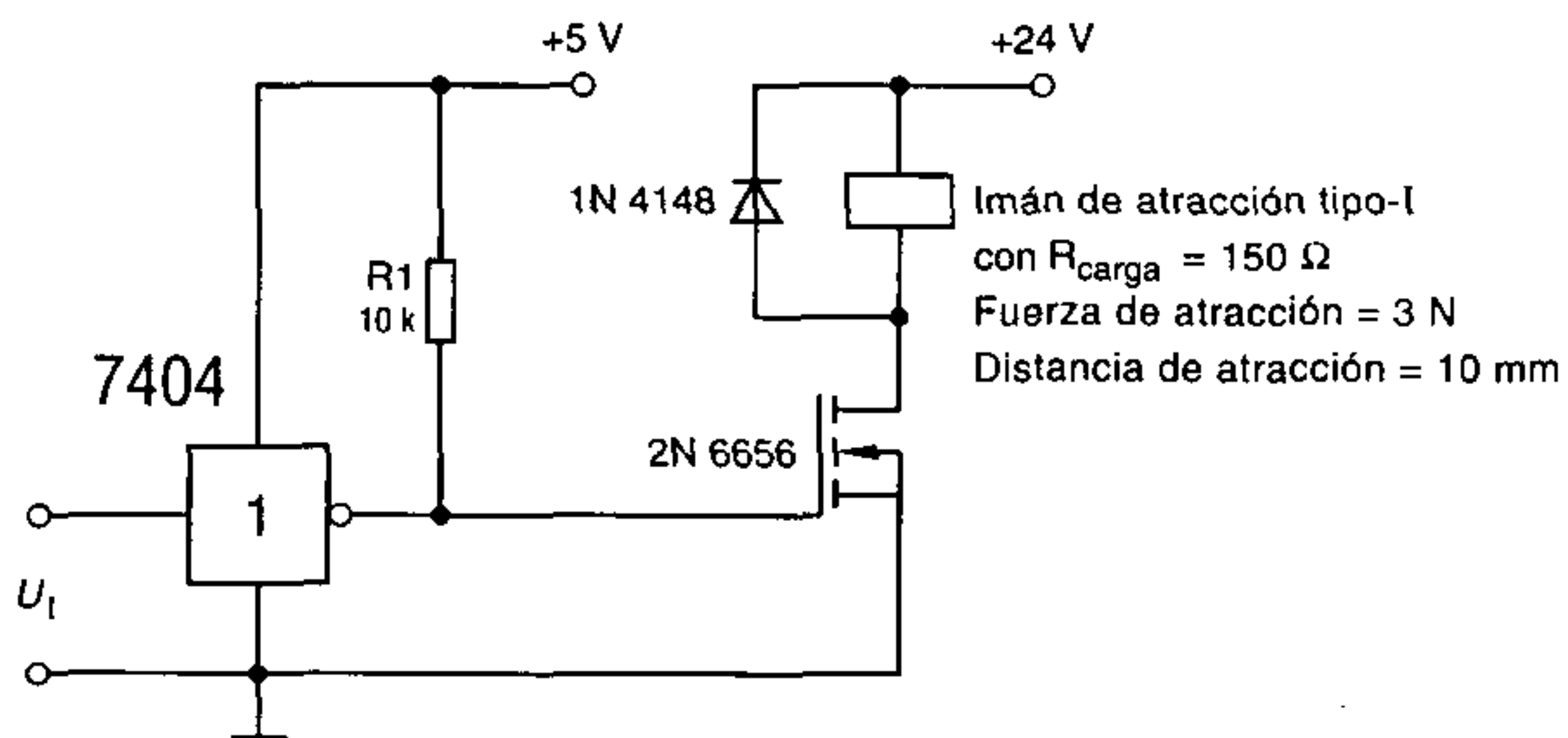


Figura 2.70 VMOSFET como interruptor electrónico de corriente continua

### 2.4.4 Interruptores de corriente continua con tiristores GTO

El apagado directo de un tiristor a través del terminal de control ha sido posible hasta ahora solamente con tiristores GTO (gate turn-off). La corriente de retención de este componente se incrementa repentinamente por un pulso de control negativo, y el GTO se desconecta.

Estos tiristores están disponibles para corrientes de hasta 200 A y tensiones inversas de hasta 1200 V.

Sin embargo, el uso económico de este indudablemente interesante componente ha sido hasta ahora obstaculizado por su alto precio y también por la gran potencia de control necesaria para el apagado.

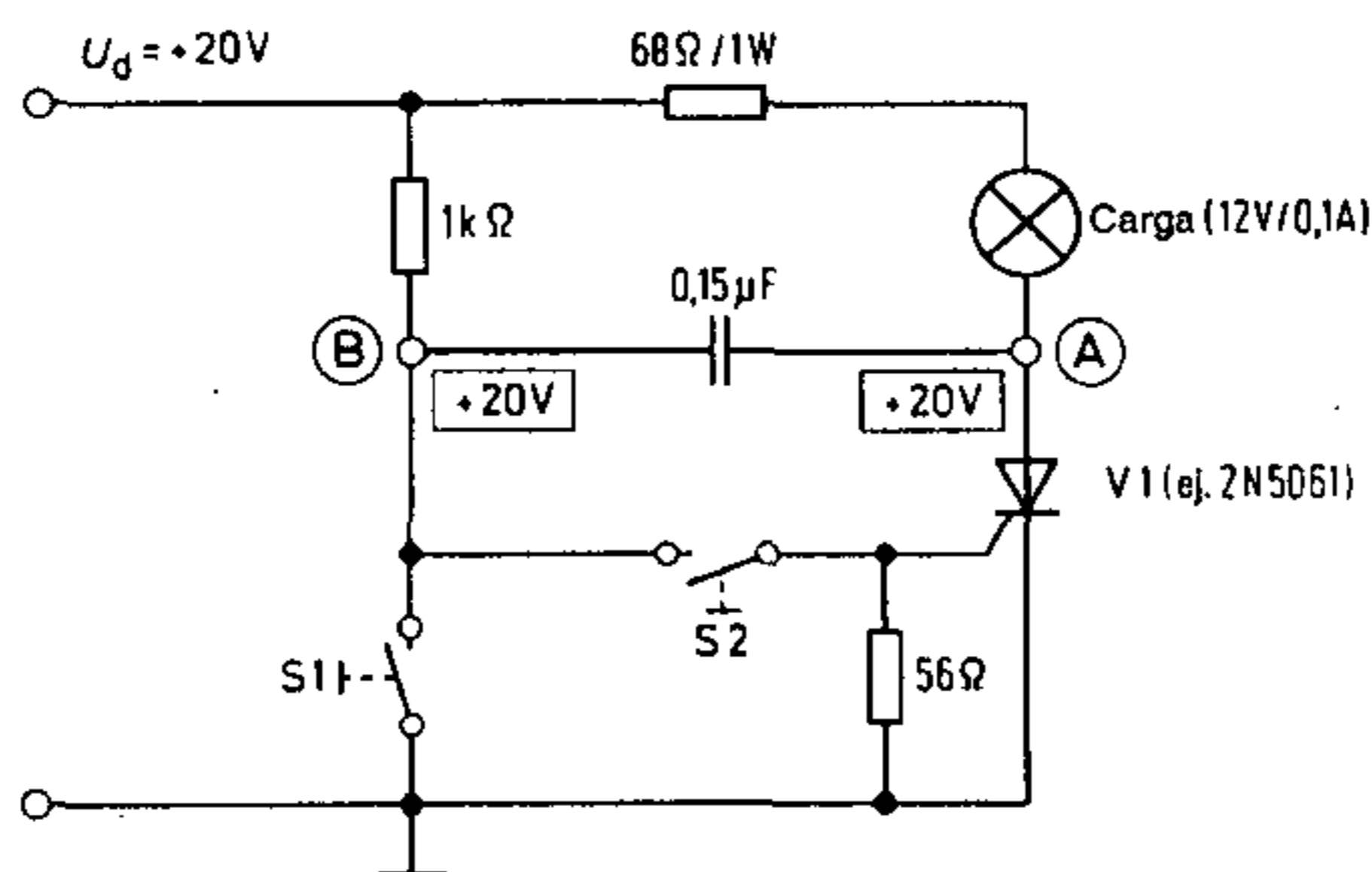
### 2.4.5 Interruptores de corriente continua con tiristores

Como ya se mencionó, en el presente los interruptores de corriente continua para altas tensiones de conmutación y elevadas corrientes de carga son casi exclusivamente fabricados con tiristores. Sin embargo, la ventaja de los favorables valores eléctricos límite se compensa por la desventaja de que un tiristor conduciendo en el circuito de corriente continua solamente puede ser apagado forzosamente. El apagado de un interruptor de corriente continua de tiristor se ejecuta utilizando la energía almacenada en un condensador.

La autoconmutación puede darse a través del denominado «condensador de conmutación», después que el condensador se ha cargado con anticipación con la polaridad apropiada.

#### 2.4.5.1 Interruptores de corriente continua de tiristor con carga resistiva

En la **figura 2.71** se muestra un circuito experimental para un interruptor de tiristor de corriente continua con carga resistiva. A continuación describiremos con más detalle la operación de un condensador de apagado, mediante referencia a este circuito.



**Figura 2.71** Interruptor de tiristor de corriente continua con condensador de conmutación (Estado de conexión 1: Pulsantes  $S1$  y  $S2$  abiertos)



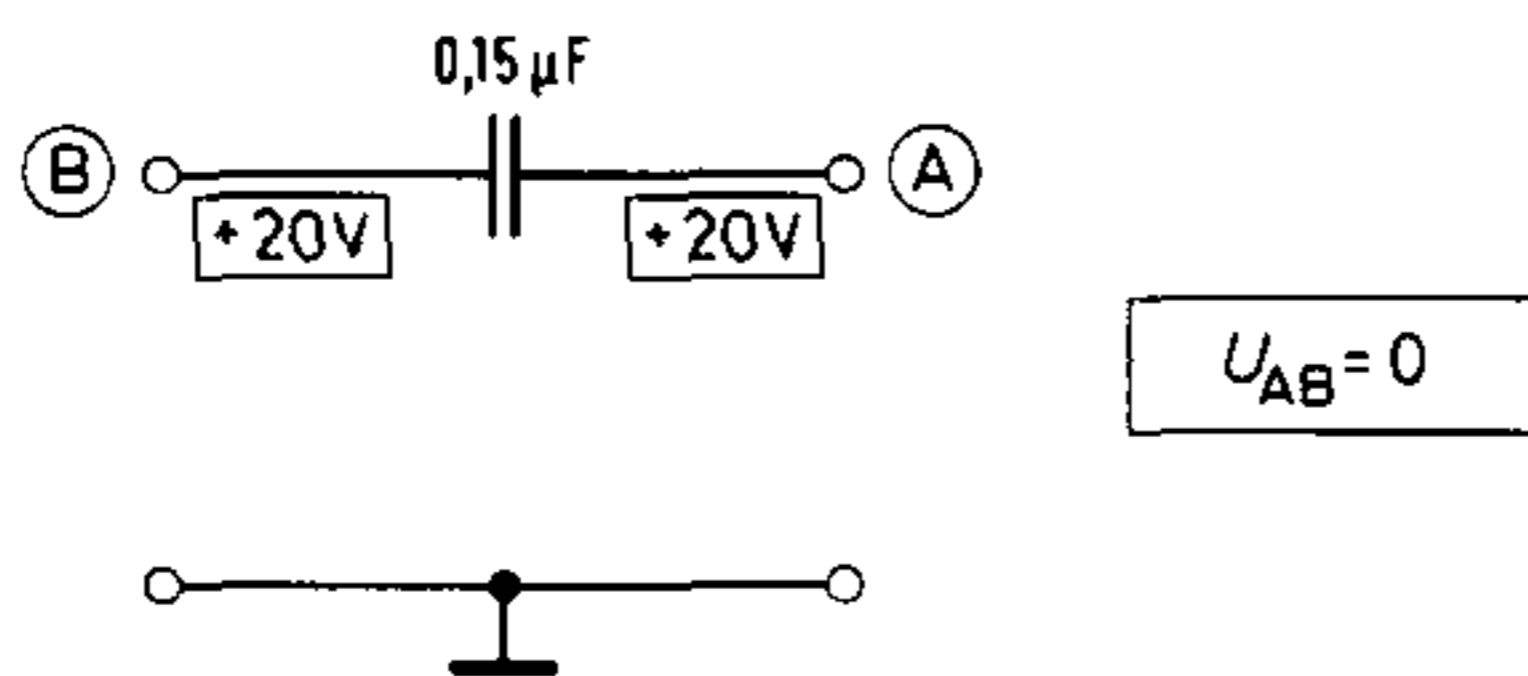


Figura 2.72 Carga del condensador en estado de conexión 1

**Estado de conexión 1** (condición estática):

El tiristor V 1 está bloqueado. Los pulsantes S 1 y S 2 están abiertos (figura 2.71). La corriente no está fluyendo a través de la lámpara o a través de la resistencia  $R = 1\text{ k}\Omega$ . Existe la misma tensión en los dos terminales del condensador  $C = 0,15\ \mu\text{F}$ , es decir, la tensión de operación completa  $U = 20\text{ V}$  (respecto a masa). De esta manera el condensador está descargado (figura 2.72).

**Estado de conexión 2** (condición estática):

El tiristor V 1 ha sido disparado con S 2. Después del disparo S 2 está nuevamente abierto (figura 2.73). La corriente de carga completa está fluyendo a través de la lámpara. La tensión del terminal A del condensador, respecto a masa, ha caído a aproximadamente +1 V (tensión que cae a través del tiristor). La tensión  $U_B = +20\text{ V}$  está nuevamente en el terminal B del condensador. Así el condensador se ha cargado a una tensión de aproximadamente 19 V, con el terminal B positivo respecto al terminal A (figura 2.74).

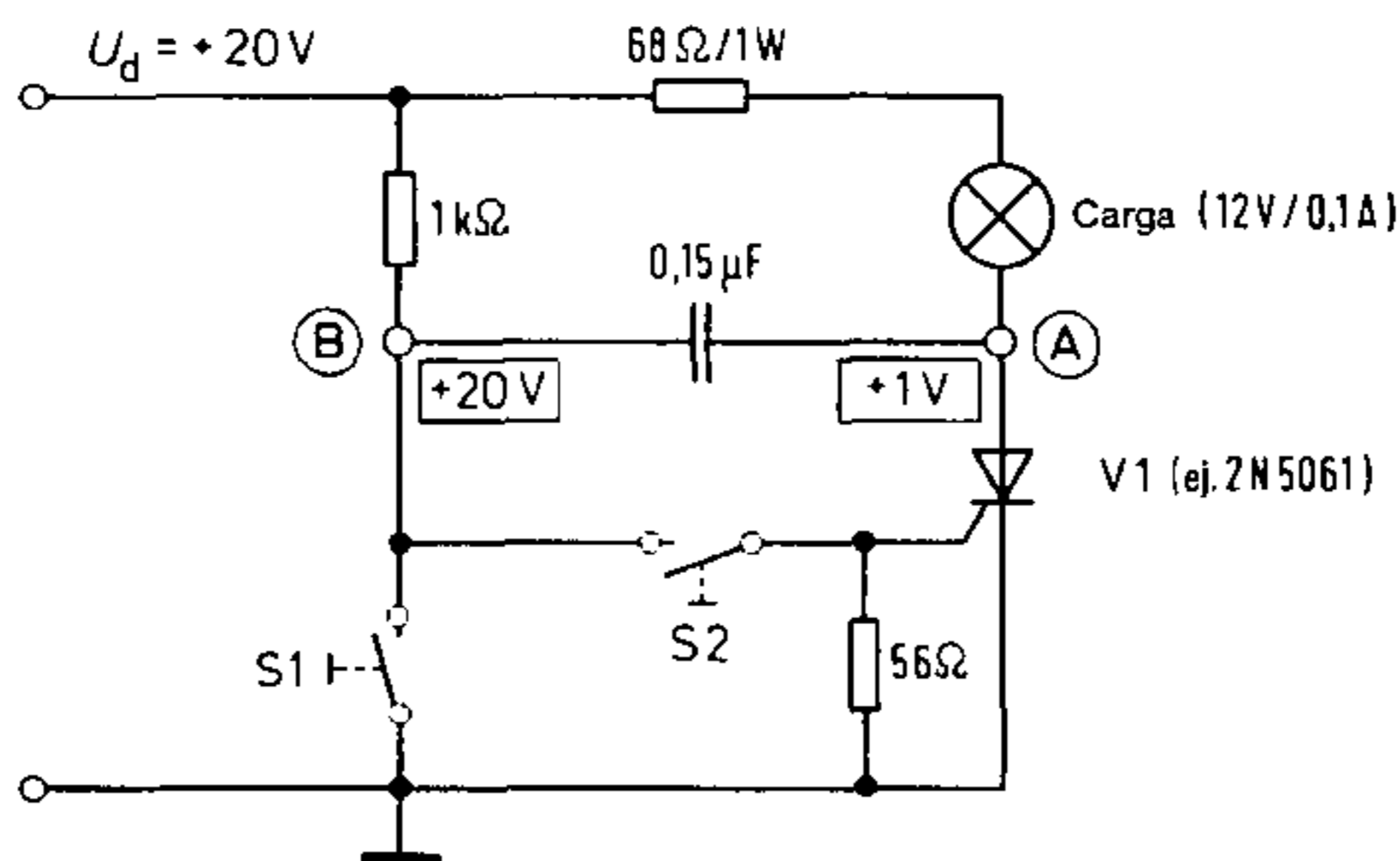


Figura 2.73 Estado de conexión 2: Tiristor V 1 conduciendo

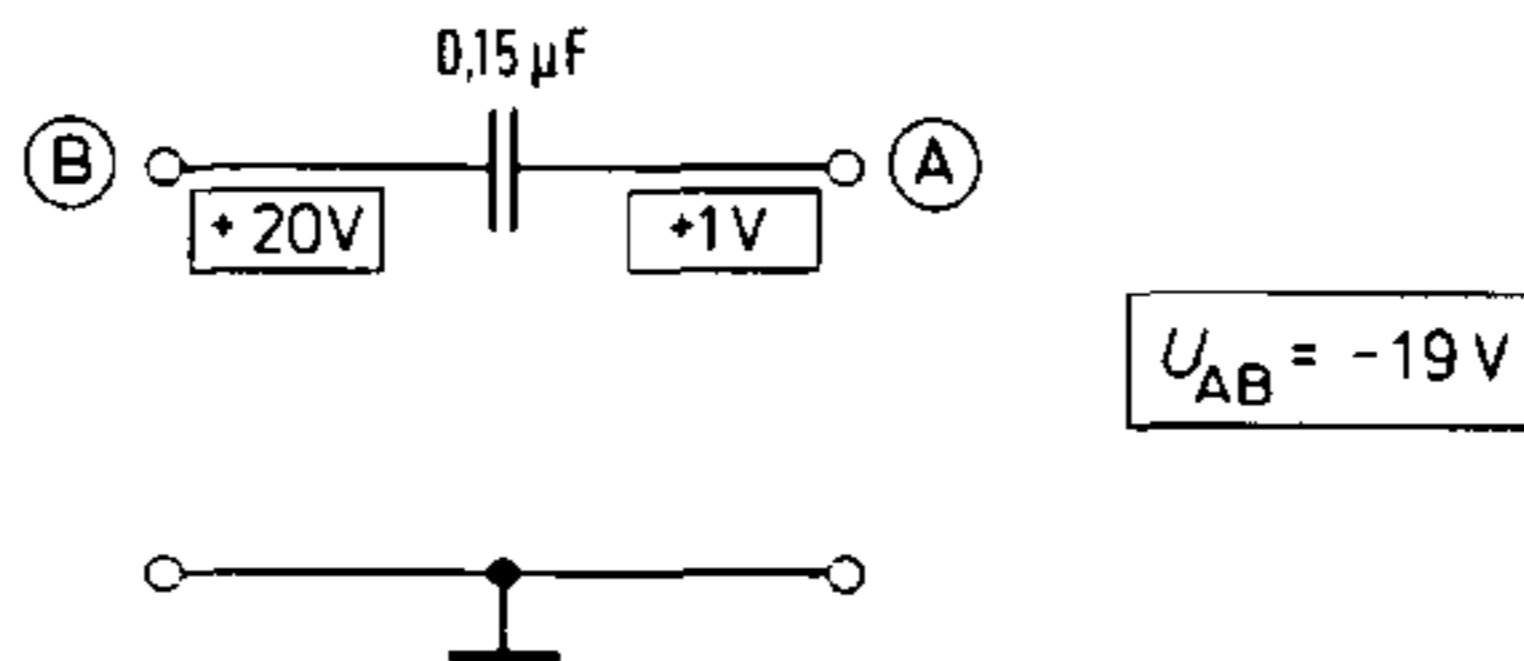
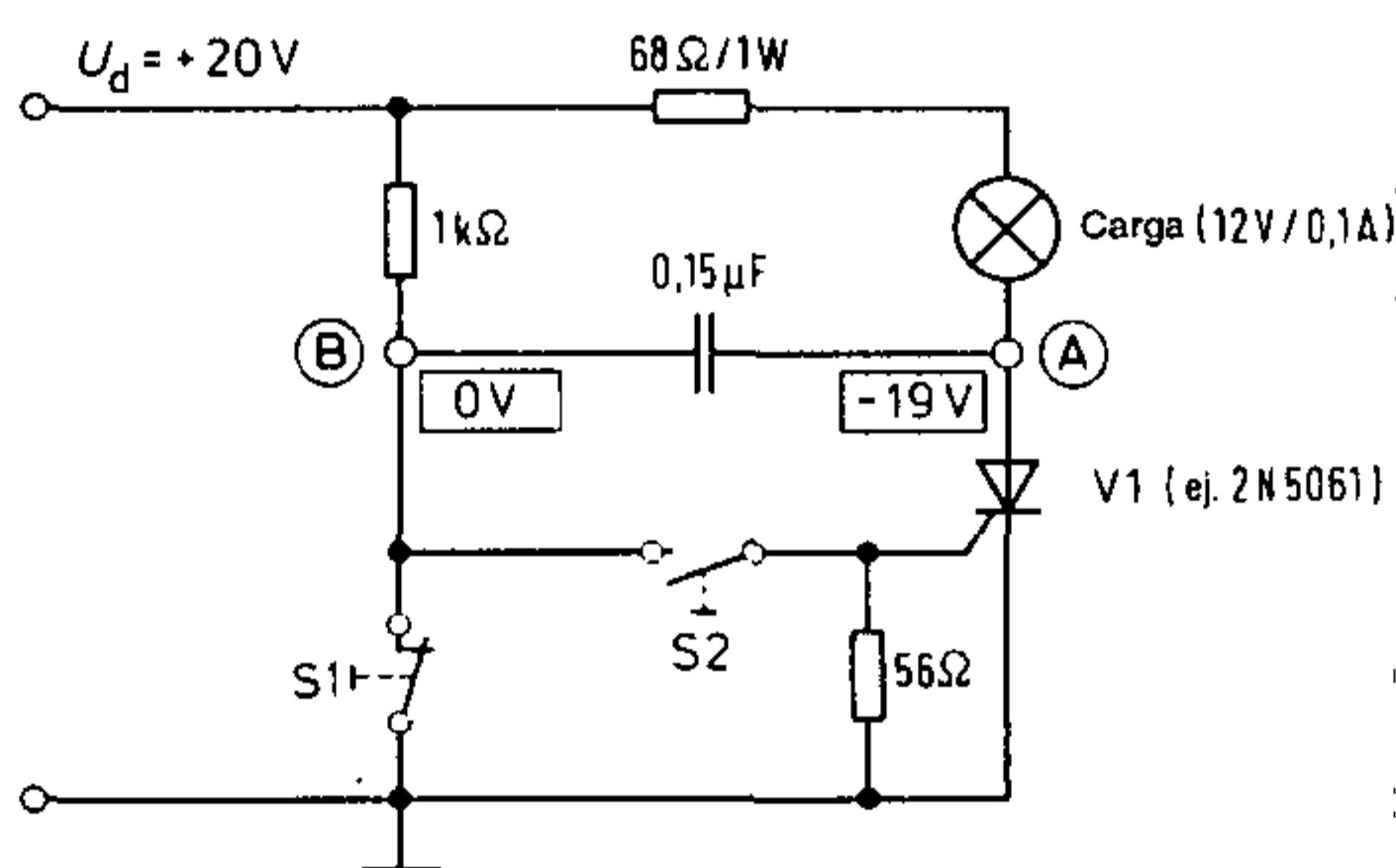


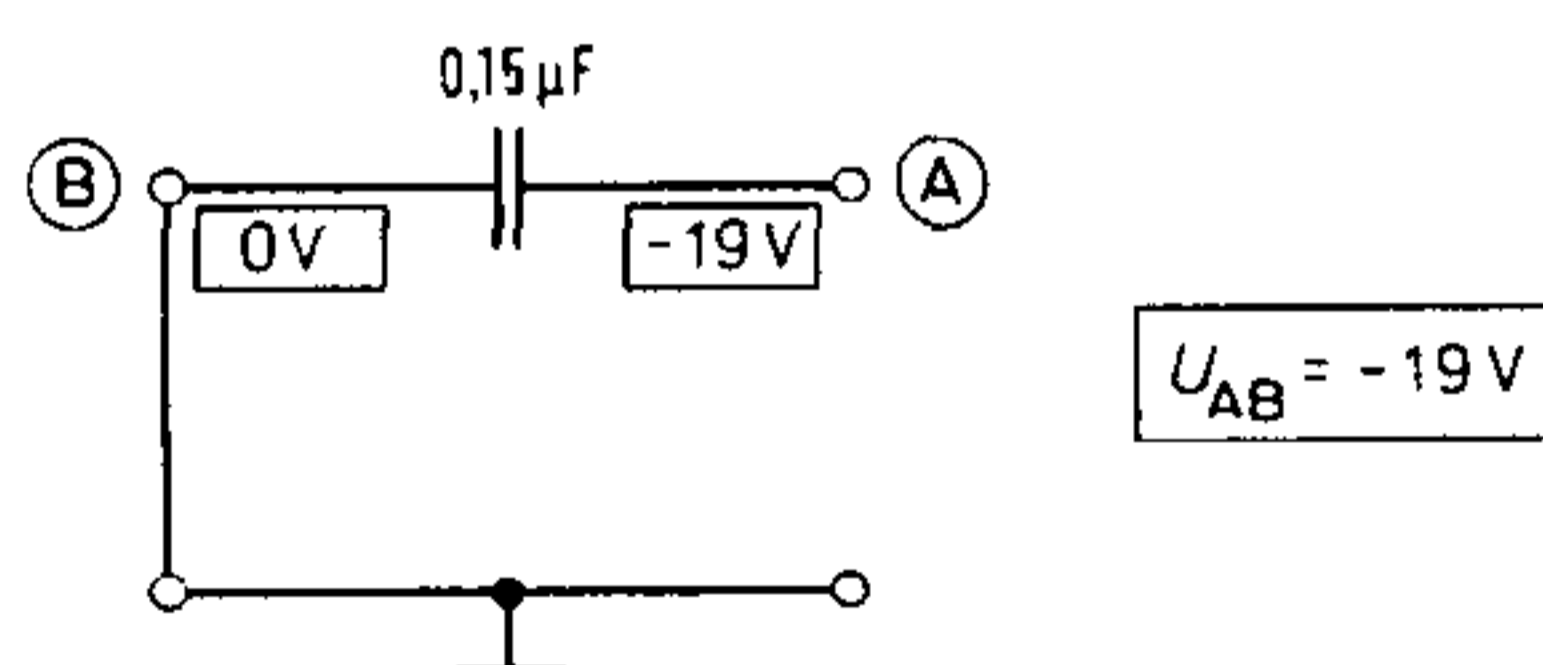
Figura 2.74 Carga del condensador en estado de conexión 2

**Estado de conexión 3** (condición dinámica):

El tiristor V 1 está conduciendo. Luego de cerrar el pulsante S 1, el terminal B del condensador es conectado a masa. La tensión en el terminal B desciende desde  $U = +20\text{ V}$  hasta  $U = 0\text{ V}$  (figura 2.75). Puesto que la carga del condensador no puede variar bruscamente de la misma manera – y consecuentemente tampoco puede la tensión a la cual éste se carga – al primer instante, la tensión en el terminal A del condensador, debe inevitablemente saltar cerca de 20 V en dirección negativa (figura 2.76), precisamente en la misma manera como la tensión en el terminal B. La tensión en el terminal A cambia bruscamente desde +1 V hasta -19 V (respecto a masa). Consecuentemente, por un corto tiempo se aplica al ánodo del tiristor una tensión de operación que es negativa respecto al cátodo. El tiristor es polarizado en dirección inversa. La corriente que fluye a través de éste, muy rápidamente llega a ser menor que la corriente de retención. El tiristor «cambia» a estado de bloqueo.



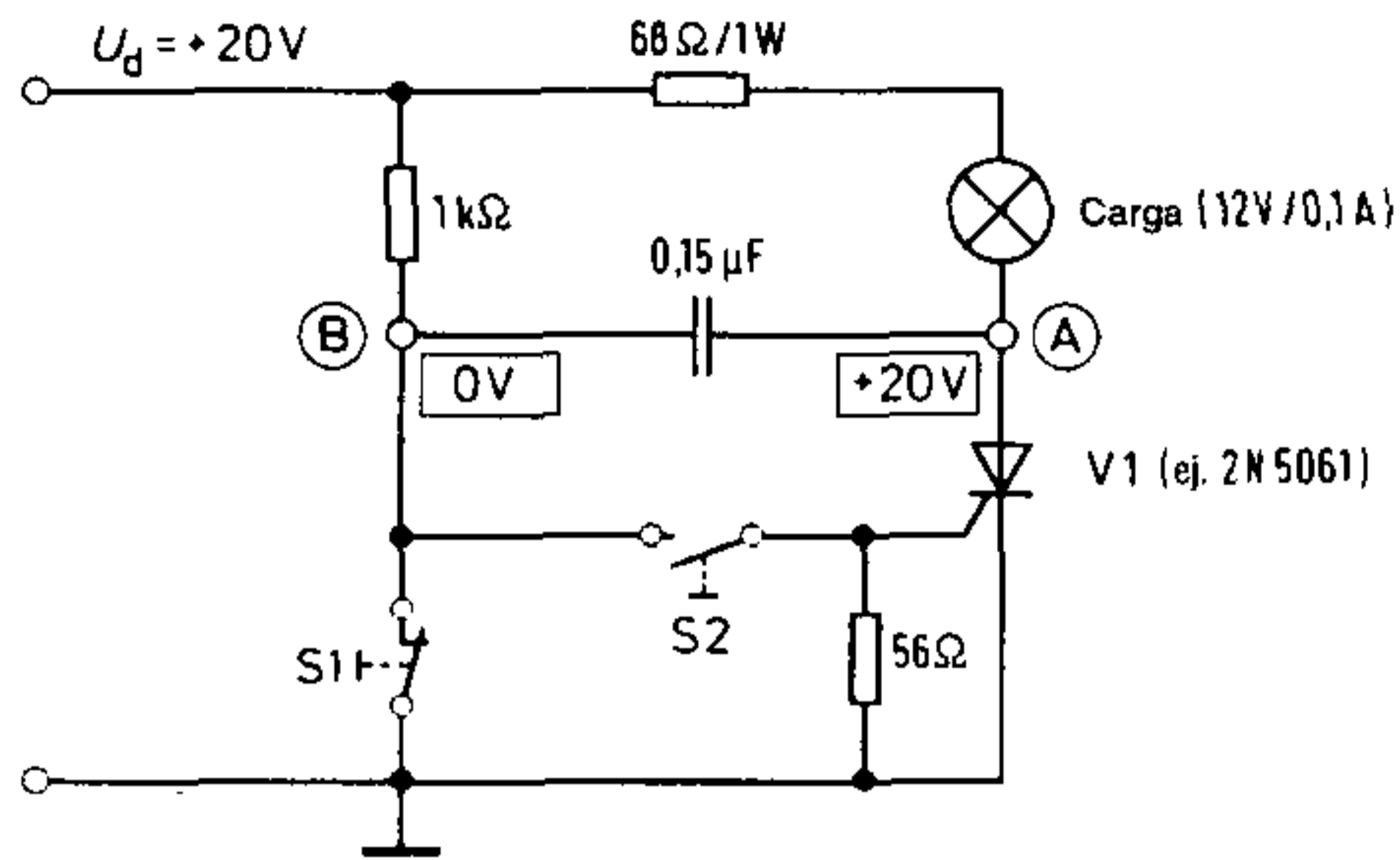
**Figura 2.75** Estado de conexión 3: Pulsante S 1 recién cerrado



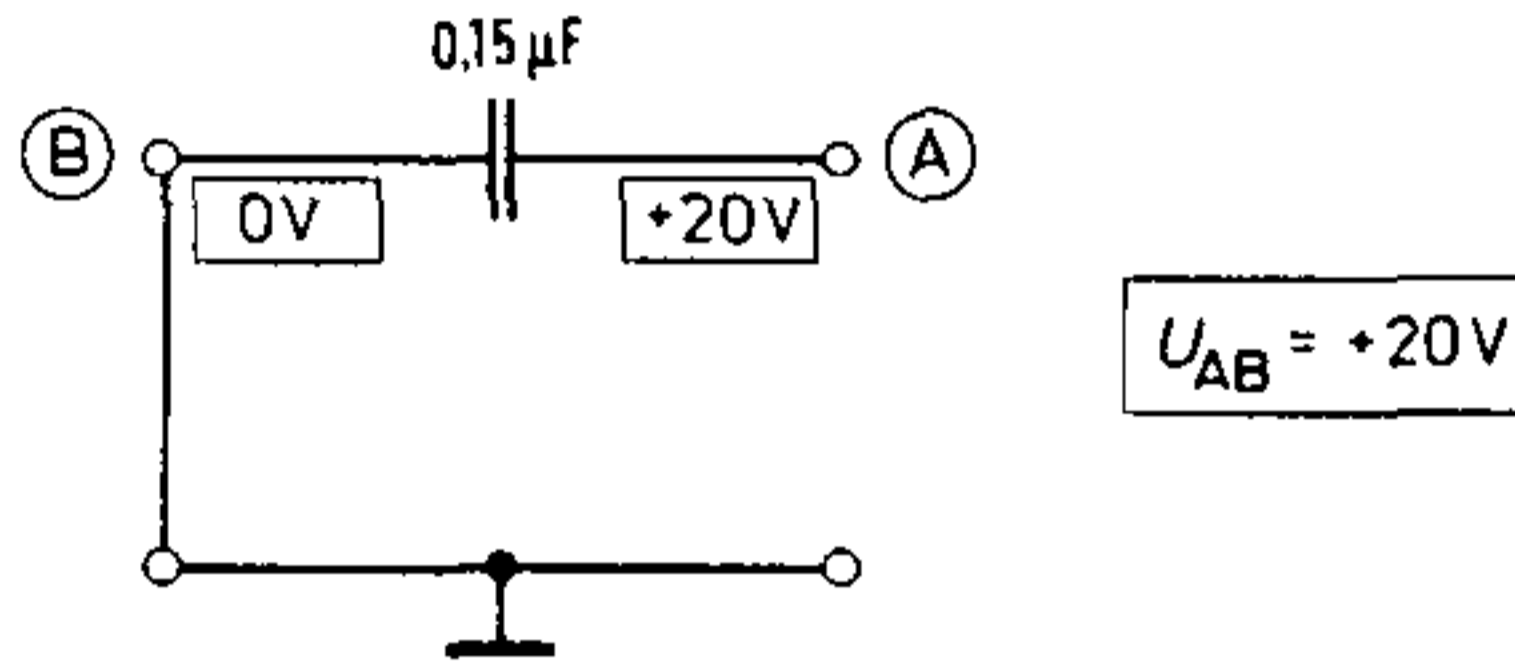
**Figura 2.76** Carga del condensador en estado de conexión 3: Pulsante S 1 recién cerrado

**Estado de conexión 4** (condición dinámica):

El tiristor V 1 está en estado de bloqueo, y el pulsante S 1 está todavía cerrado (figura 2.77). Tan pronto como se apague el tiristor, la corriente de carga deja de fluir a través de la lámpara. La tensión en el terminal A del condensador debe inevitablemente subir desde -19 V hasta la tensión de operación +20 V. De esta manera se ha recargado el condensador, ya que la tensión en el terminal B está en 0 V (masa). En este proceso de recarga, primeramente tiene lugar una descarga a través de la resistencia interna de la fuente de tensión, hasta que los dos terminales del condensador tengan una tensión de 0 V respecto a masa.



**Figura 2.77** Estado de conexión 4: Pulsante S 1 todavía cerrado; tiristor V 1 bloqueado

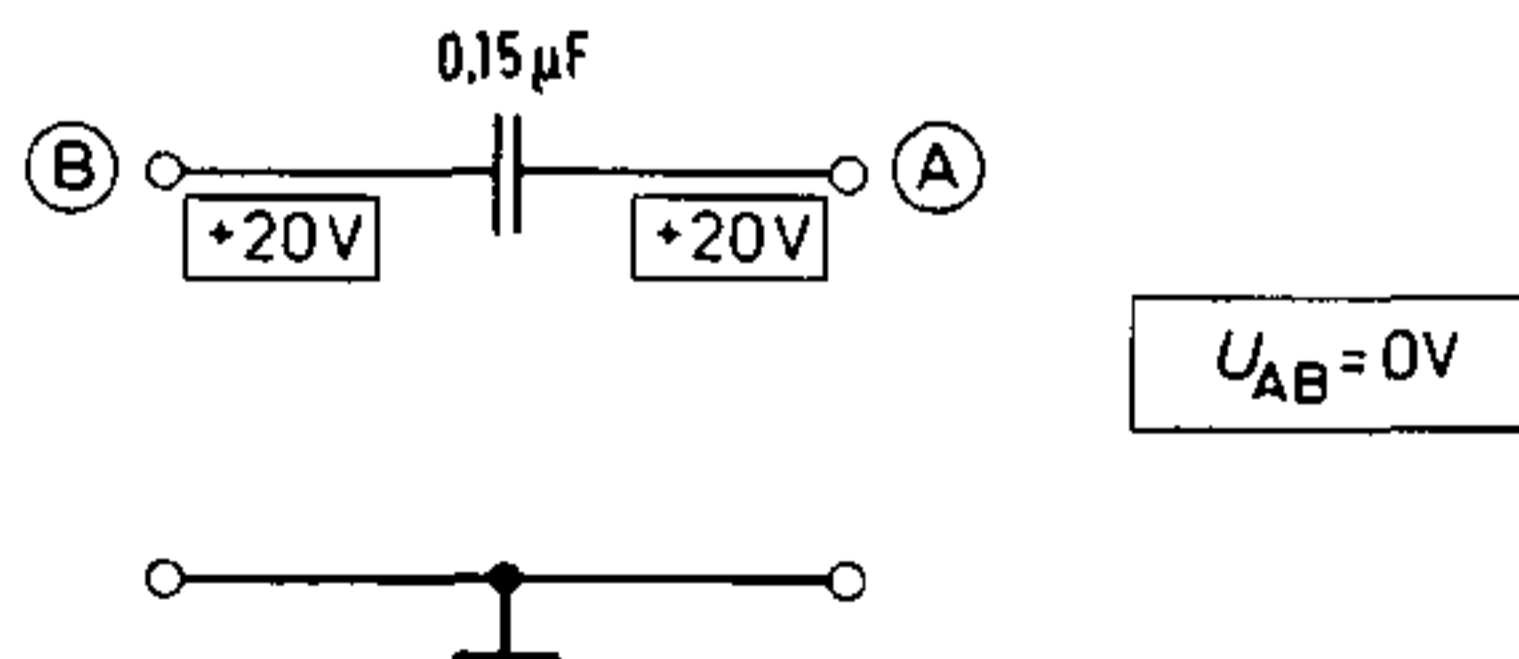


**Figura 2.78** Carga del condensador en estado de conexión 4: Pulsante S 1 todavía cerrado

A esto sigue inmediatamente la carga del condensador a +20 V en el terminal A de la fuente de tensión (**figura 2.78**). La recarga, es decir, la descarga y subsiguiente carga, se da de acuerdo a una función exponencial.

**Estado de conexión 5** (condición dinámica):

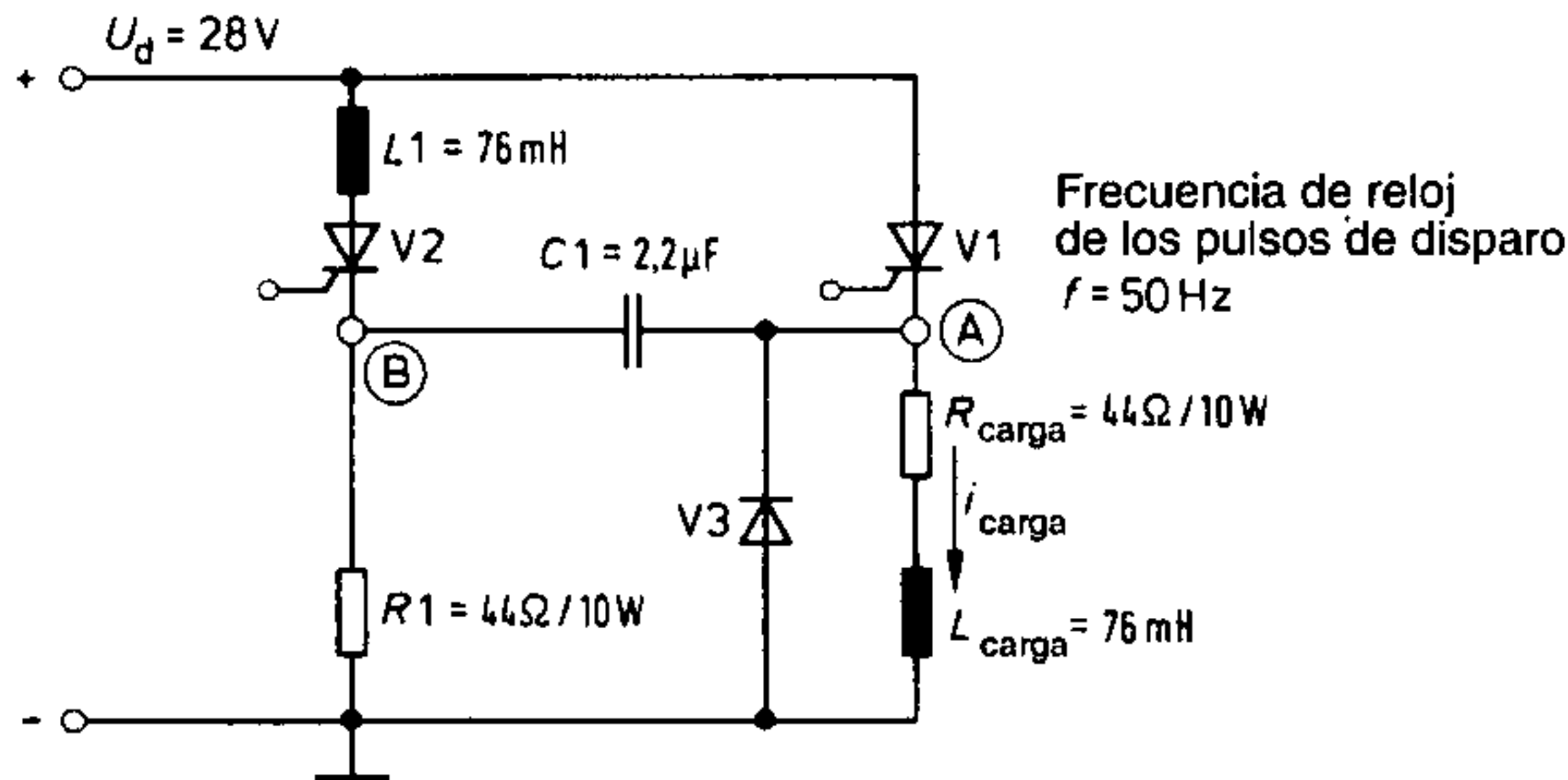
El condensador se carga a 20 V (el terminal A positivo respecto al terminal B). Tan pronto como se abra el pulsante S 1, el condensador se descarga a través de las resistencias 1 kΩ, 68 Ω y a través de la lámpara, de acuerdo a una función exponencial, hasta que también exista una tensión de  $U = +20 V$  (respecto a masa) en el terminal B del condensador (**figura 2.79**). Sin embargo, por medio de esto nuevamente se alcanza el estado de conexión 1. El circuito está nuevamente listo para disparar.



**Figura 2.79** Carga del condensador en estado de conexión 5: Pulsante S 1 abierto

### 2.4.5.2 Interruptores de corriente continua de tiristor con carga resistiva-inductiva

El interruptor descrito en la sección previa fue usado para conmutar cargas resistivas. Para poder conmutar cargas inductivas-resistivas con un interruptor de este tipo, éste necesita ser conectado con componentes adicionales.



**Figura 2.80** Interruptor de corriente continua de tiristor con carga inductiva (circuito de ensayo)

Los interruptores de corriente continua son principalmente utilizados como interruptores de potencia en los circuitos de corriente continua de convertidores de línea conmutada. Su ventaja radica en su muy corto tiempo de desconexión, comparado con los interruptores mecánicos o fusibles. Sin embargo, también existen aplicaciones en las cuales, por ejemplo, los imanes de operación deben atraer inmediatamente y por lo tanto ser conmutados utilizando un tiristor. En este caso; un condensador que ha sido cargado a un múltiplo de la tensión de operación del imán se descarga a través del tiristor y del imán. Entonces el imán es encendido muy rápidamente. Aquí nuevamente, el tiristor principal se apaga con la asistencia de un condensador de conmutación.

Para evitar que ocurran tensiones inducidas en el tiristor V 1 cuando se desconecten cargas inductivas, el diodo de libre circulación V 3 es un componente muy importante del circuito. Si el tiristor principal se apaga muy rápidamente, a través del circuito de conmutación, la corriente de carga a través del diodo de libre circulación V 3 decae de acuerdo a una función exponencial.

Ahora explicaremos el comportamiento de un interruptor de corriente continua de tiristor (**figura 2.80**) cuando conecta y bloquea, mediante referencia a los diagramas asociados.

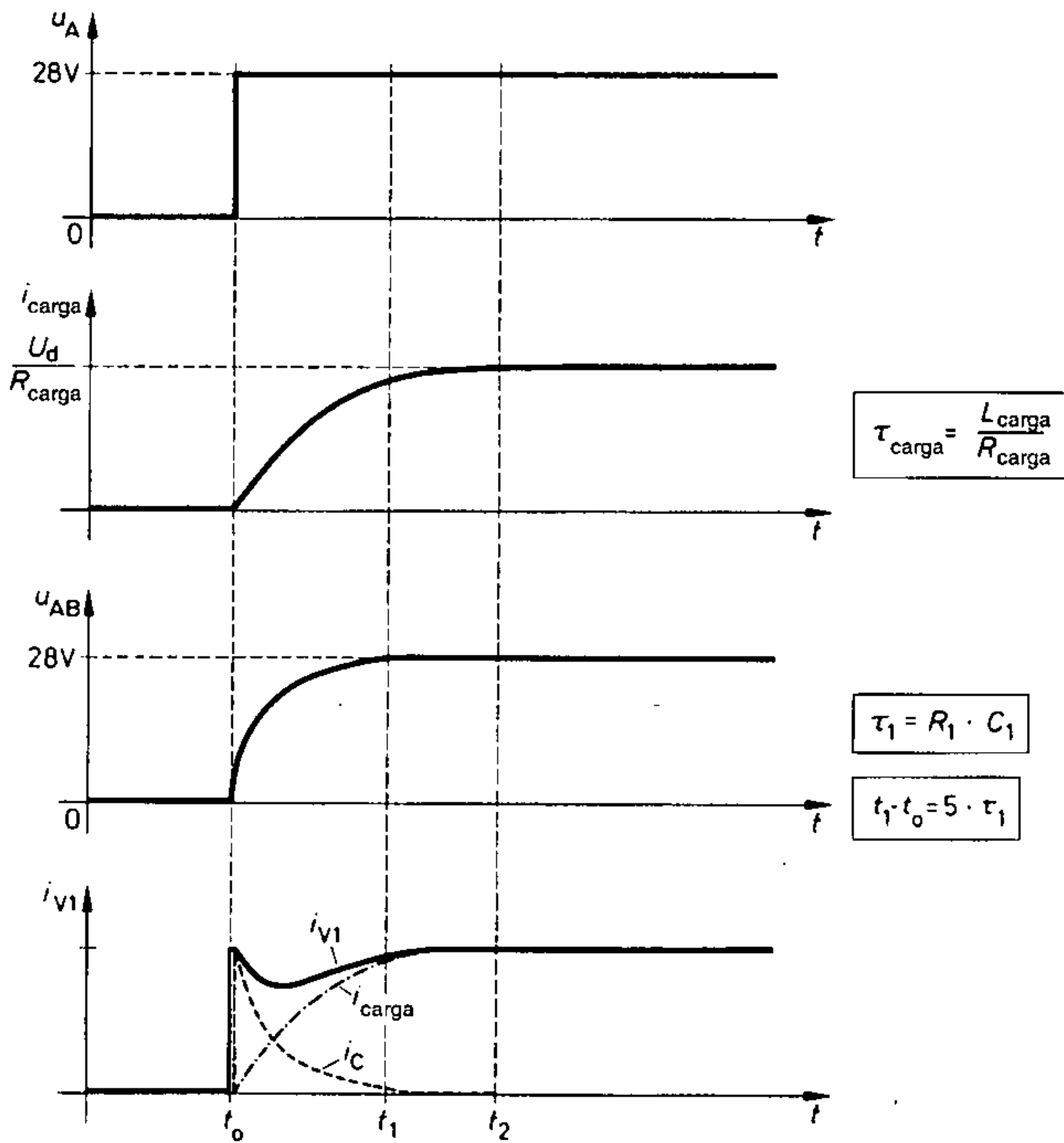
Para aclarar el comportamiento cualitativo, se dispone de una representación a escala en las **figuras 2.81** y **2.83**.

#### Operación de encendido (**figura 2.81**):

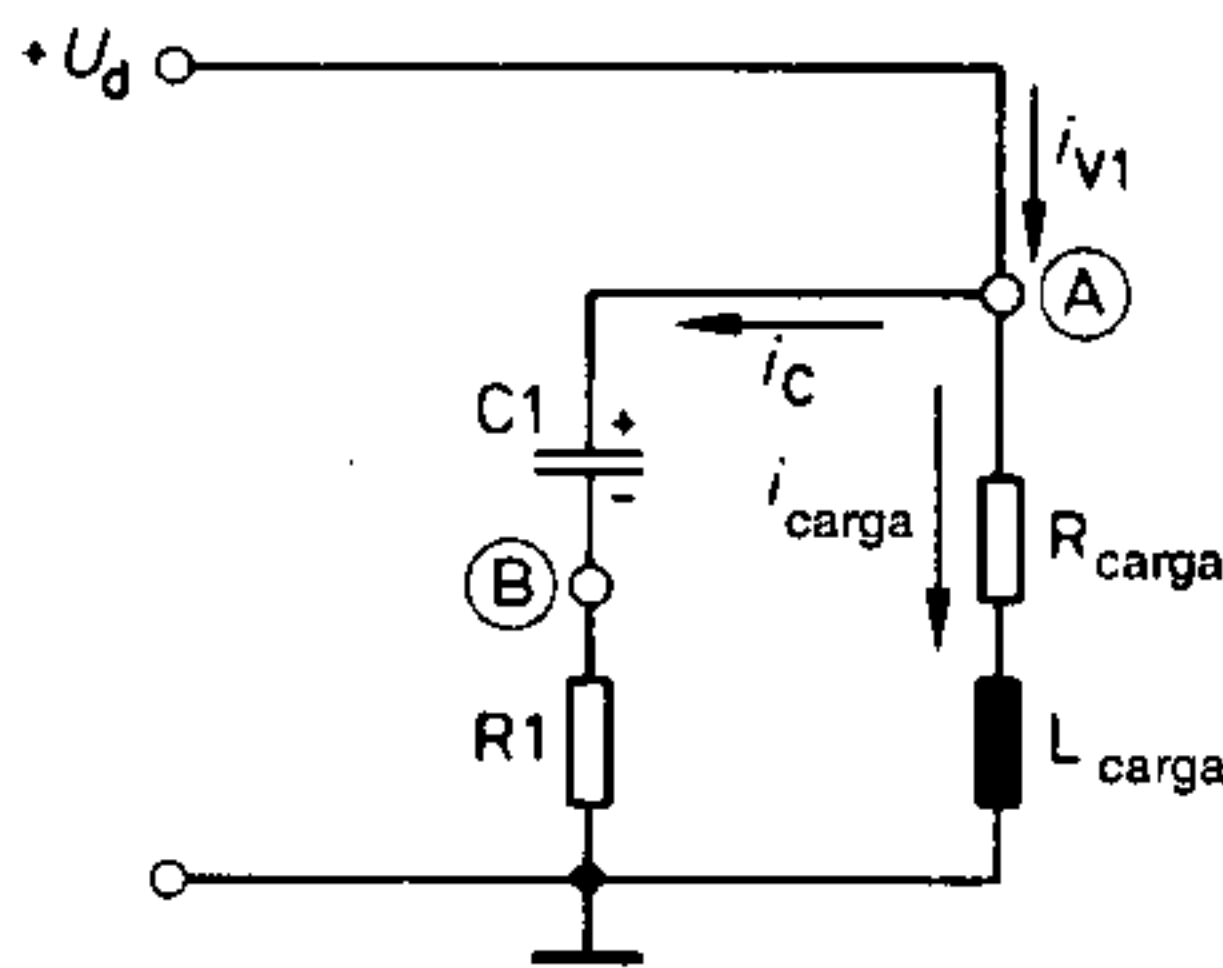
La tensión de corriente continua  $U_d$  se conmuta a través de la carga en el instante  $t_0$  mediante un pulso de disparo en el gate de V 1. Entonces se aplica lo siguiente

$$U_d = U_A.$$

Puesto que, en esta situación, V 2 está bloqueado y V 3 está operando en dirección inversa, el circuito activo se reduce como muestra la **figura 2.82**.



**Figura 2.81** Operación de encendido



**Figura 2.82** Circuito efectivo para  $t > t_0$

La corriente total  $i_{v1}$  se divide en el nodo A en las componentes  $i_c$  e  $i_{carga}$ . El condensador de conmutación C 1 se carga en un tiempo  $t_1 - t_0 = 5 \cdot \tau_1$ . Ahora se aplican las siguientes condiciones:

$$U_{AB} = U_d$$

$$i_c = 0 \text{ A}$$

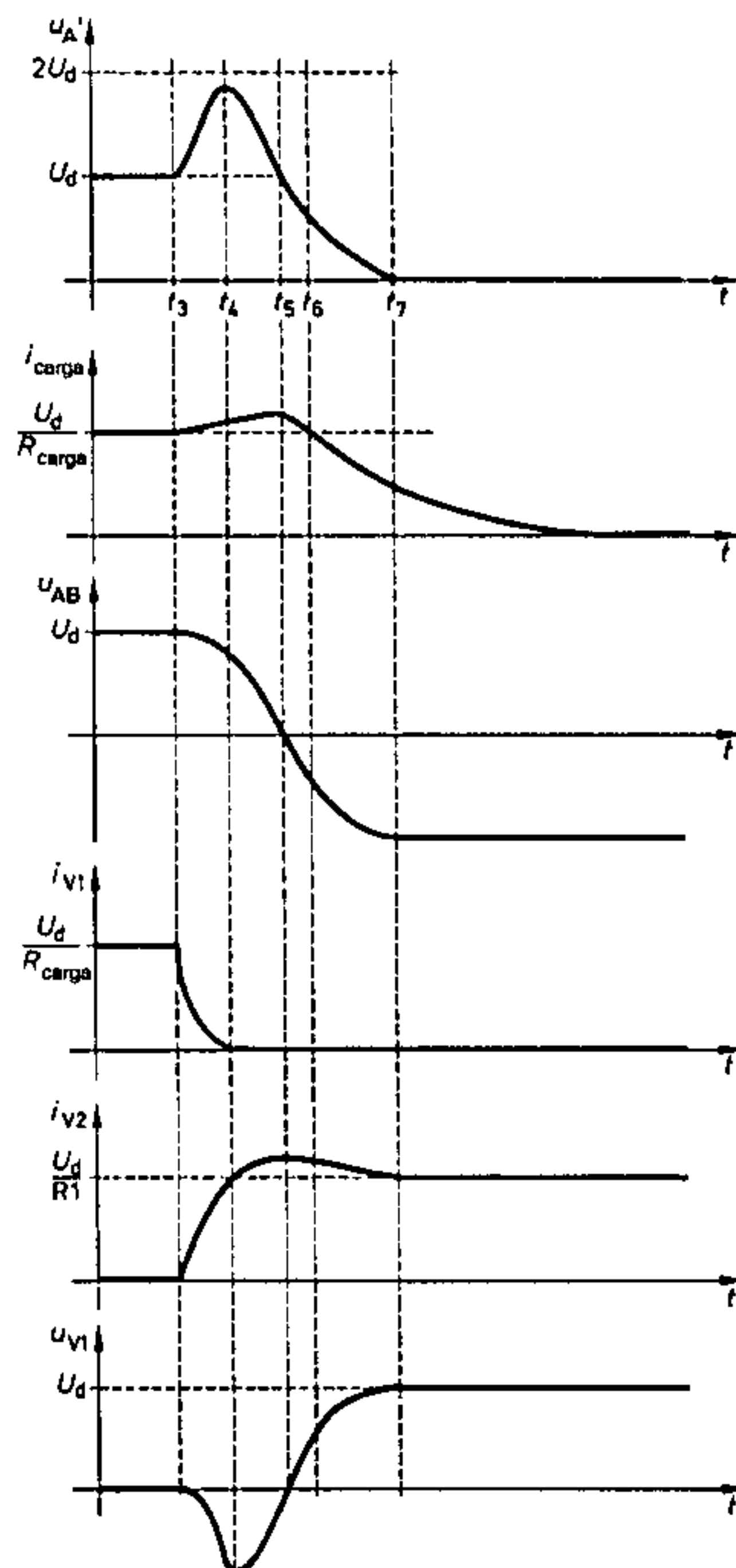
## 2.4 Interruptores de corriente continua

Consecuentemente  $i_{V1} = i_{\text{carga}}$  para  $t > t_1$ . De acuerdo a una función exponencial con tiempo constante  $\tau_{\text{carga}}$  la corriente de carga alcanza su valor máximo en el tiempo  $t = t_2$ :

$$i_{\text{carga}} = \frac{U_d}{R_{\text{carga}}}, \text{ con } t_2 - t_0 = 5 \tau_{\text{carga}}$$

Para el tiempo  $t > t_2$ , la operación de encendido ahora se considera como concluida.

### Operación de apagado (figura 2.83):



**Figura 2.83** Operación de apagado

La operación de apagado se inicia en el instante  $t_3$  mediante el disparo del tiristor GTO V 2 (figura 2.83). En la **figura 2.84** se reproduce el circuito de apagado, en el cual fluye brevemente una corriente de apagado  $i_c$  (entre  $t_3$  y  $t_4$ ).

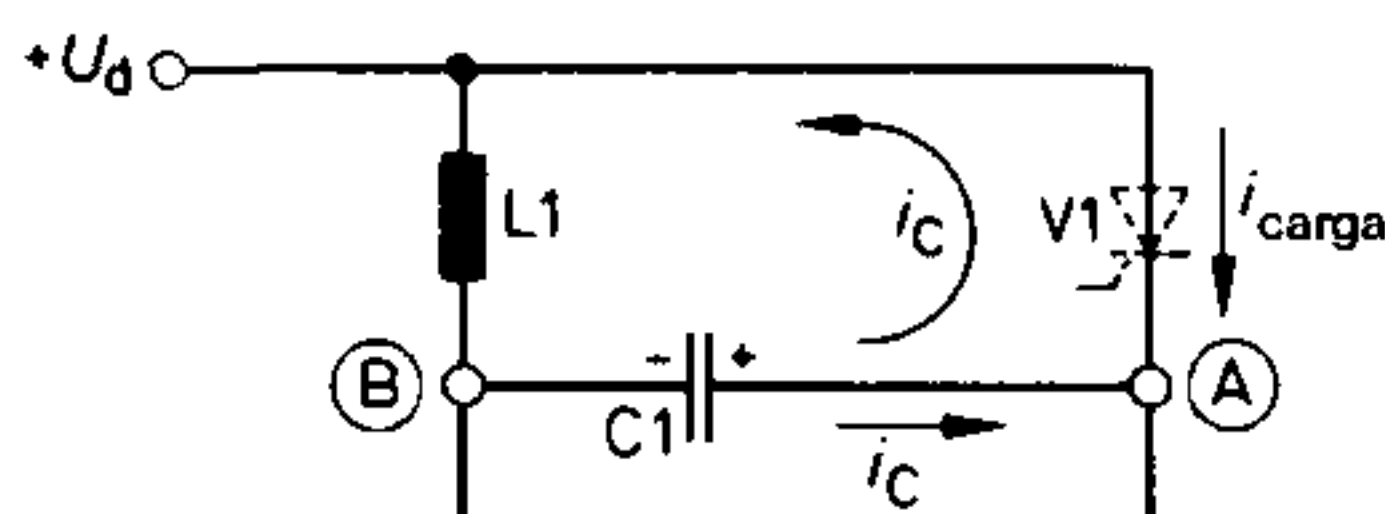


Figura 2.84 Circuito de apagado

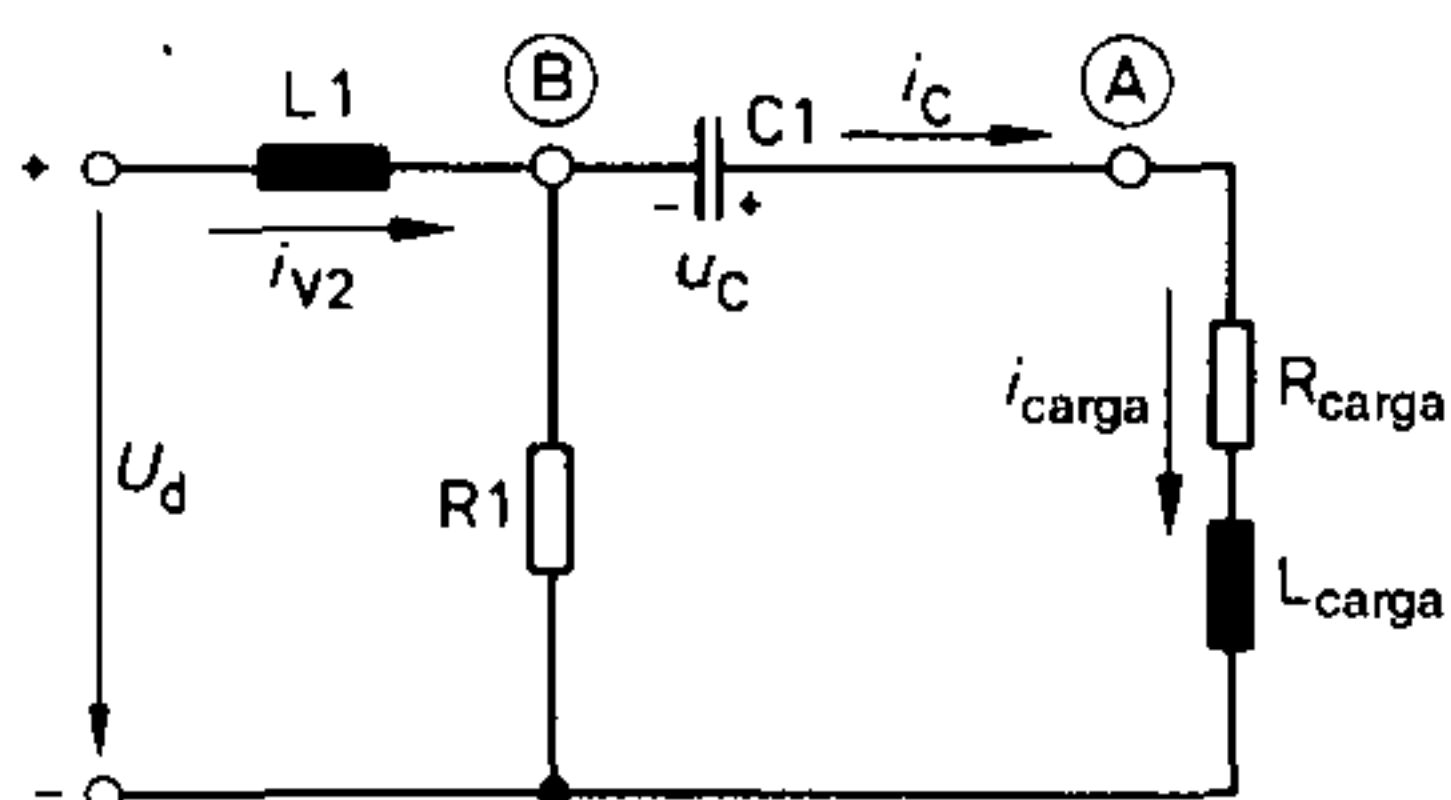


Figura 2.85 Circuito de recarga

La tensión del condensador  $U_{AB}$  de esta manera produce un flujo de corriente que contrarresta la corriente de carga en V 1 y apaga el tiristor V 1. En esta instancia, la inductancia L 1 debería limitar la velocidad de incremento de la corriente de apagado. V 1 está en estado de bloqueo para tiempos  $t > t_4$ , de manera que, en el primer caso, en el circuito está en acción una alta tensión de acuerdo a la **figura 2.85**, puesto que C 1 todavía está transportando casi el total de la carga. La tensión de C 1 se suma a la tensión del punto B.

## 2.5 Símbolos utilizados

Sin embargo, el condensador se descarga a  $U_{AB} = 0 \text{ V}$  durante el período desde  $t_3$  hasta  $t_5$ . Por virtud de la mayor tensión  $U_A > U_d$ , a pesar de la inductancia ( $L_1$  y  $L_{\text{carga}}$ ), ocurre un incremento de la corriente de carga, teniendo su máximo en  $t_5$ .

Como el intercambio de carga aumenta ( $U_{AB}$  llega a ser negativa), la corriente de válvula  $i_{V2}$  disminuye, hasta que alcanza el valor de estado constante  $\frac{U_d}{R_1}$  en el instante  $t_7$ .

En la práctica,  $R_1$  se escoge de manera que no se alcanza la corriente de retención de  $V_2$  y por medio de eso se logra bloquear al tiristor auxiliar. El circuito de prácticas de la figura 2.80 está diseñado de manera que  $V_2$  no se apaga sino hasta que  $V_1$  sea redisparrado con la frecuencia de reloj de 50 Hz.

Para tiempos  $t > t_7$ , solamente el circuito de libre circulación es efectivo para la carga, de forma que  $U_A = 0 \text{ V}$  e  $i_{\text{carga}} = i_{V3}$ .

La corriente de carga decae de acuerdo a una función exponencial con  $\tau_{\text{carga}} = \frac{L_{\text{carga}}}{R_{\text{carga}}}$  y la operación de apagado está concluida.

## 2.5 Símbolos utilizados

### 2.5.1 Tensiones

$\frac{du}{dt}$	Velocidad de incremento de tensión
$U_{(TO)}$	Tensión umbral
$U_{BO}$	Tensión de sobrepaso
$U_F$	Tensión directa del diodo
$U_{RRM}$	Tensión pico inversa periódica
$U_{AC}$	Tensión ánodo – cátodo
$U_{GC}$	Tensión gate – cátodo
$U_{DRM}$	Tensión pico de estado apagado periódica
$U_{GT}$	Tensión de disparo de gate superior
$U_{A2A1}$	Tensión ánodo 1 – ánodo 2 del triac
$U_{BTO}$	Tensión de sobrepaso con gate del triac abierto
$U_{D \text{ máx}}$	Máximo valor de la tensión de conmutación
$U_{D \text{ mín}}$	Mínimo valor de la tensión de conmutación
$U_R$	Tensión inversa

### 2.5.2 Corrientes

$\frac{di}{dt}$	Velocidad de incremento de corriente
$I_F$	Corriente directa del diodo



## 2 Interruptores electrónicos

$i_F$	Valor instantáneo de la corriente directa del diodo
$I_{FAVM}$	Valor límite del valor medio aritmético de corriente
$I_{FAV}$	Valor medio aritmético del diodo
$I_{TAV}$	Valor medio aritmético del tiristor
$I_d$	Corriente continua
$I_{FRMS}$	Valor eficaz de corriente del diodo
$I_{TRMS}$	Valor eficaz de corriente del tiristor
$I_D$	Corriente inversa del diodo
$I_R$	Corriente inversa del tiristor (corriente de estado apagado)
$I_{GT}$	Corriente de disparo de gate superior
$I_{T\ min}$	Corriente de retención o fijación
$I_H$	Corriente de retención
$i_R$	Corriente inversa

### 2.5.3 Resistencias

$r_F$	Resistencia directa diferencial (resistencia equivalente)
-------	---

### 2.5.4 Potencias

$P_F$	Disipación de potencia directa del diodo
$P_{pér}$	Disipación de potencia de encendido

### 2.5.5 Otras magnitudes

$T$	Período
$F$	Factor de forma
$\alpha$	Angulo de retardo de disparo, ángulo de control
$\vartheta_J$	Temperatura de juntura
$\beta$	Angulo de apagado (GTO)
$t_{gt}$	tiempo de encendido
$t_{gr}$	Tiempo de incremento
$t_{gd}$	Tiempo de retardo de disparo
$t_{rr}$	Tiempo de recuperación inverso
$t_q$	Tiempo de liberación
$Q_{rr}$	Carga de almacenamiento de portadores
$\vartheta_{J\ máx}$	Máxima temperatura permisible de la juntura
$S_{I\ crit}$	Valor límite de la velocidad de incremento de corriente
$S_{U\ crit}$	Valor límite de la velocidad de incremento de tensión
$n$	Secuencia numérica (1, 2, ...)

## 2.6 Símbolos y hojas de datos

A continuación, se listan los datos de componentes típicos de la electrónica de potencia. La información de los fabricantes se reproduce en extracto, dando solamente los datos y diagramas más importantes. Las explicaciones de los fabricantes aclaran los símbolos utilizados – los cuales no siempre corresponden a aquellos utilizados en la sección 2.5.

### 2.6.1 Hoja de datos para el diodo DS 6 (Brown Boveri)

<b>Valores eléctricos</b>	Máxima tensión pico inversa permisible periódica	$U_{RRM}$	para DS6–04 07 11 14 16	400 V 700 V 1100 V 1400 V 1600 V
	Corriente inversa	$I_R$	con $U_{RRM}$ $T_{(VJ)} = 25^\circ\text{C}$ $T_{(VJ)} = 180^\circ\text{C}$	$\leq 5 \mu\text{A}$ $\leq 2 \text{ mA}$
	Valor de sobrecorriente límite	$I_{FSM}$	con $T_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}; 10 \text{ ms}$ $= 180^\circ\text{C}; 10 \text{ ms}$ $= 45^\circ\text{C}; 1 \text{ ms}$ $= 180^\circ\text{C}; 1 \text{ ms}$	180 A 140 A 450 A 380 A
	Integral de carga límite	$\int i^2 dt$	con $T_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}; 10 \text{ ms}$ $= 180^\circ\text{C}; 10 \text{ ms}$ $= 45^\circ\text{C}; 1 \text{ ms}$ $= 180^\circ\text{C}; 1 \text{ ms}$	160 A <sup>2</sup> S 100 A <sup>2</sup> S 100 A <sup>2</sup> S 72 A <sup>2</sup> S
	Máximo valor eficaz permisible de corriente directa	$I_{FRMS}$		16 A
<b>Valores térmicos</b>	Máxima corriente directa media nominal	$I_{FAVM}$	con $T_C = 100^\circ\text{C}$ D 0,5 (S) D 0,3 (S) $R_{thJA} = 60^\circ\text{C/W}^*$	10 A 5,8 A 4,3 A 2,3 A
	Tensión directa continua	$U_F$	con $i_F = 30\text{A}$ $T_{(VJ)} = 25^\circ\text{C}$	1,6 V
	Tensión umbral	$U_{(TO)}$	con $T_{(VJ)} = 180^\circ\text{C}$	0,85 V
	Resistencia equivalente	$r_F$	con $T_{(VJ)} = 180^\circ\text{C}$	30 mΩ
	Máxima temperatura de juntura		$T_{(VJ)}$	180°C
Resistencia térmica interna		$R_{thJC}$	$\leq 3 \text{ K/W}$	
Resistencia de transferencia de calor		$R_{thCD}$	1 K/W	
Resistencia térmica del dissipador de calor		$R_{thDA}$	D 0,3 (S) 24 K/W D 0,5 (S) 14,5 K/W	
Resistencia térmica		$R_{thJA}$	60 K/W	

**Denominación:**

$T_{(VJ)}$  = temperatura de juntura

$T_C$  = Temperatura de la cápsula (asiento de la cápsula)

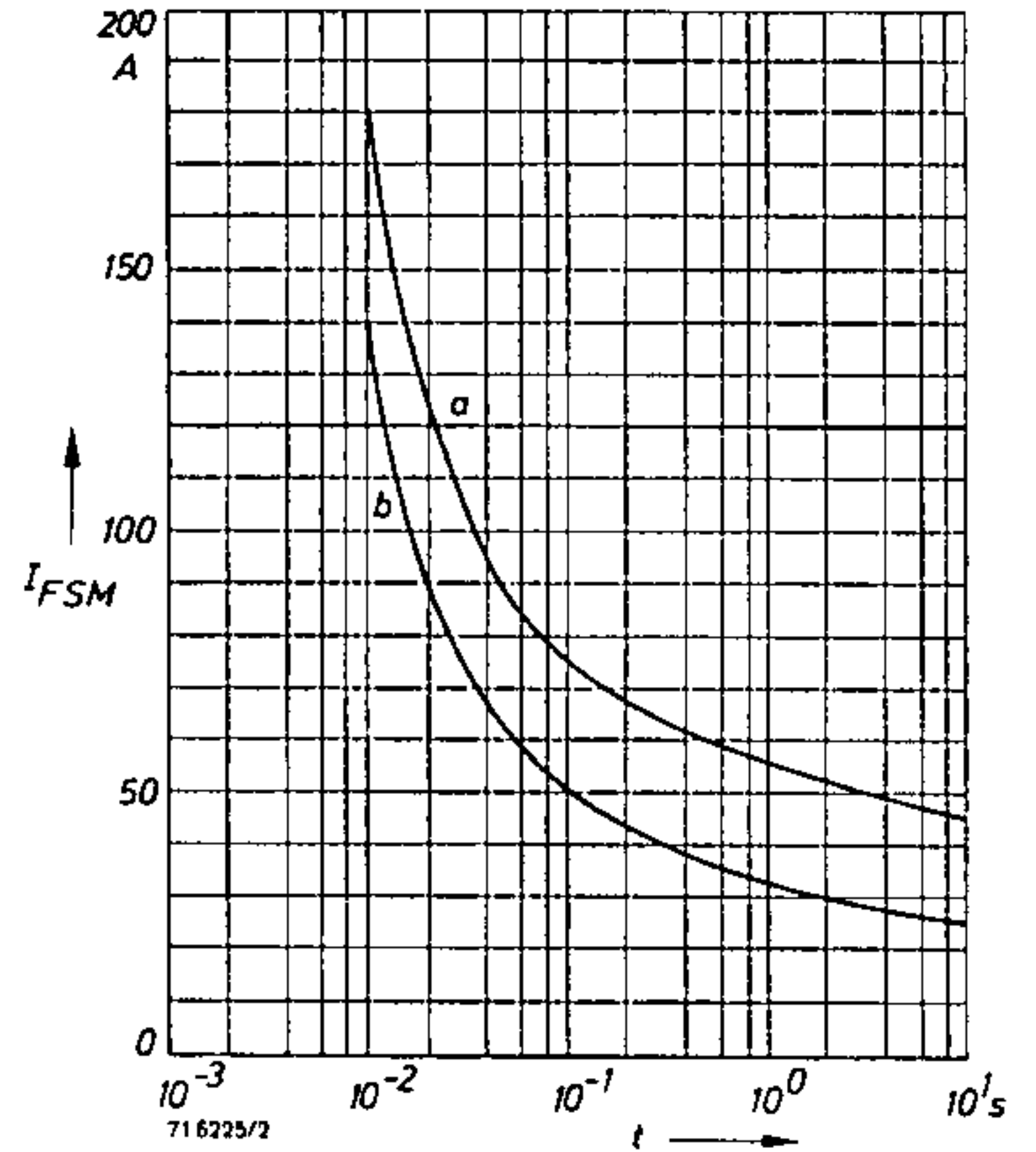
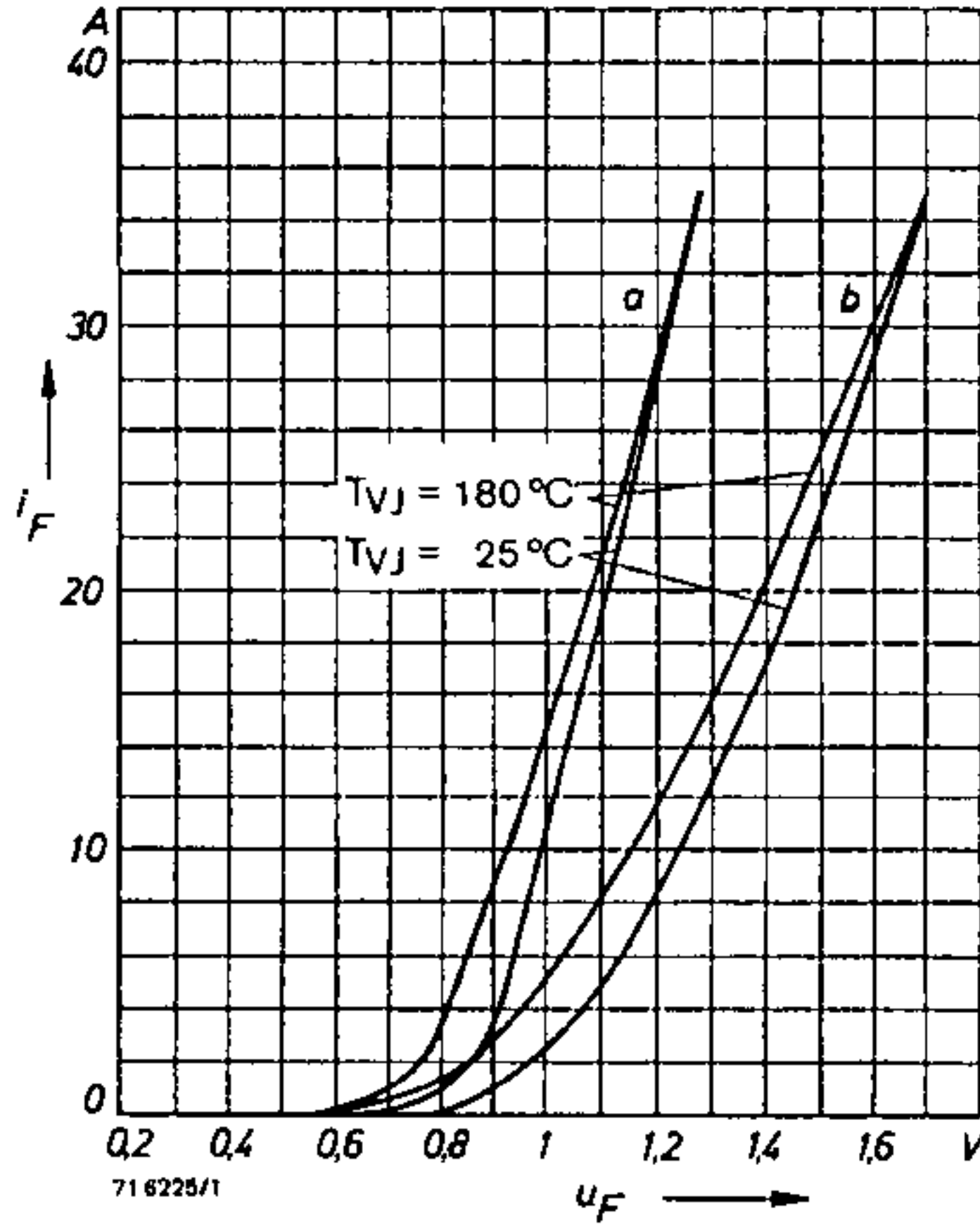
$I_{FAV}$  = Corriente directa media

(S) = con autoenfriamiento de aire;  $T_{ajuste} = 45\text{ }^\circ\text{C}$ ; baja velocidad de aire

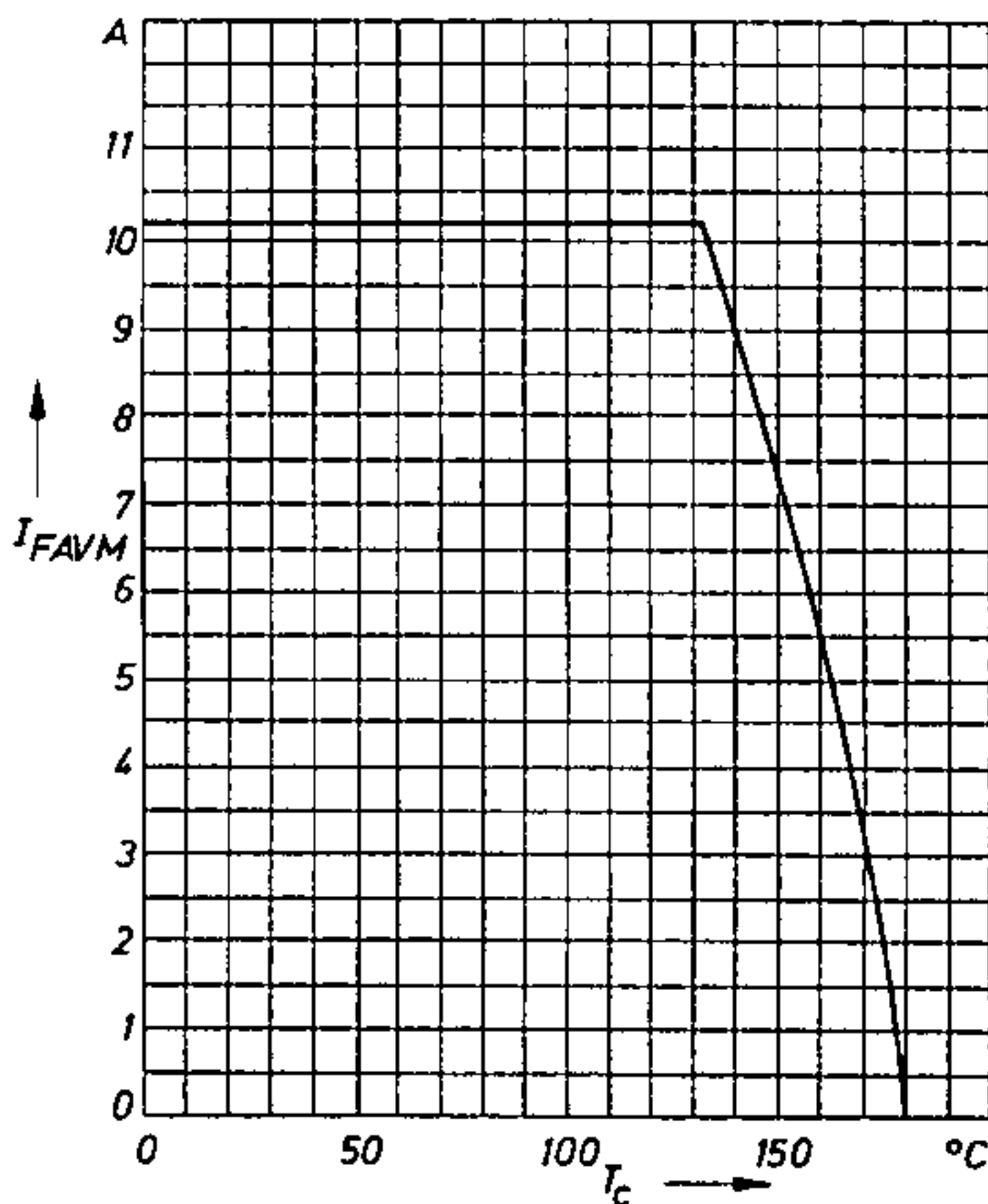
(F) = Ventilación directa;  $T_{ajuste} = 35\text{ }^\circ\text{C}$ ; velocidad de aire 6 m/s

$R_{th\ CA} = R_{th\ CD} + R_{th\ DA}$  = resistencia térmica cápsula – medio de enfriamiento

D... = disipador de calor (por ejemplo D 0,5 D 2,5 D 11 etc.)



**Figura 2.86** *Curvas características directas*  
Correlación de los valores instantáneos de la corriente directa  $i_F$  y la tensión directa  $u_F$  para temperaturas de juntura  $T_{(VJ)} = 25\text{ }^\circ\text{C}$  y  $T_{(VJ)} = 180\text{ }^\circ\text{C}$ .  
a = curvas características promedio,  
b = curvas características límite



**Figura 2.87** *Curvas características de corriente límite*  
Las curvas dan el valor pico de la corriente directa  $I_{FSM}$ , en función de la duración de sobrecorriente  $t$ , y se utilizan cuando se diseña equipo de protección.  
a = estado inicial,  $T_{(VJ)} = 45\text{ }^\circ\text{C}$   
b = estado inicial,  $T_{(VJ)} = 180\text{ }^\circ\text{C}$

**Figura 2.88** *Curva característica de la máxima corriente directa media nominal*  
La curva presenta la máxima corriente directa media nominal, en función de la temperatura de la cápsula.

2.6 Símbolos y hojas de datos

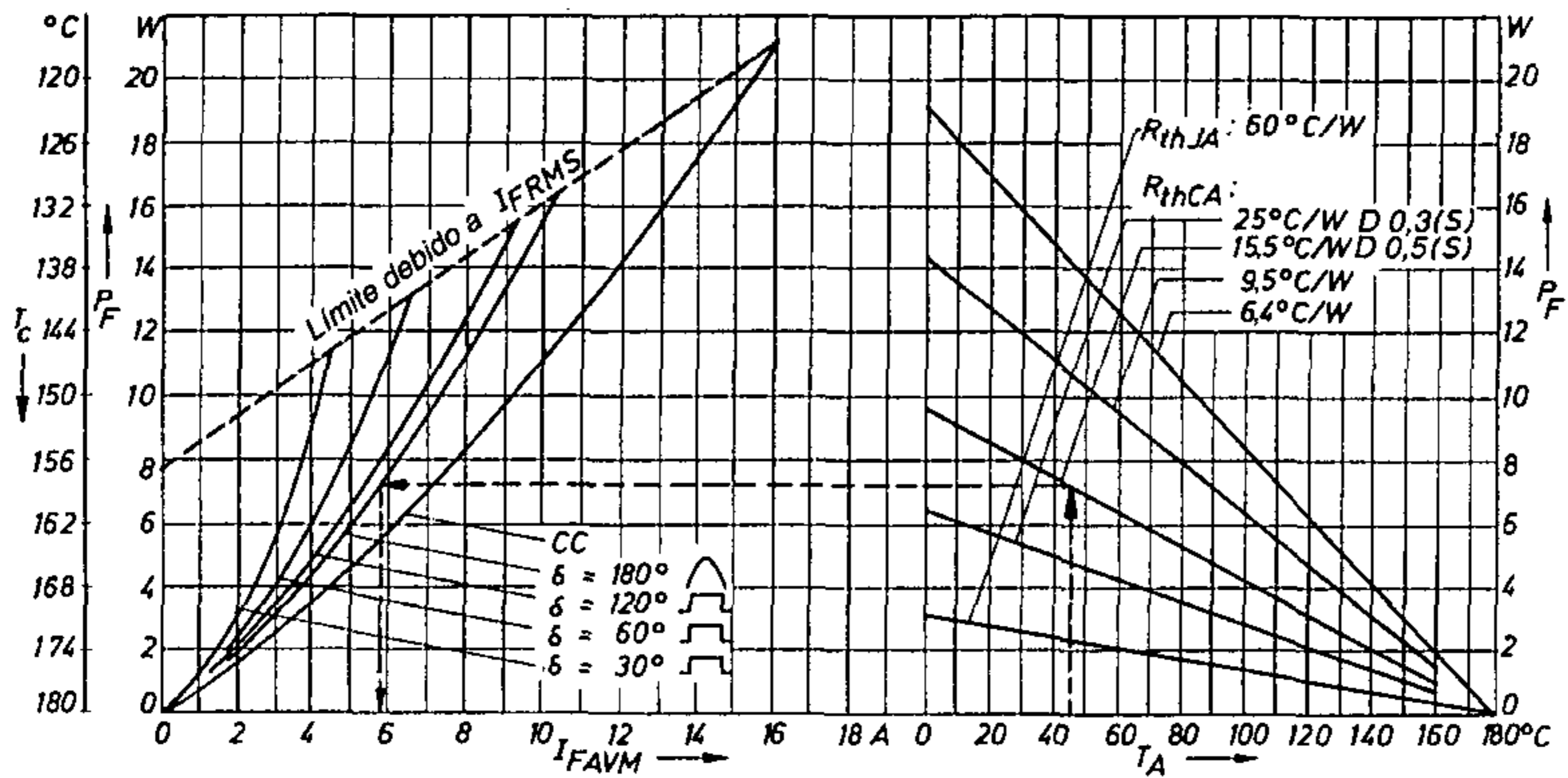


Figura 2.89 Diagrama de capacidad de carga

Las curvas se utilizan para determinar la máxima corriente directa media nominal  $I_{FAVM}$ . Estas se aplican para ángulos de flujo de corriente  $\delta = 30^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ$  el y corriente continua. Limitación de las máximas corrientes directas medias nominales mediante el valor eficaz  $I_{FRMS}$  para varios ángulos de flujo de corriente; resistencias térmicas diferentes; resistencia térmica entre la cápsula y el medio de enfriamiento  $R_{thCA}$ .

**Ejemplo**

Dado:

Temperatura del medio de enfriamiento  $T_A = 45^\circ\text{C}$   
 Resistencia térmica  $R_{thCA} = 15,5 \text{ K/W}$   
 Angulo de flujo de corriente  $\delta = 180^\circ$

Determinado:

Máxima corriente directa media nominal  $I_{FAVM} = 5,8 \text{ A}$   
 Temperatura de la cápsula  $T_C = 158^\circ\text{C}$   
 Pérdidas de encendido  $P_F = 7,2 \text{ W}$

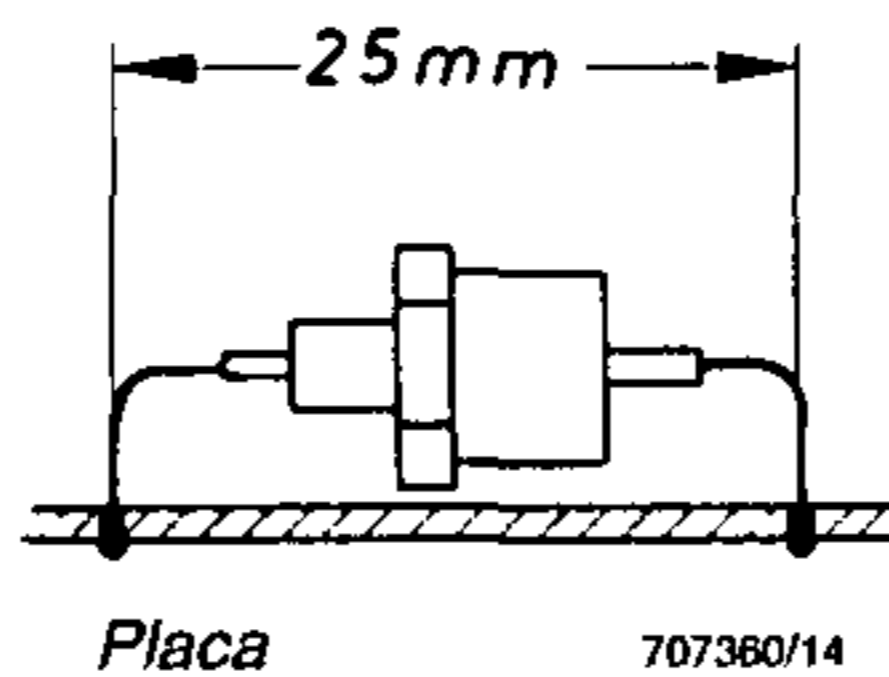


Figura 2.90 Diagrama para definición de  $R_{thJA} = 60 \text{ K/W}$

## 2.6.2 Hoja de datos para el diodo D 250 (AEG)

### Características eléctricas

#### Máximos valores permisibles

$U_{RRM}$	Tensión pico inversa periódica		400 ... 1 800 V
$I_{FAVM}$	Máxima corriente directa media nominal	$t_c = 100\text{ °C}$	250 A
$I_{FRMSM}$	Corriente directa eficaz		470 A
$I_{FRM}$	Corriente pico directa periódica		3 700 A
$I_{FSM}$	Valor de corriente pico límite	$t = 10\text{ ms}, t_{vi} \leq 45\text{ °C}$	6 100 A
		$t = 10\text{ ms}, t_{vi} = 150\text{ °C}$	5 300 A
$i^2t$	Integral de carga límite	$t = 10\text{ ms}, t_{vi} \leq 45\text{ °C}$	186 000 A <sup>2</sup> s
		$t = 10\text{ ms}, t_{vi} = 150\text{ °C}$	140 000 A <sup>2</sup> s

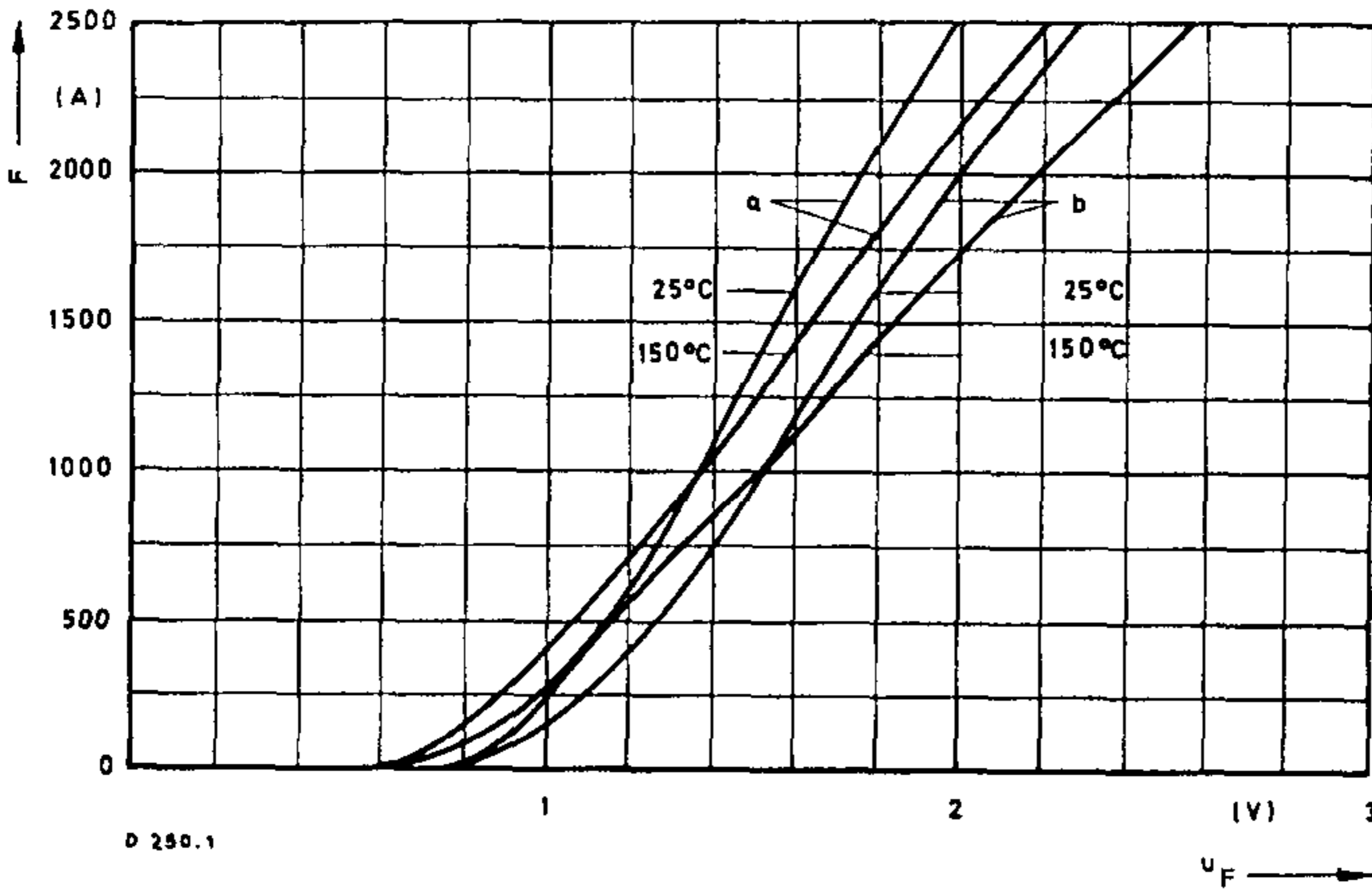
#### Valores característicos

$I_{FAVM}$	Máxima corriente directa media nominal DL 42, enfriamiento natural	$t_A = 45\text{ °C}$	97 A
	DL 42, enfriamiento forzado	$v_L = 6\text{ m/s}, t_A = 35\text{ °C}$	209 A
$U_F$	Tensión directa continua	$t_{vi} = 25\text{ °C}, i_F = 900\text{ A}$	1,5 V
$U_{(TO)}$	Tensión umbral	$t_{vi} = 150\text{ °C}$	0,75 V
$r_F$	Resistencia equivalente	$t_{vi} = 150\text{ °C}$	0,75 mΩ
$I_R$	Corriente inversa superior	$t_{vi} = 150\text{ °C}, u_R = U_{RRM}$	40 mA

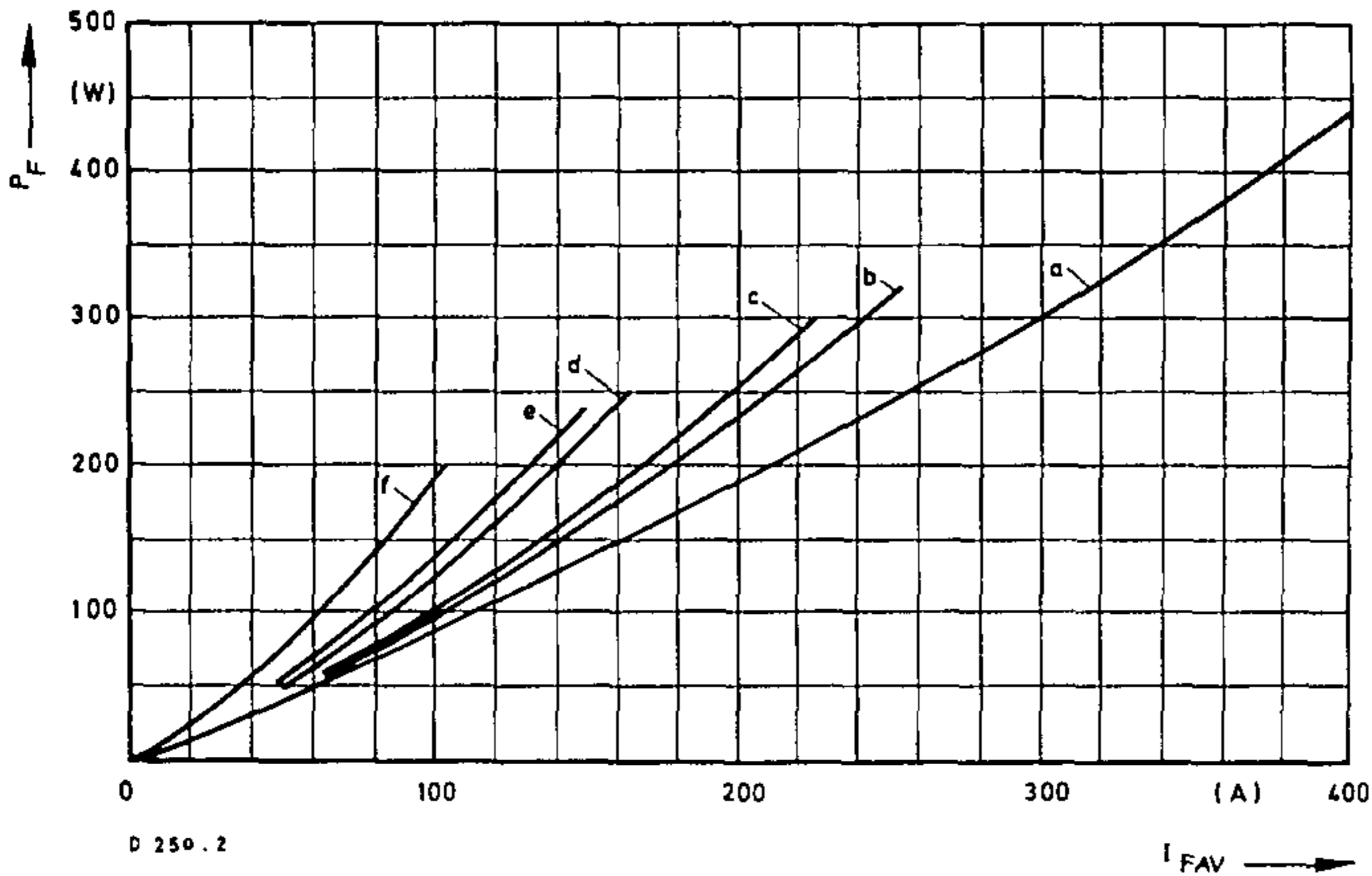
#### Características térmicas

$R_{th\text{ JC}}$	Resistencia térmica interna		0,16 K/W
$R_{th\text{ CA}}$	Resistencia térmica externa con DL 42, enfriamiento natural		1,0 K/W
	con DL 42, enfriamiento forzado	$v_L = 6\text{ m/s}$	0,32 K/W

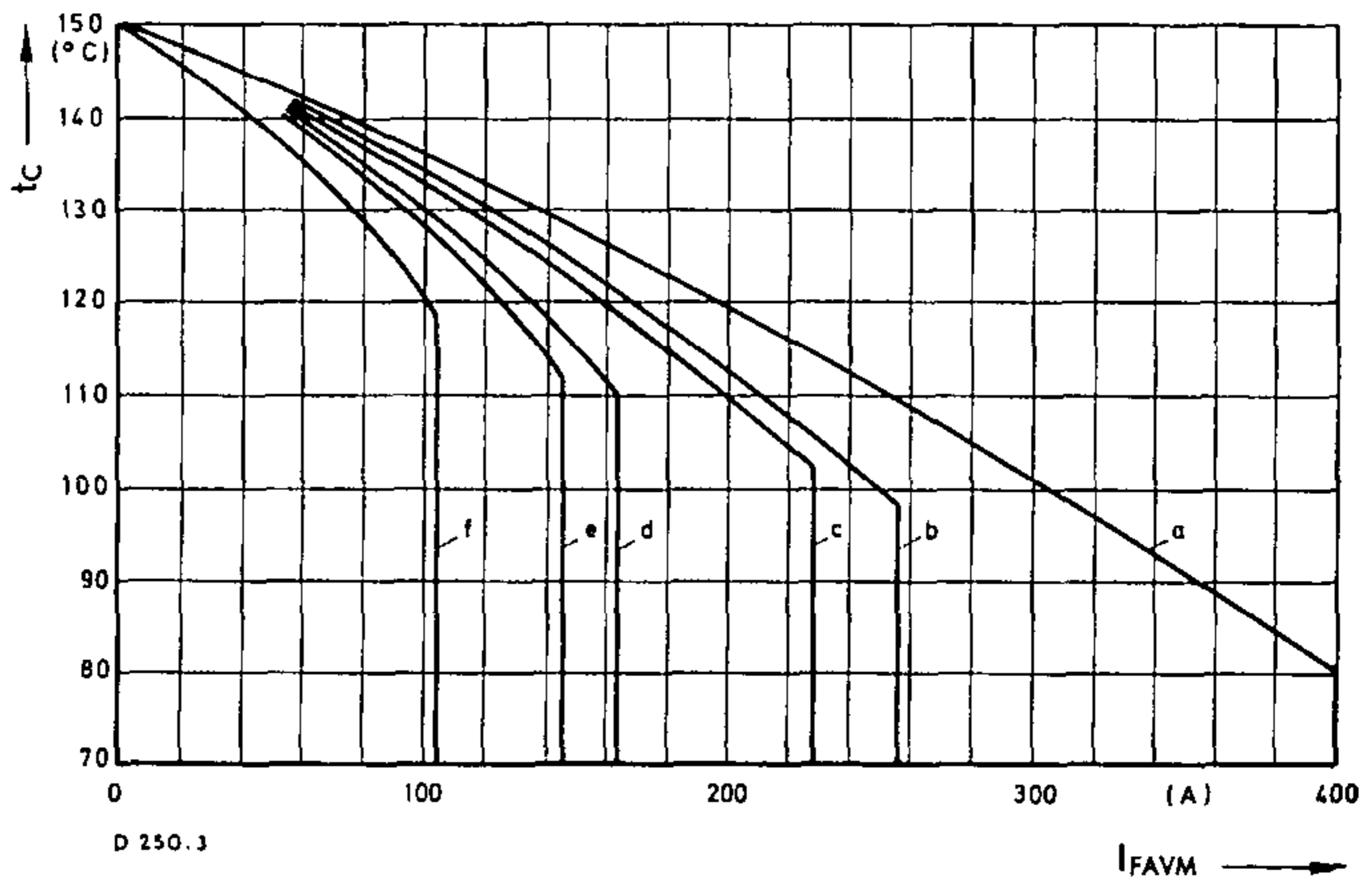
2.6 Símbolos y hojas de datos



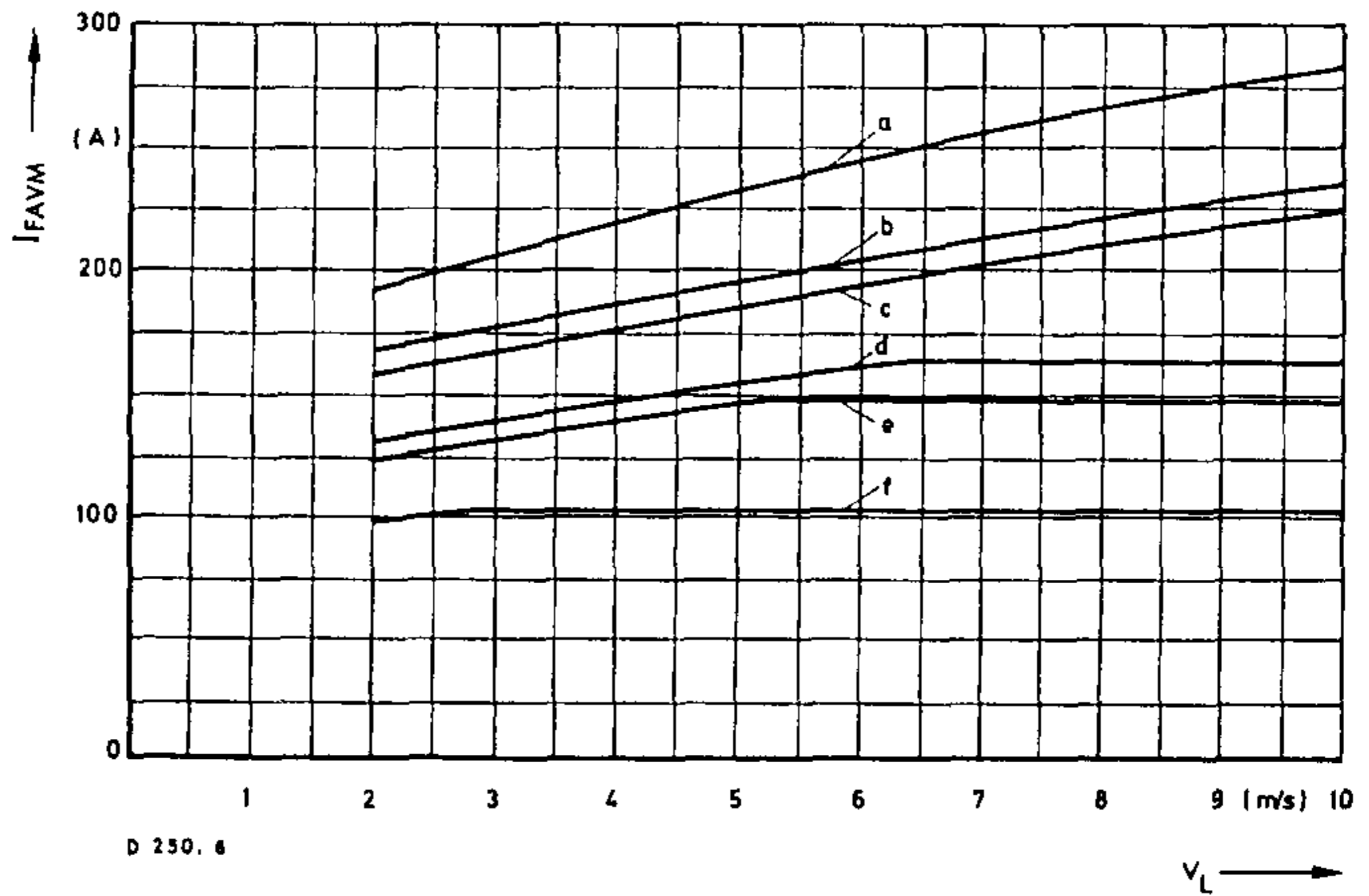
**Figura 2.91** Curvas características directas: corriente directa  $i_F$ , en función de la tensión directa  $u_F$ . Parámetro: temperatura de juntura  $t_{vj}$   
 a – curva característica típica, b – curva característica límite



**Figura 2.92** Disipación de potencia directa  $P_F$  en función de la corriente directa  $I_{FAV}$   
 a – Corriente continua  
 b – Circuito de media onda; conexión con toma central; rectificador en puente  
 c – Puente trifásico; conexión en estrella; conexión trifásica en doble estrella con bobina  
 d – Conexión en doble estrella  
 e – Circuito de media onda; conexión con toma central; rectificador en puente; con carga de fuerza electromotriz de retorno; ángulo de flujo de corriente de 60° el  
 f – Circuito de media onda; conexión con toma central; rectificador en puente; con carga de fuerza electromotriz de retorno; ángulo de flujo de corriente de 30° el



**Figura 2.93** Máxima temperatura de cápsula permisible  $t_c$ , en función de la máxima corriente directa media nominal



**Figura 2.94** Máxima corriente directa media nominal  $I_{FAVM}$  para operación sobre disipador de calor DL 42, con enfriamiento forzado,  $t_A = 35$  °C, en función de la velocidad del aire  $v_L$

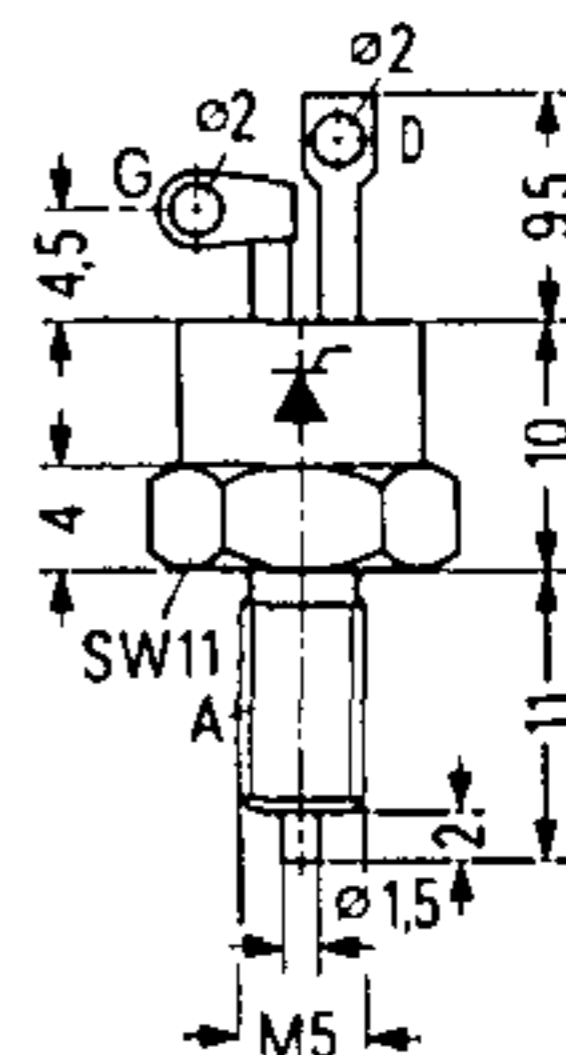
### 2.6.3 Hoja de datos del tiristor BStD 03 (Siemens)

**Tiristor de potencia en cápsula tipo tornillo para 200 hasta 1200 V, valor límite de corriente media en estado de encendido 16 A.**

**Aplicación:** Principalmente para convertidores de línea conmutada, por ejemplo controladores de potencia de corriente alterna, sistemas de control de motores, rectificadores controladores, etc.

**Sistema:** Silicio, completamente difundido

**Disipador de calor acoplado:** ED 09, FD 13



**Figura 2.95** Tiristor  
A ánodo, C cátodo,  
G gate

Tipo	Máxima tensión pico de estado apagado (inversa) periódica $U_{DRM}, U_{RRM}$	Corriente de disparo de gate $U_D = 6\text{ V}$ $\vartheta_j = 25\text{ °C}$ $I_{GT}$	Corriente de retención superior $\vartheta = 25\text{ °C}$ $I_H$	Velocidad crítica de incremento de tensión $0,67 U_{DRM}$ $\vartheta_j = 125\text{ °C}$ $(du/dt)_{crit}$
BstD0313S6	200 V			
BstD0326S6	400 V			
BstD0340S6	600 V	30 mA	80 mA	200 V/ $\mu$ s
BstD0353S6	800 V			
BstD0366S6	1000 V			
BstD0380S6	1200 V			

#### Corrientes continuas límite $I_{TAV}$ para servicio en red, 40 hasta 60 Hz

Disipador de calor Tipo de enfriamiento	Temperatura del ambiente $\vartheta_{amb}$				
		$\lambda = 180^\circ$	$180^\circ$	$120^\circ$	$60^\circ$
Autoenfriamiento de aire ED 09	45 °C	8,5 A	8,6 A	8 A	6,6 A
Autoenfriamiento de aire FD 13	45 °C	10,5 A	10,7 A	10 A	8 A



## 2 Interruptores electrónicos

### Valores límite del circuito principal

Máxima corriente inversa (en estado de apagado) positiva o negativa  
Máxima tensión continua en estado de encendido  
Tensión umbral

$I_D, I_R$  3 mA  
 $U_T$  1,82 V  
 $U_{(TO)}$  1 V

Resistencia diferencial  
Máxima corriente directa media nominal

$r_T$  18 mΩ  
 $I_{TAV}$  16 A

Corriente eficaz límite  
Valor de sobrecorriente límite

$I_{TRMS(I)}$  25 A  
 $I_{TSM}$  250 A

Integral de carga límite

$\int I^2 dt$  310 A<sup>2</sup>s  
200 A<sup>2</sup>s  
210 A<sup>2</sup>s  
150 A<sup>2</sup>s

### Condiciones de medición

$\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ , con  $U_{DRM}, U_{RRM}$

$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $i_T = 48$  A

Línea equivalente para cálculo de pérdidas

$\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$

$\vartheta_C = 85^\circ\text{C}$ , corriente de onda sinusoidal  $\lambda = 180^\circ$

$\vartheta_j = 45^\circ\text{C}$  }  $t = 10$  ms

$\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$  }  $f = 50$  Hz,  $U_R = 0$  V

$\vartheta_j = 45^\circ\text{C}$  }  $t = 1$  ms

$\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$  }  $t = 10$  ms,  $U_R = 0$  V

$\vartheta_j = 45^\circ\text{C}$  }  $t = 1$  ms,  $U_R = 0$  V

$\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$  }  $t = 1$  ms,  $U_R = 0$  V

### Valores de control límite

Tensión de disparo de gate superior  
Corriente de disparo de gate superior

$U_{GT}$  2,5 V  
 $I_{GT}$  30 mA

Máxima potencia pico de gate

$P_{GM}$  1 W  
10 W

$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_D \geq 6$  V

$t_p = 180^\circ$  el }  $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$   
 $t_p = 30$  μs

### Valores dinámicos; comportamiento de conmutación

Corriente de retención superior

$I_H$  80 mA

$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_D = 6$  V

Tiempo de retardo de disparo

$t_{gd}$   $\leq 2$  μs

$I_{GT} = 90$  mA,  $di_G/dt = 90$  mA/μs

Velocidad crítica de aumento de corriente

$(di/dt)_{crit}$  150 A/μs

$I_{GT} = 0,2$  A,  $di_G/dt = 0,2$  A/μs

Velocidad crítica de aumento de tensión

$(du/dt)_{crit}$  vea la tabla

Tiempo de liberación

$t_q$  60 μs (típico)  $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ ,  $di/dt = 20$  A/μs

### Valores térmicos

Máxima temperatura de junta permisible

$\vartheta_{j(I)}$   $+125^\circ\text{C}$

Rango de temperatura de operación

$\vartheta_j$   $-40$  a  $+125^\circ\text{C}$

Rango de temperatura de almacenamiento

$\vartheta_S$   $-40$  a  $+150^\circ\text{C}$

Resistencia térmica para corriente constante

$R_{thJC}$   $\leq 1,5$  K/W

Resistencia de transferencia de calor

$R_{thCD}$  1,0 K/W

### Elementos de protección

Circuito AHS

para operación en red desde 40 hasta 60 Hz;  $U_D = 4$  hasta 8 %

Condensador

$C$  50 nF

Resistencia

$R$  300 Ω/7 W

2.6 Símbolos y hojas de datos

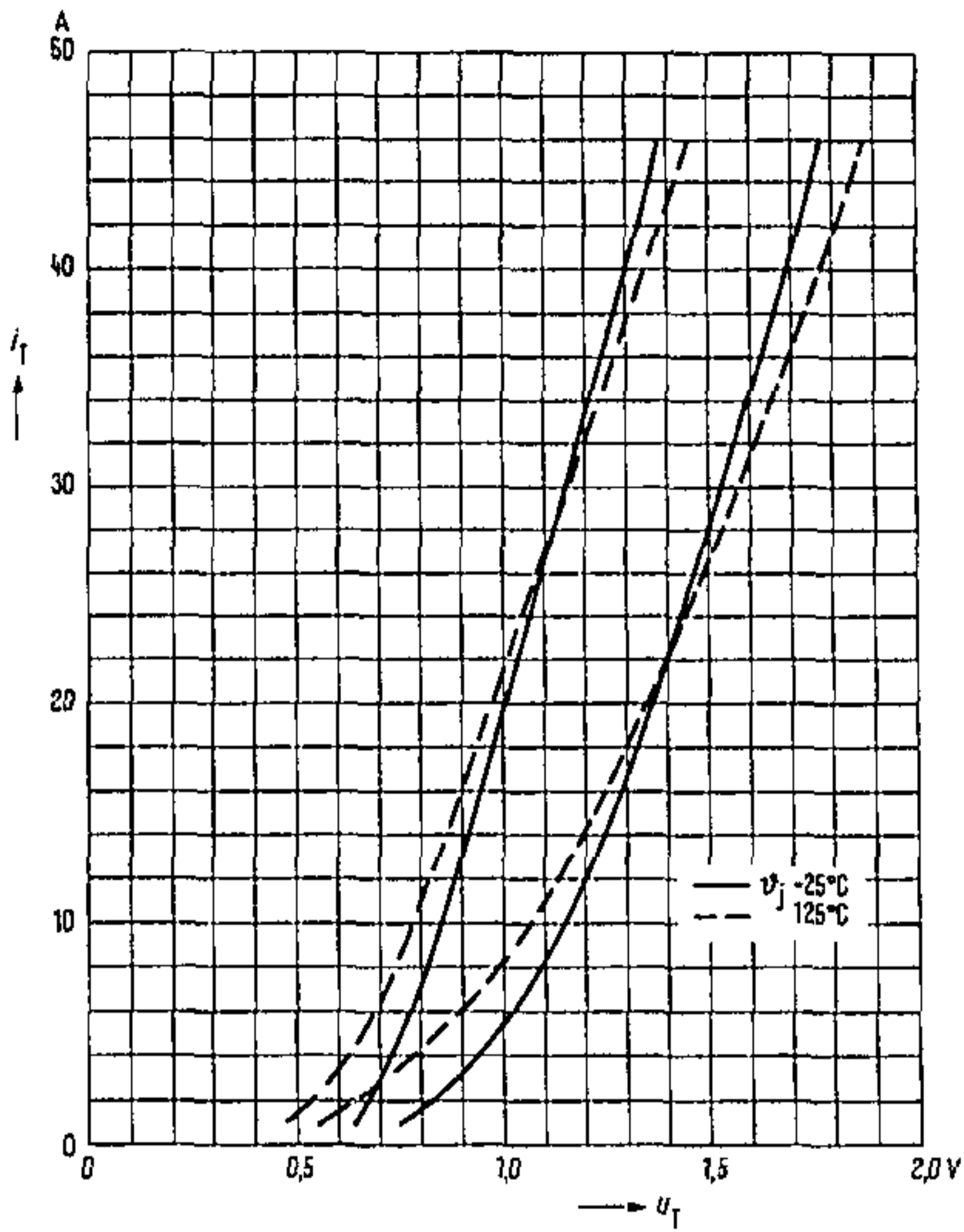


Figura 2.96 Curvas características directas (bandas de dispersión)

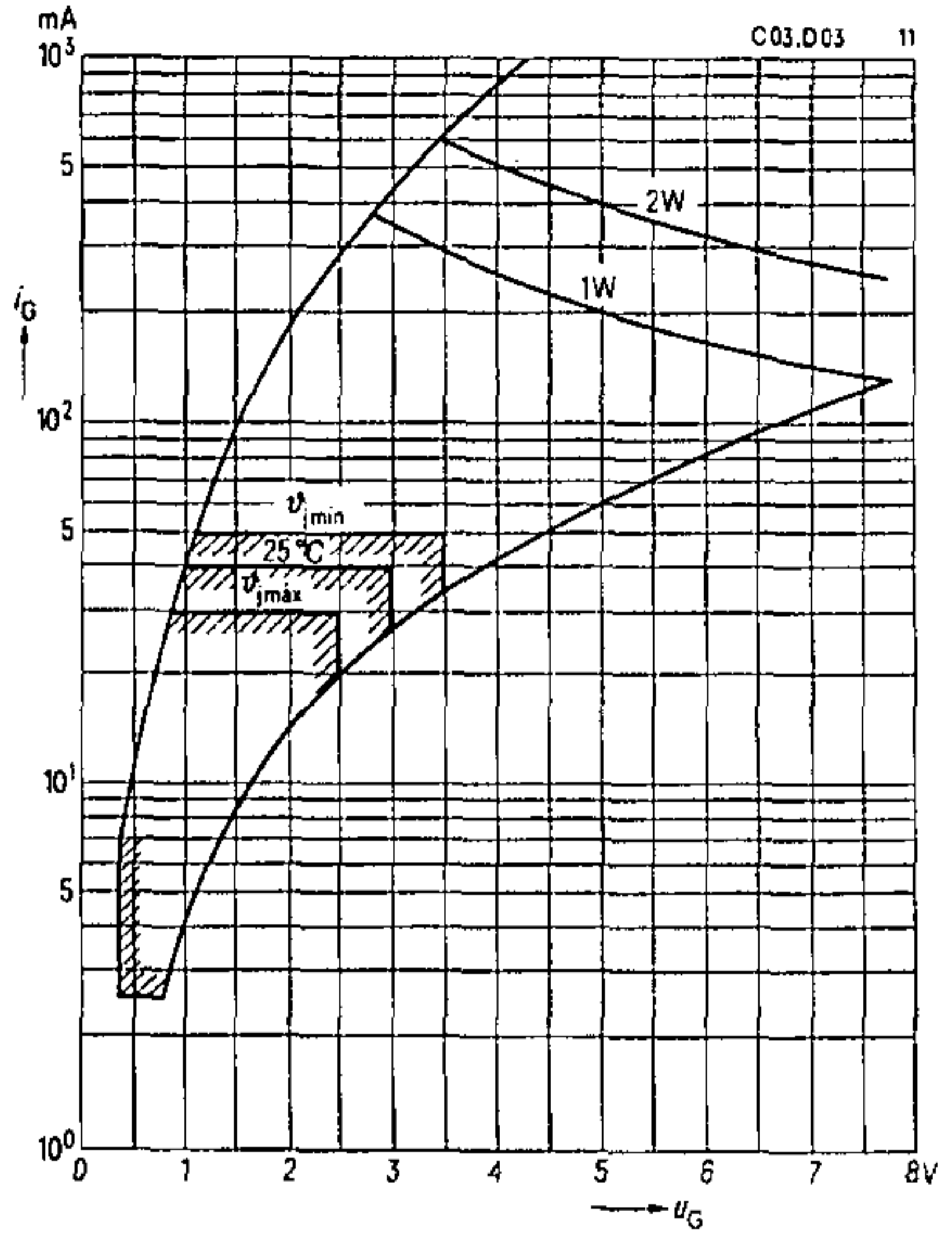


Figura 2.97 Curvas características de entrada (rangos de disparo)

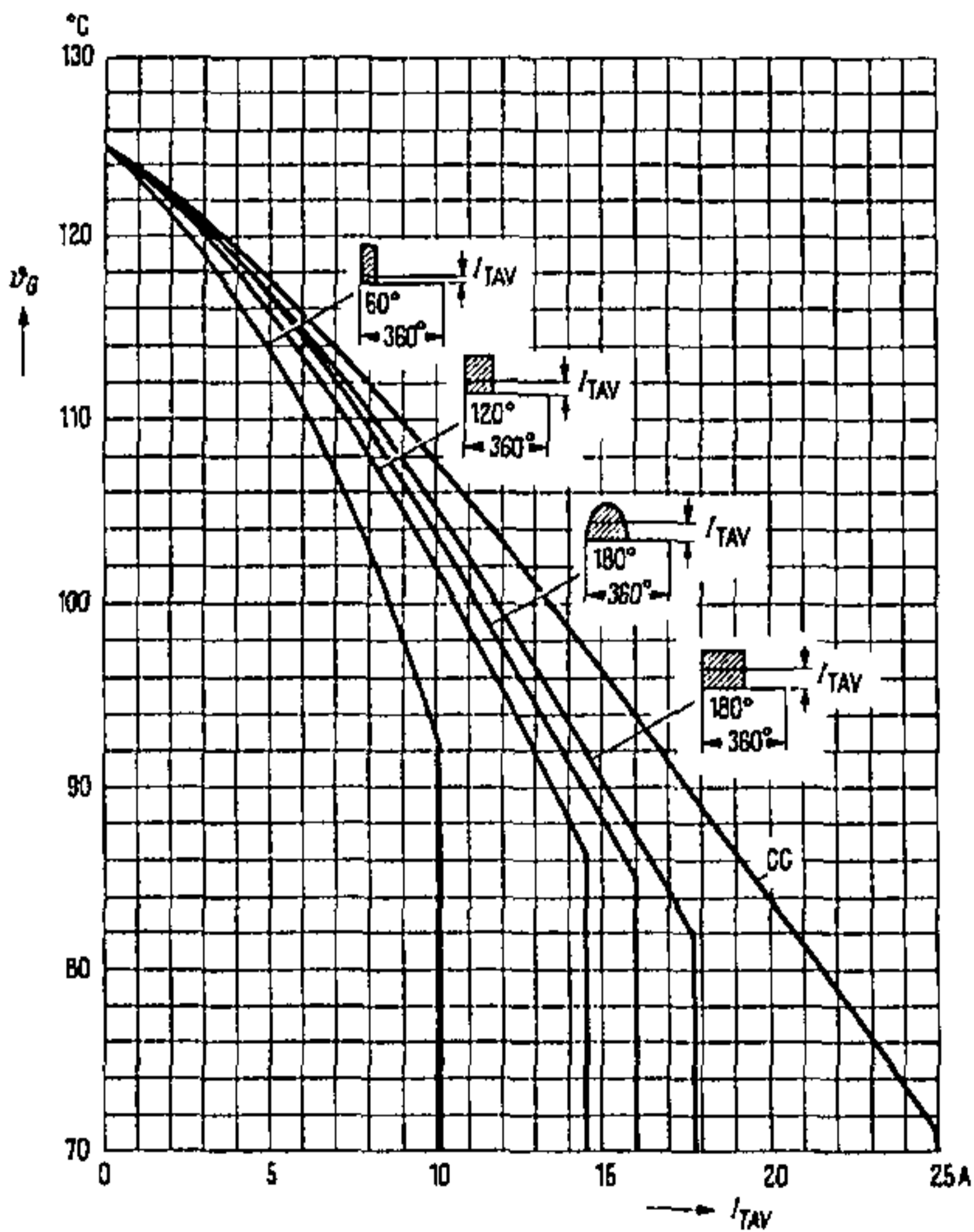


Figura 2.98 Temperatura de cápsula permisible, en función de la corriente directa; operación en redes desde 40 hasta 60 Hz

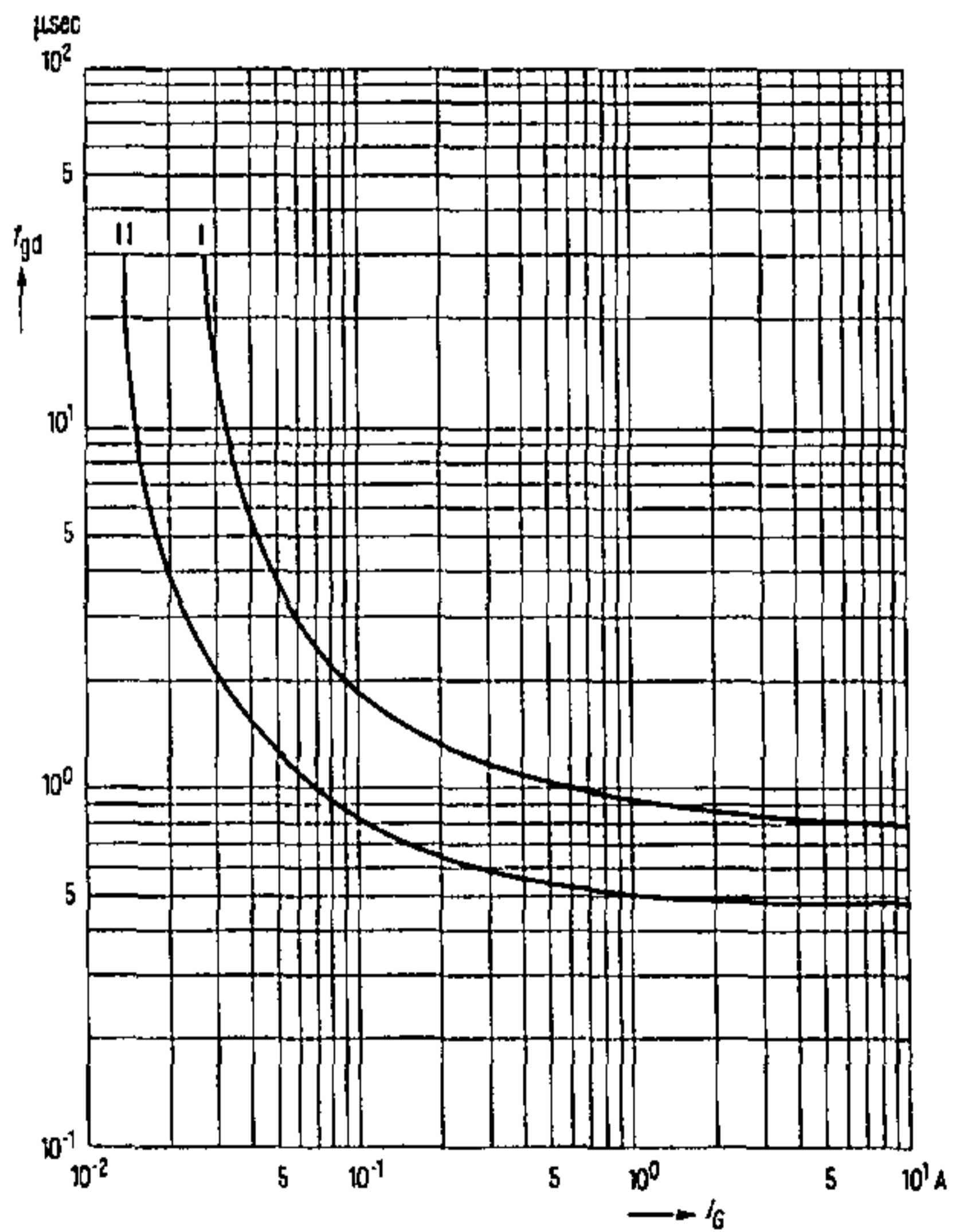
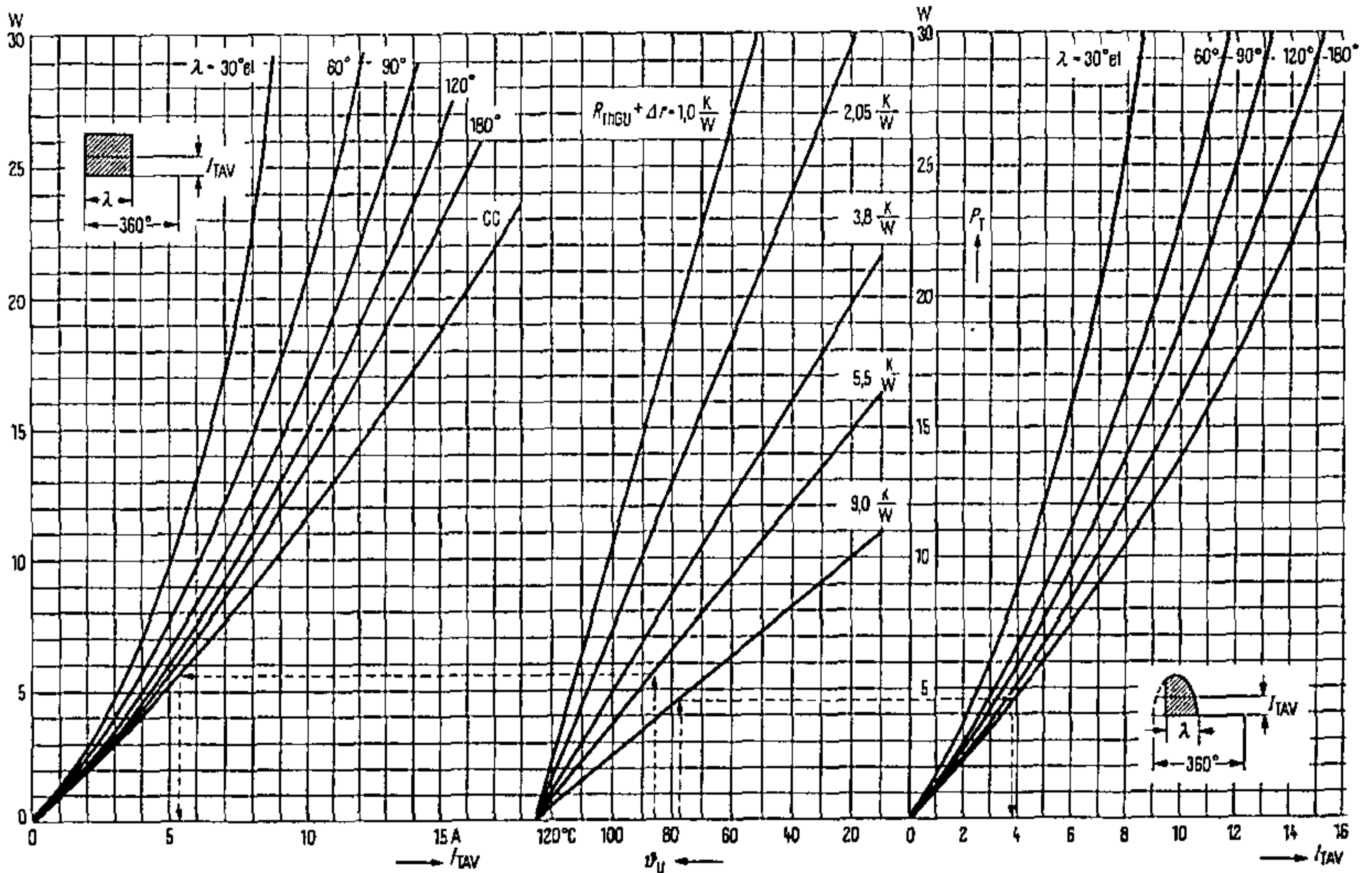


Figura 2.99 Retardo de tiempo de disparo, en función de la corriente de control, banda de dispersión para  $v_j = 125^\circ\text{C}$

I: Valores límite, II: Valores medios



**Figura 2.100** Curvas características de pérdidas en estado de encendido; nomograma para la determinación de corrientes directas límite con diferentes condiciones de enfriamiento; operación en redes desde 40 hasta 60 Hz

**2.6.4 Hoja de datos del tiristor CS 300 (Brown Boveri)**

<b>Características de bloqueo</b>	Máxima tensión pico permisible periódica en estado de apagado en dirección directa e inversa	$U_{DRM}$ $U_{RRM}$	Tipo CS 300—	600 V 800 V 1 000 V 1 100 V 1 200 V 1 300 V 1 400 V 1 500 V 1 600 V 1 700 V 1 800 V		
	Corriente inversa (estado de apagado)	$I_R, I_D$	con: y	$\theta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$ $U_{RRM}, U_{DRM}$	$\leq 40\text{ mA}$	
	<b>Características directas</b>	Valor límite de sobrecorriente	$I_{TSM}$	con:	$\theta_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}$	8 500 A
					$\theta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$	8 000 A
					$\theta_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}$	20 000 A
					$\theta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$	18 000 A
					Integral de carga límite	$\int i_T^2 dt$
	10 ms.			$\theta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$	320 000 A <sup>2</sup> s	
	1 ms			$\theta_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}$	200 000 A <sup>2</sup> s	
				$\theta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$	160 000 A <sup>2</sup> s	

## 2.6 Símbolos y hojas de datos

	Máximo valor eficaz permisible de corriente directa, con cualquier forma de onda de corriente	$I_{TRMS}$		600 A
	Máxima corriente directa media nominal <sup>1)</sup> según DIN 41 787	$I_{TAVM}$	con: $\vartheta_{cápsula} = 75\text{ °C}$ $\vartheta_{cápsula} = 85\text{ °C}$	380 A 330 A
			con: D 25 (S) <sup>2)</sup> D 25 (F) <sup>2)</sup>	113 A 274 A
	Corriente de retención	$I_H$	con: $u_D = 6\text{ V}$ $\vartheta_{(VJ)} = +25\text{ °C}$	$\leq 100\text{ mA}$
	Tensión directa	$u_T$	con: $i_T = 1000\text{ A}$ $\vartheta_{(VJ)} = +25\text{ °C}$	$\leq 1,34\text{ V}$
	Tensión umbral	$U_{T(TO)}$		0,9 V
	Resistencia equivalente	$r_T$		0,43 m $\Omega$
<b>Características de control</b>	Tensión de disparo de gate superior <sup>3)</sup>	$U_{GT}$	con: $u_D = 6\text{ V}$ $\vartheta_{(VJ)} = +25\text{ °C}$	2 V
	Corriente de disparo de gate superior <sup>3)</sup>	$I_{GT}$	con: $u_D = 6\text{ V}$ $\vartheta_{(VJ)} = +25\text{ °C}$	150 mA
	Máxima potencia pico de gate según DIN 41 787	$P_{GM}$	con: $\vartheta_{(VJ)} = 125\text{ °C}$ $t_G = 180^\circ\text{el}$ $t_G = 30\text{ us}$	10 W 120 W

<sup>1)</sup> Vea el diagrama de la figura 2.106

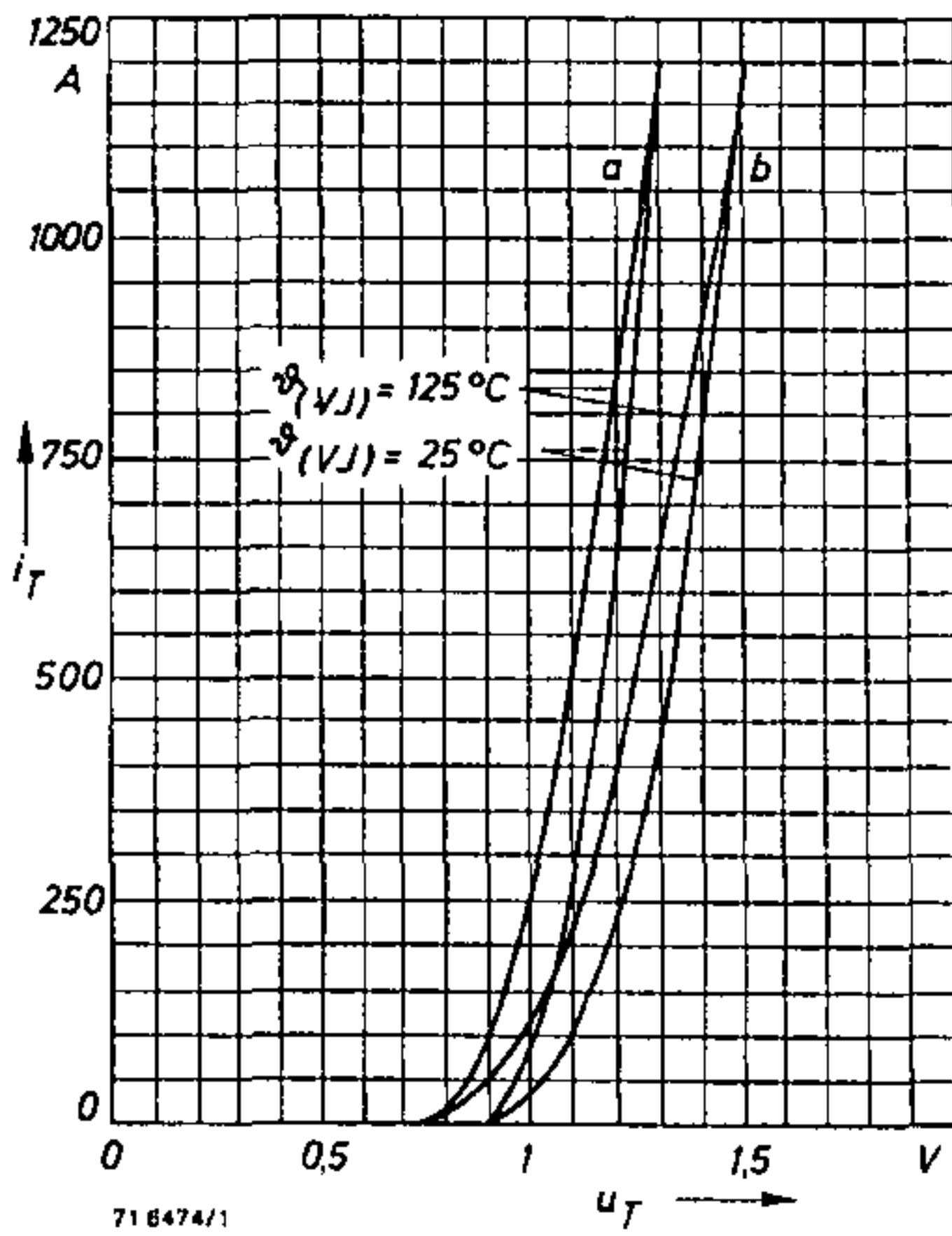
<sup>2)</sup> Vea el diagrama de la figura 2.107

<sup>3)</sup> Vea el diagrama de la figura 2.104

### Características dinámicas y tiempos de conmutación

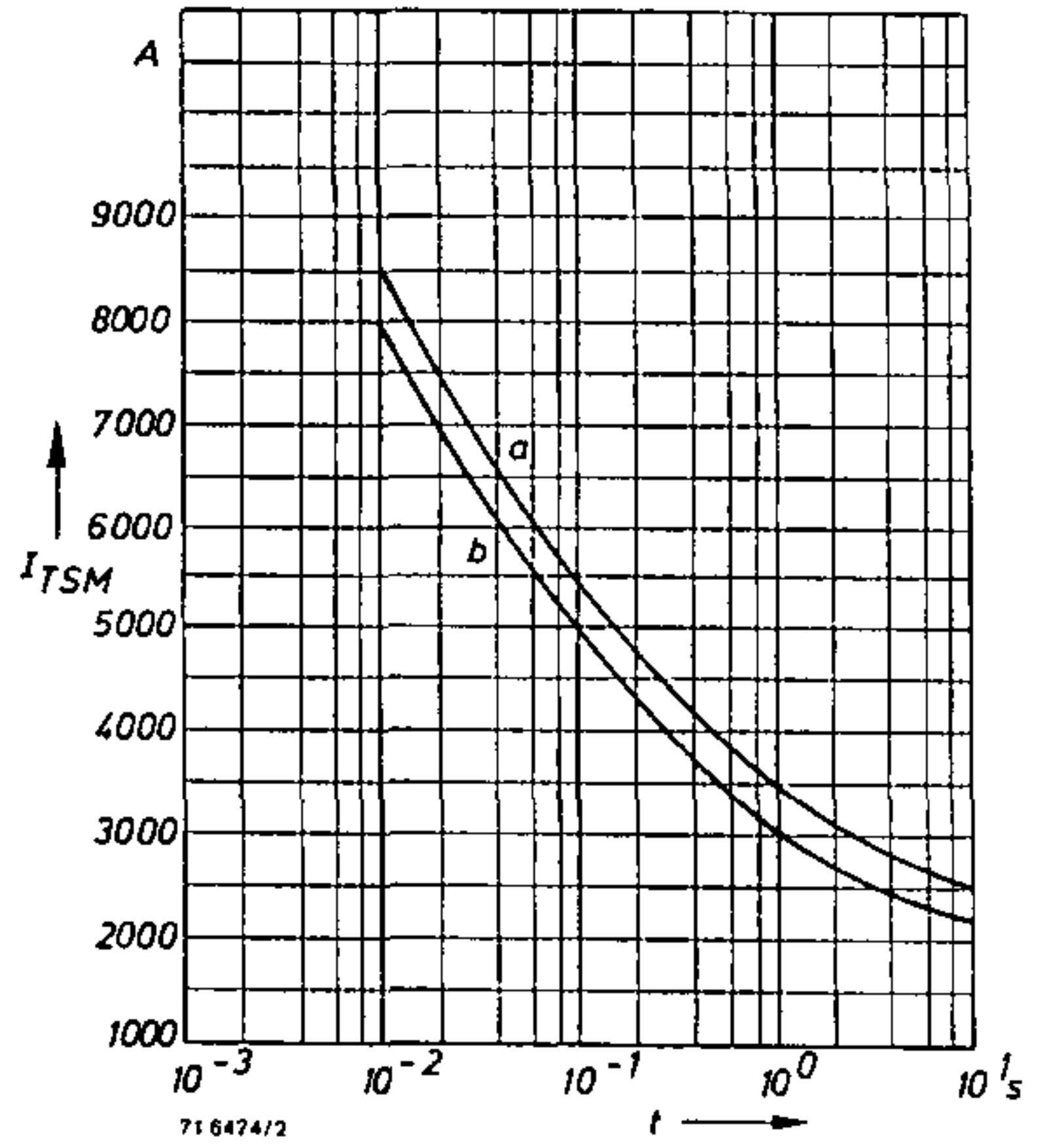
	Tiempo de retardo de disparo	$t_{gd}$	con: $i_{GT} = 0,7\text{ A}$ $(di_G/dt = 0,7\text{ A}/\mu\text{s})$	$\leq 2\text{ }\mu\text{s}$
	Tiempo de liberación de un circuito de conmutación típico según DIN 41 787	$t_q$	con: $\vartheta_{(VJ)} = 125\text{ °C}$ $(di/dt = 20\text{ A}/\mu\text{s})$	150 $\mu\text{s}$
	Velocidad crítica de incremento de tensión según DIN 41 787	$(du/dt)_{crit}$		* Grupo l $\leq 2000\text{ V}/\mu\text{s}$ Grupo k $\leq 1500\text{ V}/\mu\text{s}$ Grupo i $\leq 1000\text{ V}/\mu\text{s}$ Grupo h $\leq 500\text{ V}/\mu\text{s}$ Grupo g $\leq 200\text{ V}/\mu\text{s}$
	Velocidad crítica de aumento de corriente según DIN 41 787	$(di/dt)_{crit}$	con: $i_{GT} = 1\text{ A}$ $(di_G/dt) = 1\text{ A}/\mu\text{s}$	100 A/ $\mu\text{s}$

<b>Valores térmicos</b>	Temperatura del refrigerante	$\vartheta_{amb}$		-40 ... +125 °C
	Temperatura de almacenamiento	$\vartheta_S$		-40 ... +150 °C
	Máxima temperatura de juntura	$\vartheta_{(VJ)}$		125 °C
	Resistencia térmica interna	$R_{thJC}$		$\leq 0,09\text{ K/W}$
	Resistencia de transferencia de calor	$R_{thCD}$		0,03 K/W
	Resistencia térmica del disipador de calor	$R_{thDA}$		D 25 (S) 0,55 K/W D 25 (F) 0,135 K/W



**Figura 2.101** Curvas características directas. Correlación de valores instantáneos de corriente directa  $i_T$  y tensión directa  $u_T$  para temperaturas de juntura  $\vartheta_{(VJ)} = 25^\circ\text{C}$  y  $\vartheta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$ .

a = curvas características promedio  
b = curvas características límite

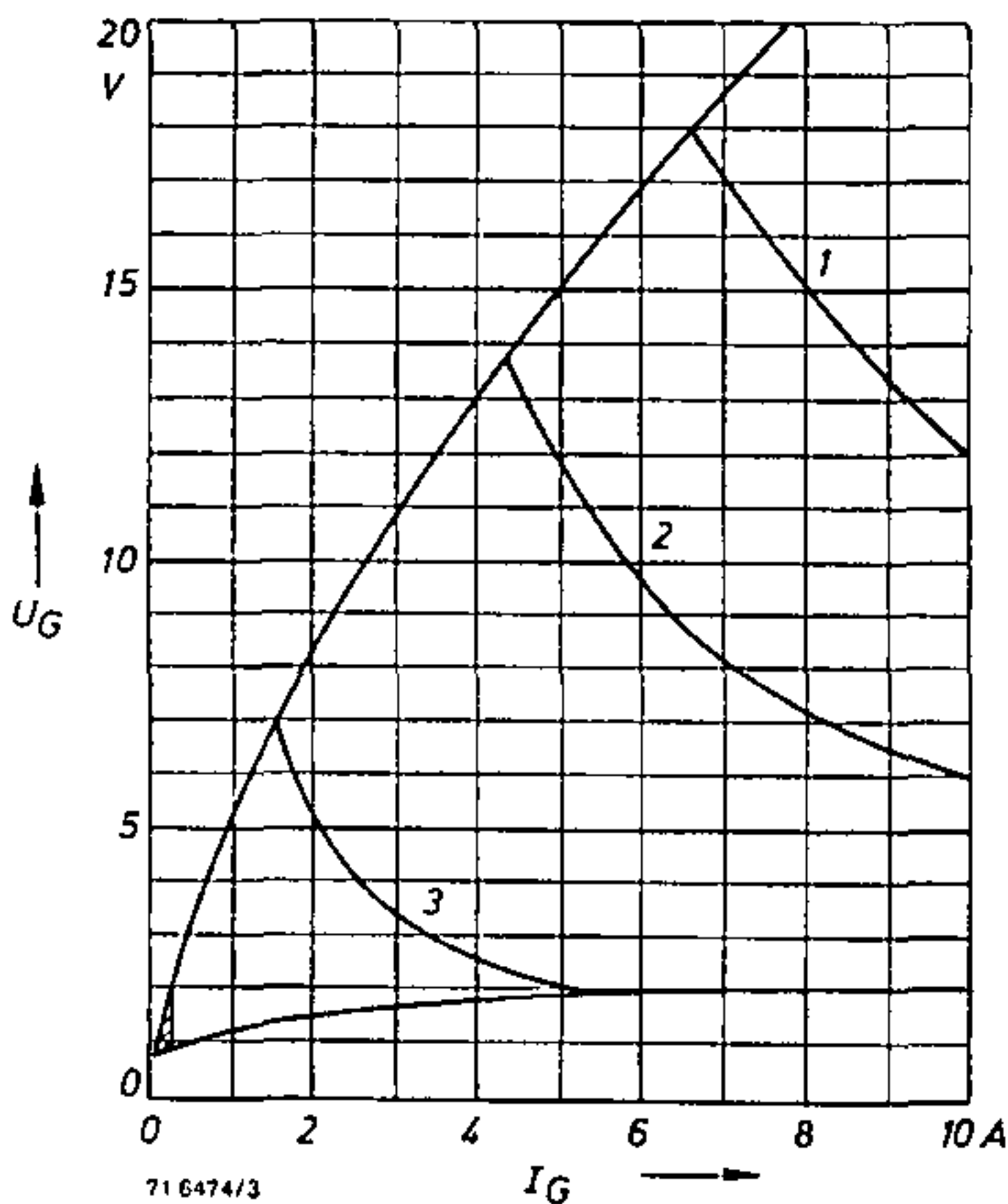


**Figura 2.102** Curvas características de corriente límite

Las curvas dan el valor pico de  $I_{TSM}$ , en función de la duración de sobrecorriente  $t$  y se utilizan para dimensionar equipos de protección.

a = estado inicial  $\vartheta_{(VJ)} = 45^\circ\text{C}$   
b = estado inicial  $\vartheta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$  (S)

Cuando se carga con la corriente límite, la celda puede estar temporalmente sin control.

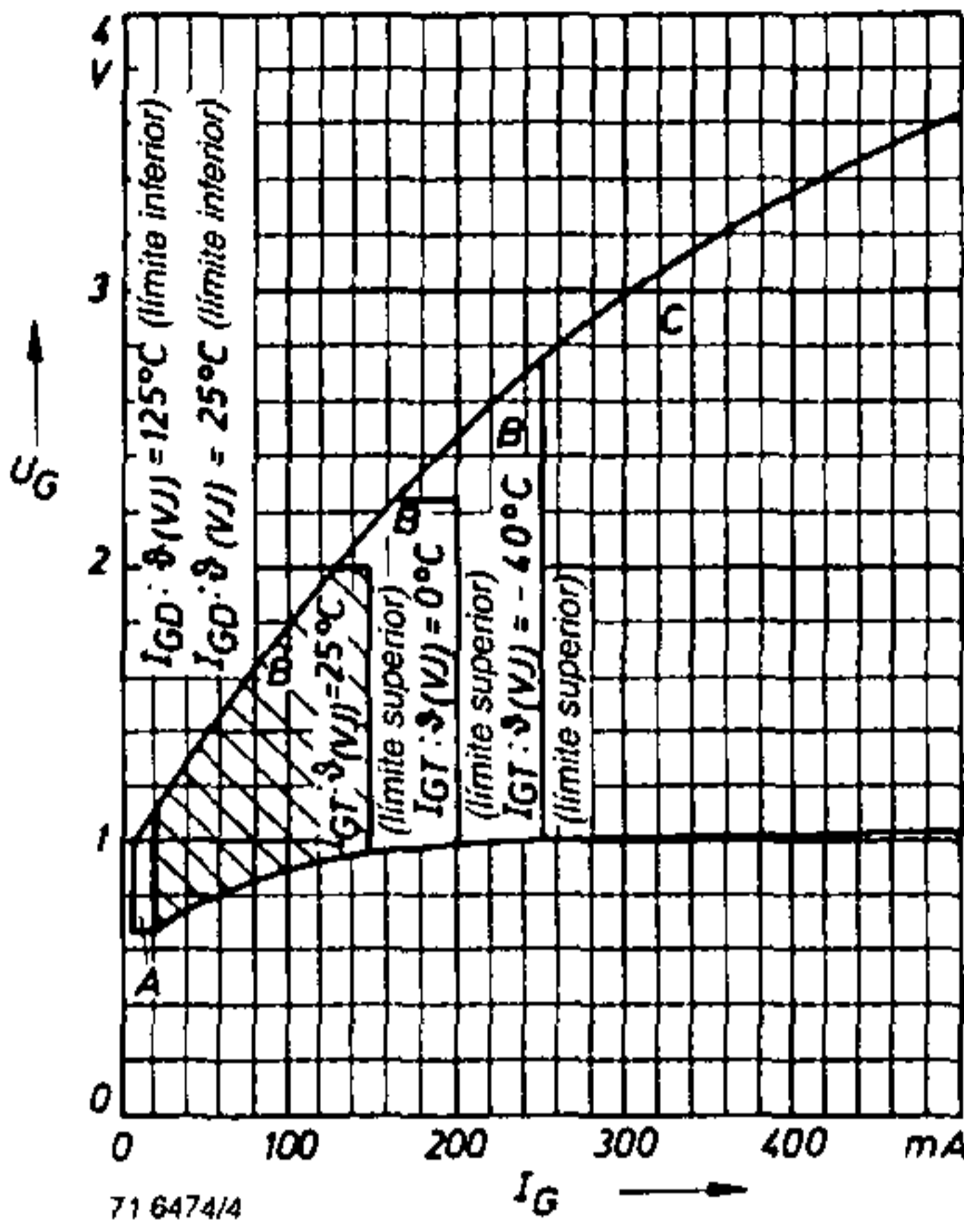


**Figura 2.103** Curva característica de control y rango de disparo

La hipérbola del máximo valor instantáneo permisible de las pérdidas de control se aplica para los siguientes valores de pulso:

- |   |                         |                          |
|---|-------------------------|--------------------------|
| 1 | $t_G = 30 \mu\text{s}$  | $P_{GM} = 120 \text{ W}$ |
| 2 | $t_G = 500 \mu\text{s}$ | $P_{GM} = 60 \text{ W}$  |
| 3 | $t_G = 10 \text{ ms}$   | $P_{GM} = 10 \text{ W}$  |

Los valores de disparo indicados se aplican para una tensión inversa positiva  $u_D = 6 \text{ V}$ . La duración de la máxima tensión de disparo instantáneo para iniciar el encendido cuando está aplicada una tensión negativa en el circuito de red debe ser menor que  $100 \mu\text{s}$ .



**Figura 2.104** Rango de disparo

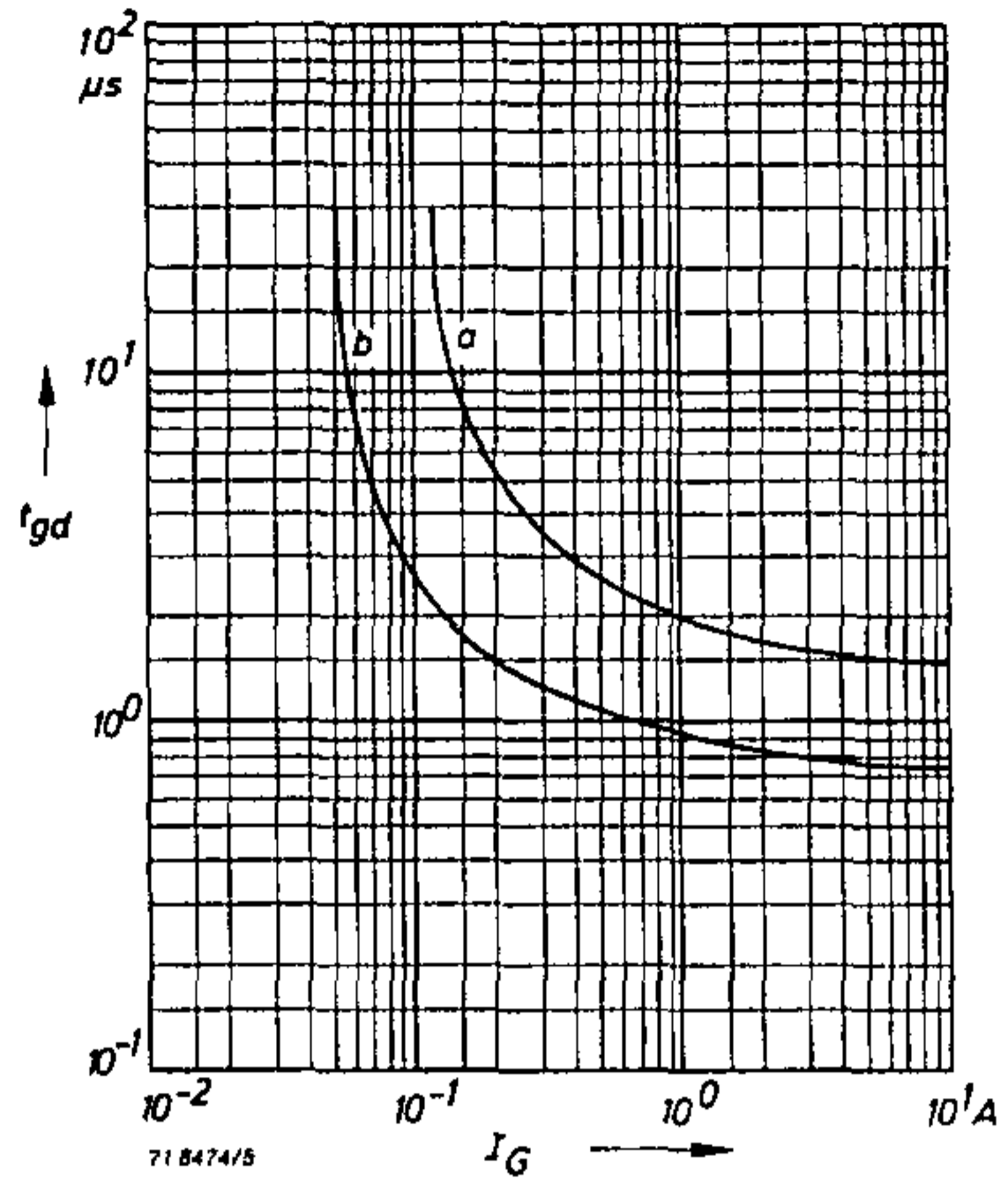
Rango A: no encendido

Rango B: encendido posible

Rango C: certeza de encendido

$I_{GT}$  = Corriente de disparo de gate a las temperaturas de junta indicadas

$U_{GT}$  = Tensión de disparo de gate en el rango indicado de temperaturas de junta



**Figura 2.105** Tiempo de retardo de disparo

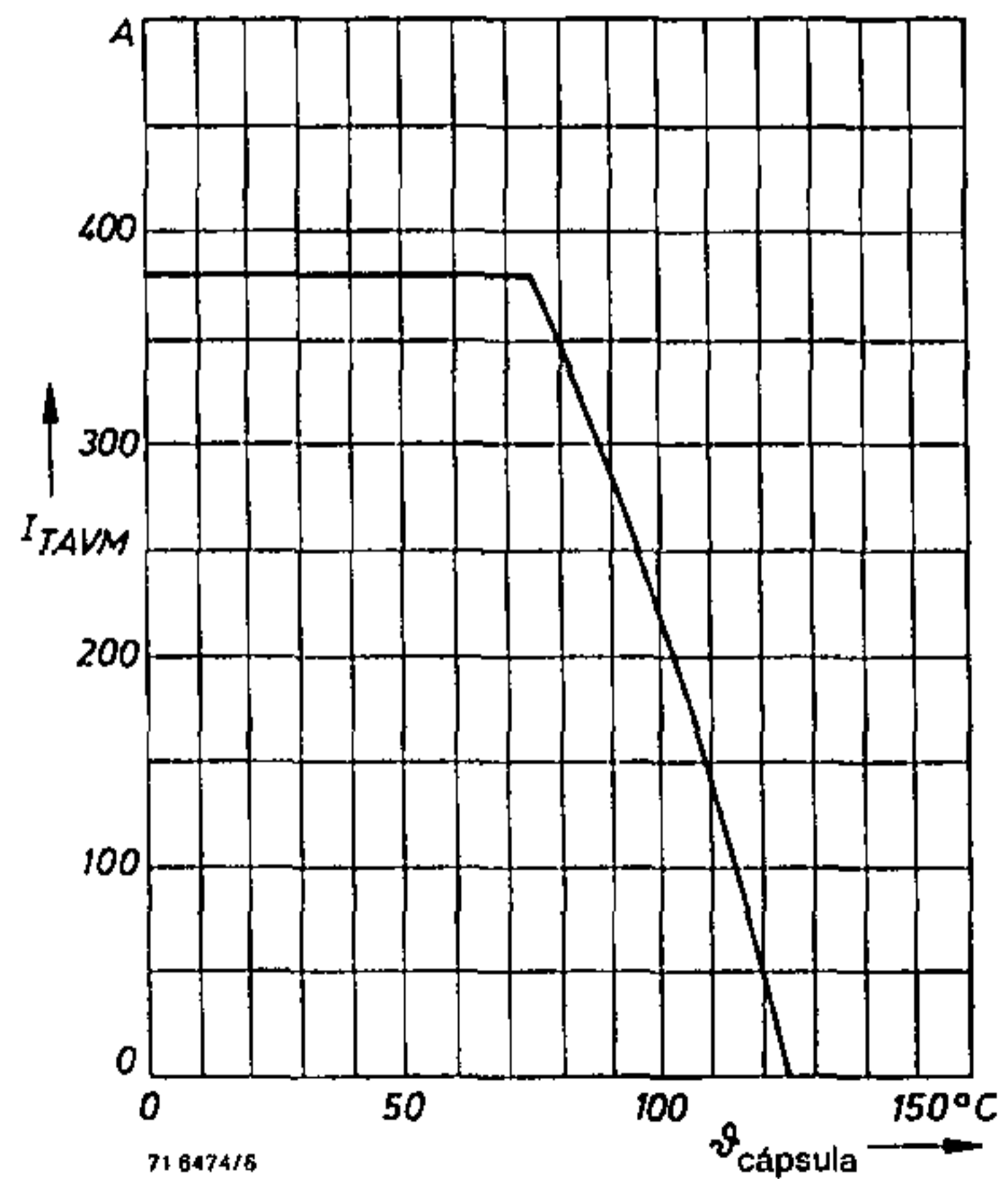
Tiempo de retardo de disparo (tiempo de subida) en función de la corriente de disparo de gate  $I_{GT}$  con  $\vartheta_{(VJ)} = 125^\circ\text{C}$ .

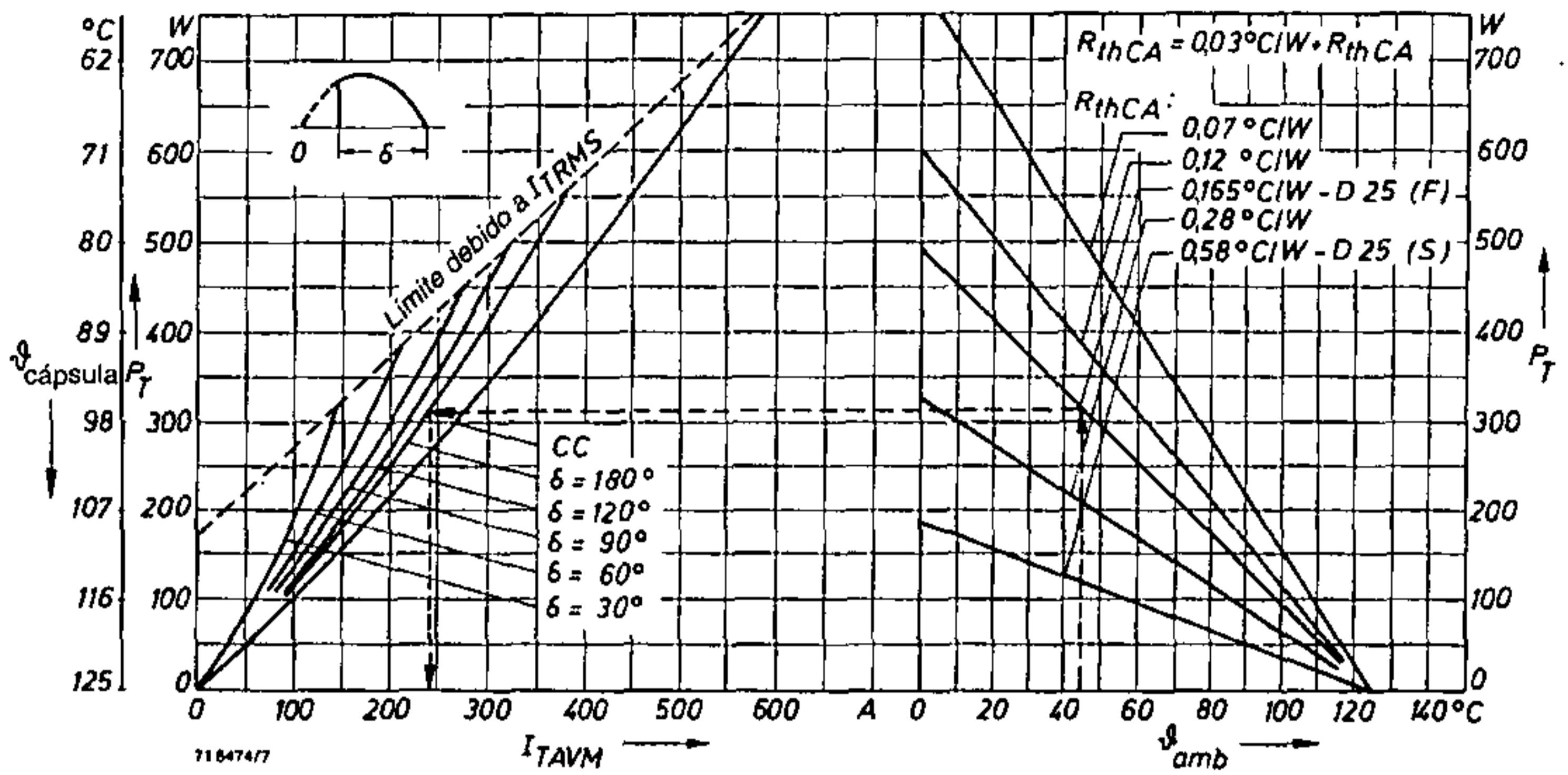
a = Curva característica límite

b = Curva característica promedio

**Figura 2.106** Curva característica de la máxima corriente directa media nominal

La curva muestra la máxima corriente directa media nominal, en función de la temperatura de la cápsula.



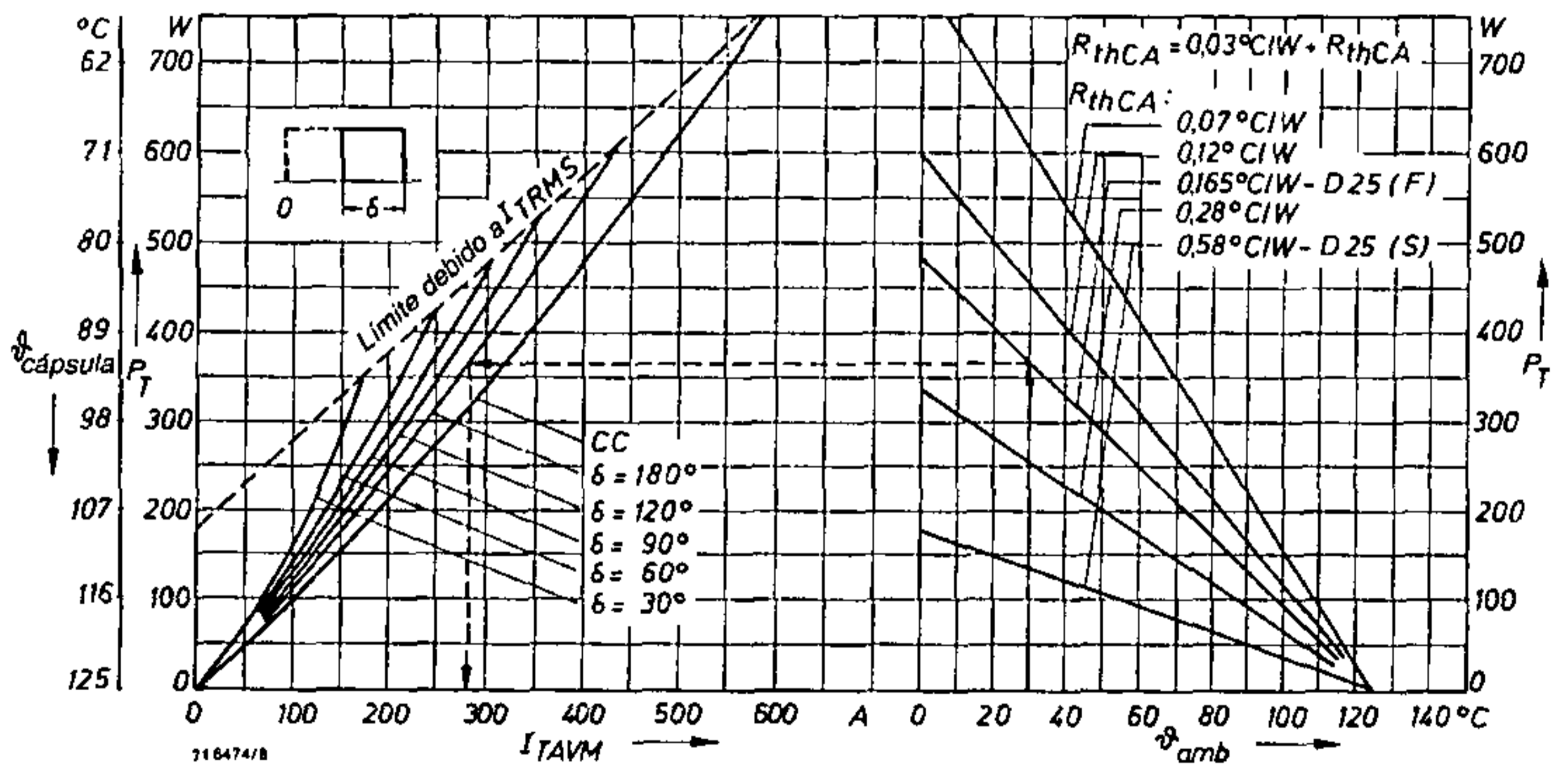


**Figura 2.107** Diagrama de carga (corrientes de onda sinusoidal)

Las curvas se utilizan para determinar la máxima corriente directa media nominal  $I_{TAVM}$ . Estas se aplican para ángulos de flujo de corriente  $\delta = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 180^\circ$  el y corriente continua. Limitación de las máximas corrientes directas medias nominales con diferentes ángulos de flujo de corriente mediante el valor eficaz  $I_{TRMS}$ . Diferentes resistencias térmicas entre cápsula y refrigerante  $R_{thCA}$ , (S) autorefrigeración por aire; (F) autorefrigeración forzada.

**Ejemplo:**

<i>Dado:</i>	<i>Determinado:</i>	D 25 (F)
Temperatura del refrigerante $\vartheta_{amb} = 45^\circ C$	Máxima corriente directa media nominal	$I_{TAVM} = 240 A$
Resistencia térmica $R_{thCA} = 0,165 K/W$	Temperatura de la cápsula $\vartheta_{cápsula} = 97^\circ C$	
Ángulo de flujo de corriente $\delta = 180^\circ$ el	Pérdidas en estado de encendido	$P_T = 315 W$



**Figura 2.108** Diagrama de carga (corrientes de onda rectangular)

Las curvas se utilizan para determinar la máxima corriente directa media nominal  $I_{TAVM}$ . Estas se aplican para ángulos de flujo de corriente  $\delta = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 180^\circ$  el y corriente continua. Limitación de las máximas corrientes directas medias nominales con diferentes ángulos de flujo de corriente mediante el valor eficaz  $I_{TRMS}$ . Diferentes resistencias térmicas entre cápsula y refrigerante  $R_{thCA}$ , (S) autorefrigeración por aire; (F) autorefrigeración forzada.

2.6 Símbolos y hojas de datos

**Ejemplo:**

Dado:

Temperatura del refrigerante  $\vartheta_{amb} = 30^\circ$

Resistencia térmica  $R_{th CA} = 0,165 \text{ K/W}$

Angulo de flujo de corriente  $\delta = 180^\circ$  el

Determinado:

Máxima corriente directa media nominal

Temperatura de la cápsula

Pérdidas en estado de encendido

$I_{TAVM} = 290 \text{ A}$

$\vartheta_{cápsula} = 92^\circ \text{C}$

$P_T = 375 \text{ W}$

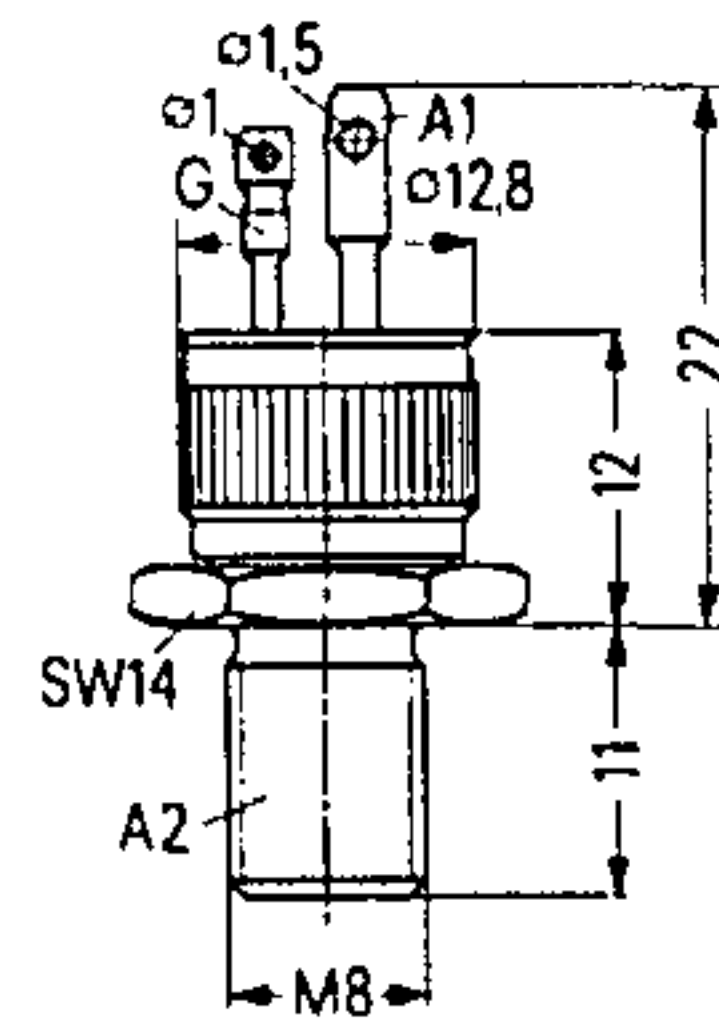
**2.6.5 Hoja de datos para el triac TXD 98 (Siemens)**

**Triacs de alto bloqueo para 400 y 500 V, corriente eficaz límite 15A.**

Aplicación: Principalmente para controladores de potencia de corriente alterna, por ejemplo para sistemas de control de motores en aplicaciones domésticas.

Sistema: Silicio, completamente difundido

Disipadores de calor acoplados: ED10, FD10.



**Figura 2.109** Triac  
A 1 Anodo 1  
A 2 Anodo 2 (cápsula)  
G gate

Tipo	Máxima tensión pico en estado de apagado (inversa) periódica	Corriente de disparo de gate	Corriente de retención superior	Velocidad crítica de incremento de tensión
	$U_{DRM}, U_{RRM}$	$U_d = 12 \text{ V}$ $\vartheta_j = 25^\circ \text{C}$	$\vartheta_j = 25^\circ \text{C}$	$0,67 U_{DRM}$ $\vartheta_j = 115^\circ \text{C}$ $(du/dt)_{crit}$
TX D 98 A 40	400 V			
TX D 98 A 50	500 V	50 mA	50 mA	50V/ $\mu\text{s}$ (típico)

**Valores límite del circuito principal**

Máxima corriente positiva y negativa en estado de apagado	$I_D, I_R$	0,5 mA
Máxima tensión en estado de encendido en ambas direcciones	$U_T$	$\leq 1,64 \text{ V}$
Tensión umbral	$U_{(TO)}$	1,14 V
Resistencia diferencial	$r_T$	17 m $\Omega$
Corriente eficaz límite	$I_{TRMS}$	15 A

**Condiciones de medición**

$\vartheta_j = 115^\circ \text{C}$ , con $U_{DRM}$ $U_{RRM}$
$\vartheta_j = 25^\circ \text{C}$ , $i_T = 21 \text{ A}$
Línea equivalente para cálculo de pérdidas
$\vartheta = 115^\circ \text{C}$
$\vartheta_C = 80^\circ \text{C}$



## 2 Interruptores electrónicos

Valor de sobrecorriente límite para 1 onda sinusoidal completa

Valores límite del circuito de control

$I_{TSM}$	90 A	$\vartheta = 25\text{ °C}$
$\int i^2 dt$	40 A <sup>2</sup> s	$\vartheta = 25\text{ °C}, t = 10\text{ ms}$

### Valores límite del circuito de control

Corriente de disparo de gate superior para  $A_2+$ ,  $G+$ ;

$A_2+$ ,  $G-$ ;  $A_2-$ ,  $G-$

$I_{GT}$	50 mA	$\vartheta_j = 25\text{ °C}, U_{A1 A2} = 12\text{ V}$
----------	-------	---

Tensión de disparo de gate superior para  $A_2+$ ,  $G+$ ;

$A_2+$ ,  $G-$ ;  $A_2-$ ,  $G-$

$U_{GT}$	2,5 V	$\vartheta_j = 25\text{ °C}, U_{A1 A2} = 12\text{ V}$
----------	-------	---

Máximas pérdidas de control

$P_{GAV(1)}$	0,5 W	
--------------	-------	--

Máxima tensión continua de gate en ambas direcciones

que no iniciará el encendido

$U_{GD}$	0,2 V	$\vartheta_j = 115\text{ °C}, 0,5 U_{DRM}$ o $0,5 U_{RRM}$
----------	-------	--

Máxima corriente de control

permisible positiva y negativa

$I_{GM}$	3 A	Valor pico $t_p \leq 10\text{ }\mu\text{s}$
----------	-----	---

### Valores térmicos límite

Máxima temperatura de juntura permanentemente permisible

$\vartheta_{j(1)}$	+115 °C
--------------------	---------

Rango de temperatura

de operación

$\vartheta_j$	-40 °C a +115 °C
---------------	------------------

Rango de temperatura

de almacenamiento

$\vartheta_S$	-40 °C a +125 °C
---------------	------------------

Resistencia térmica interna

$R_{thJC}$	2,0 K/W
------------	---------

Resistencia térmica total

$R_{thJA}$	45 K/W
------------	--------

### Valores dinámicos; comportamiento de conmutación Condiciones de medición

Corriente de retención superior en ambas direcciones

$I_H$	50 mA	$\vartheta_j = 25\text{ °C}, U_{A1 A2} = 12\text{ V}$
-------	-------	---

Corriente de fijación para  $A_2+$ ,  $G+$  y  $A_2-$ ,  $G-$

$I_{LAT}$	200 mA	$\vartheta_j = -40\text{ °C}$
	100 mA	$\vartheta_j = +25\text{ °C}$

Velocidad crítica de incremento de corriente en ambas direcciones

$(di/dt)_{crit}$	10 A/ $\mu\text{s}$	$\vartheta_j = 115\text{ °C}$
------------------	---------------------	-------------------------------

Velocidad crítica de incremento de tensión

en ambas direcciones

$(du/dt)_{crit}$	50 V/ $\mu\text{s}$ (típico)	$\vartheta_j = 115\text{ °C}$ $U_{m\acute{a}x} = 0,67 U_{DRM}$
------------------	---------------------------------	---

Velocidad crítica de incremento de tensión

para conmutación

en ambas direcciones

$(du/dt)_{crq}$	4 V/ $\mu\text{s}$	$\vartheta_C = 84\text{ °C}$ $U_{m\acute{a}x} = 0,67 U_{DRM}$ $(di/du)_q = 8\text{ A/ms}$
-----------------	--------------------	---

2.6 Símbolos y hojas de datos

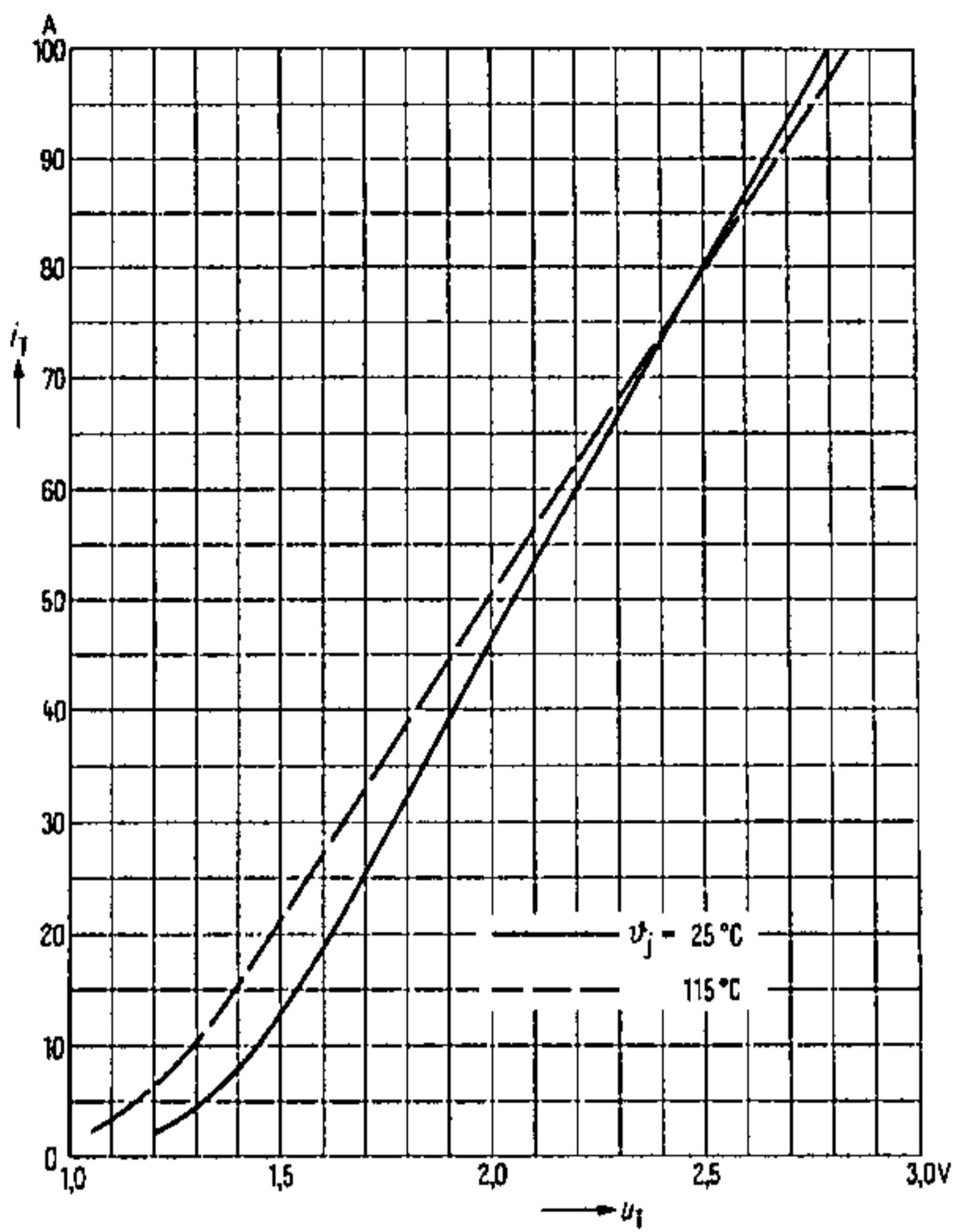


Figura 2.110 Curvas características directas (valores máximos)

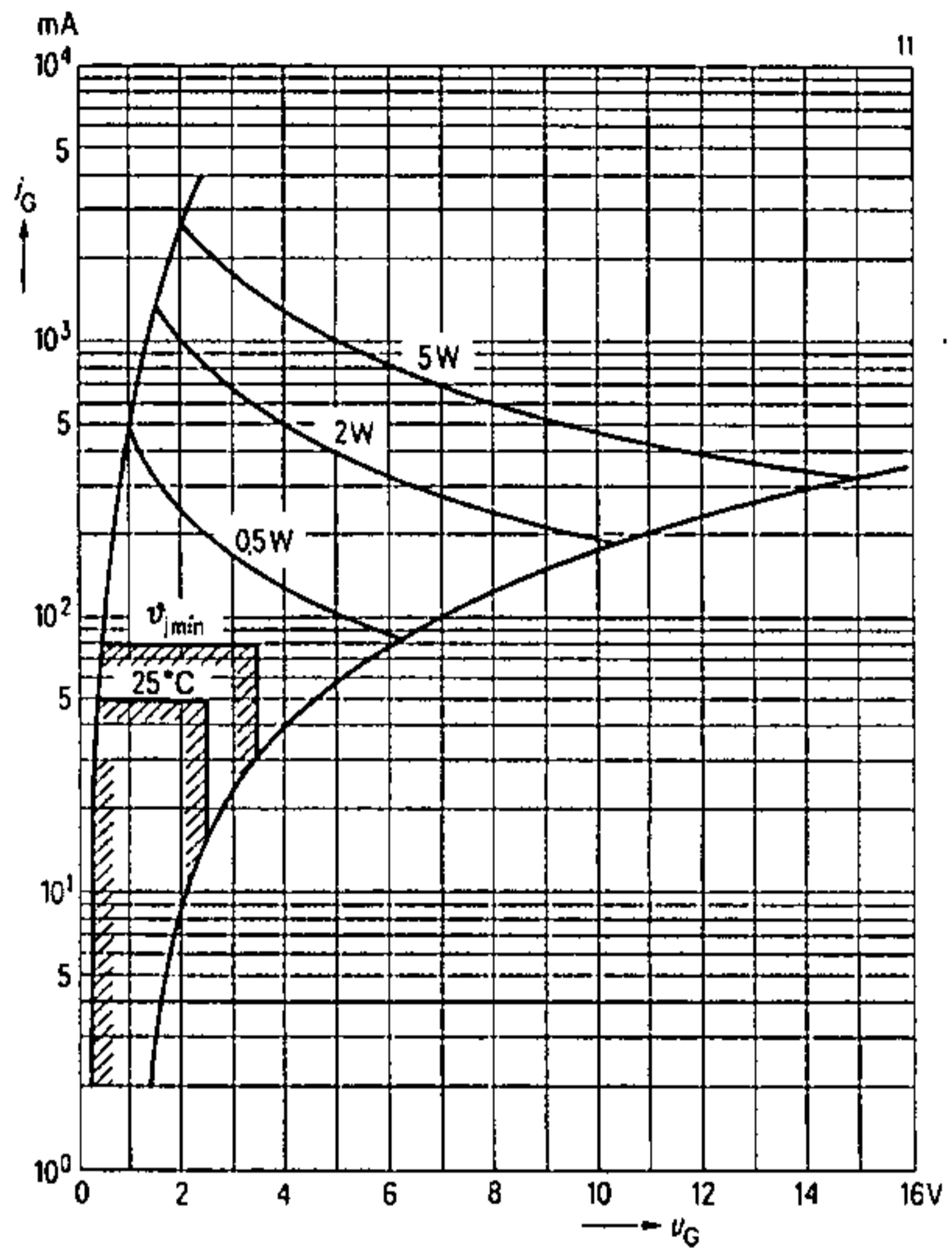


Figura 2.111 Curvas características de entrada, rangos de disparo y curvas de disipación de potencia constante

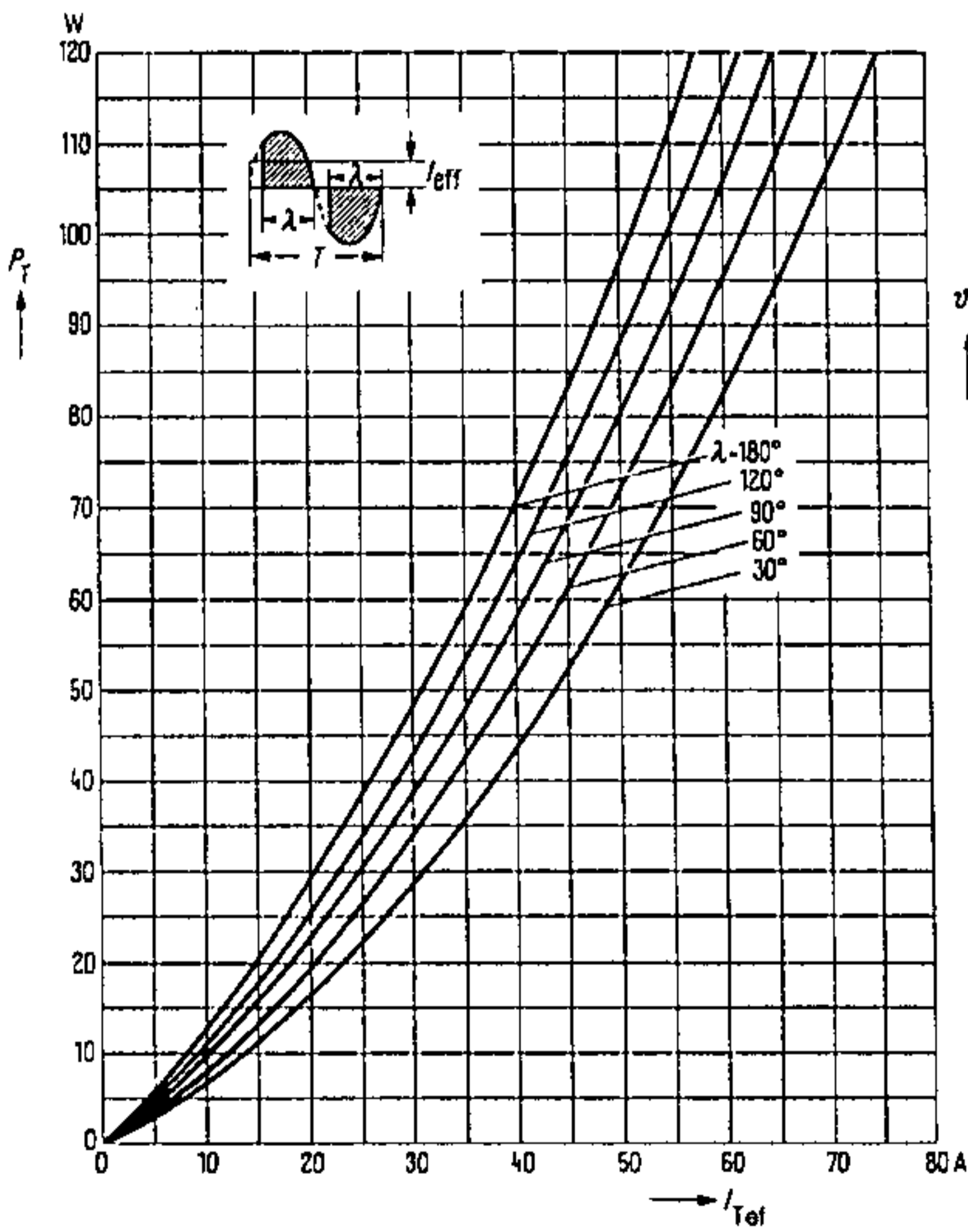


Figura 2.112 Curvas características de pérdidas en estado de encendido (rango de sobrecorriente); operación en redes desde 40 hasta 60 Hz

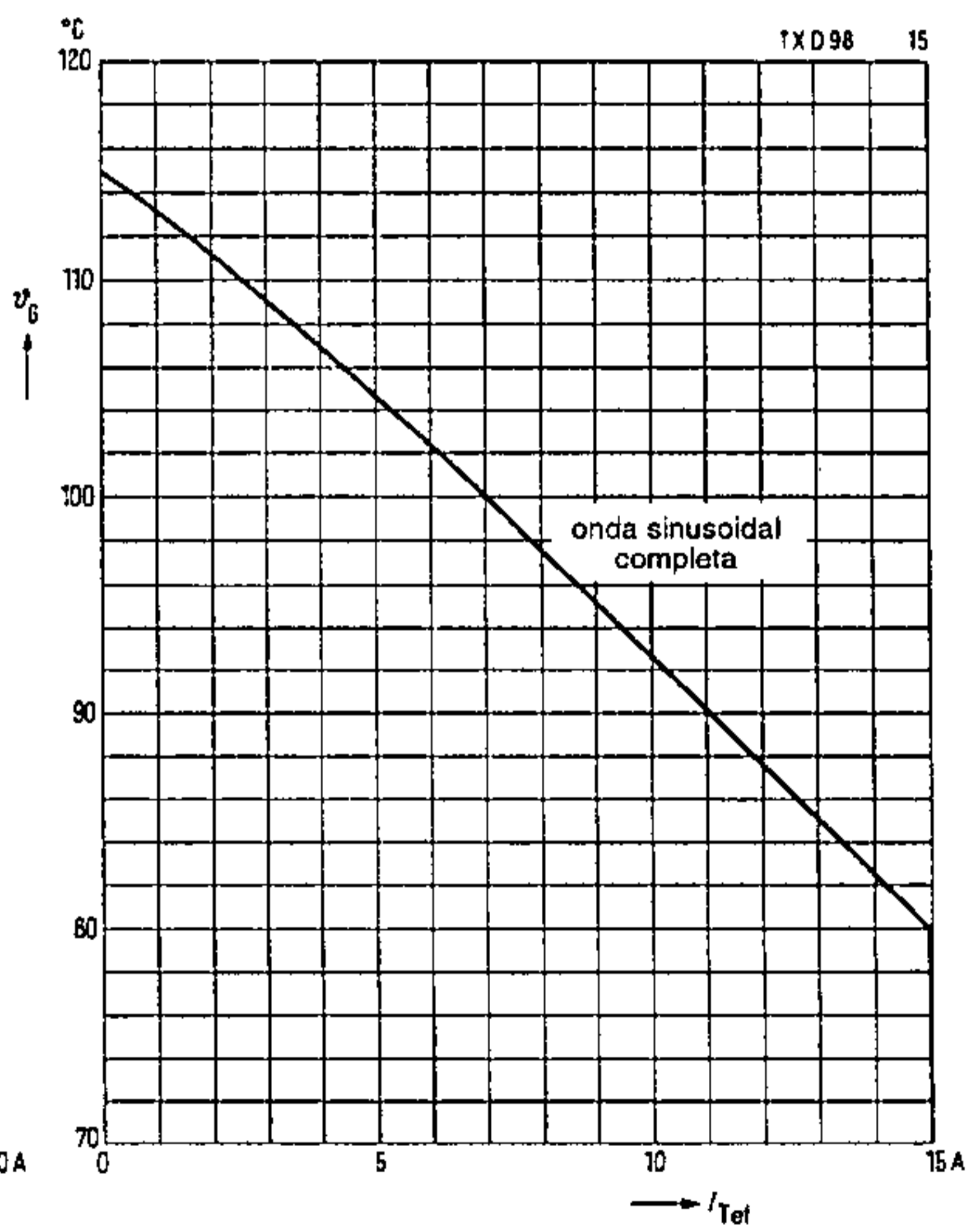


Figura 2.113 Temperatura permisible de la cápsula, en función de la corriente directa; operación en redes desde 40 hasta 60 Hz

## 3 Controladores electrónicos de potencia

### 3.1 Generalidades

Mientras la operación de un controlador en un sistema de corriente alterna o trifásico se da sin problemas — los triacs y tiristores se apagan automáticamente en el cruce por cero de la corriente — cuando un controlador se utiliza en un circuito de corriente continua, los tiristores, como conocimos del interruptor en un circuito de corriente continua, tienen que ser apagados forzosamente.

Para reducir el consumo promedio de potencia de la carga en un sistema de corriente alterna o trifásico, además de los circuitos de control de fase, también se puede utilizar el control de paquetes de oscilaciones.

### 3.2 Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa)

#### 3.2.1 Principio básico

La transición desde la función de conmutación hacia la función de control es particularmente evidente en el caso del control de paquetes de oscilaciones, también conocido como control de onda completa. Aquí, durante el tiempo normal de operación de la carga conectada, continuamente se conmuta al estado «encendido» y «apagado» a un interruptor electrónico de tensión cero. La duración del encendido y los intervalos pueden variarse de forma que, en el caso ideal, la potencia promedio absorbida por la carga se pueda graduar desde 0 % hasta 100 %.

El control de paquetes de oscilaciones frecuentemente se utiliza en el control sin contacto de calefactores. Se ofrecen las siguientes ventajas:

- Baja interferencia de radio frecuencia, gracias a la utilización de un interruptor de tensión cero.
- Factor de potencia  $\cos \varphi = 1$ , porque la potencia reactiva que en otro caso podría ocurrir cuando se utiliza control de fase ya no es aplicable (vea la sección 3.4.2).
- Casi no hay armónicos que carguen al sistema, debido a que la corriente de carga en estado de encendido del interruptor es prácticamente sinusoidal.

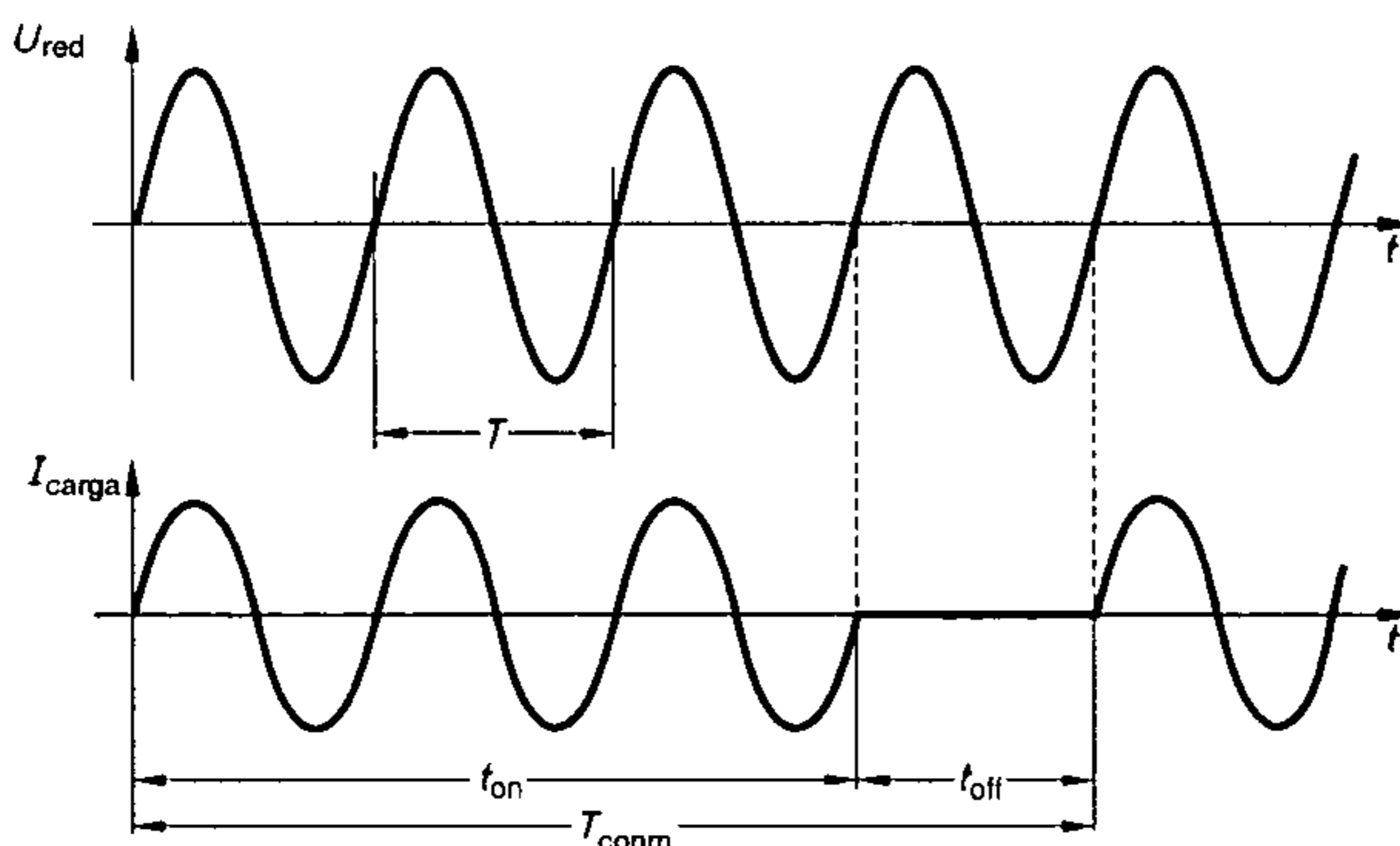
Básicamente, un control de paquetes de oscilaciones se puede construir utilizando un interruptor de tensión cero disparado mediante un generador de onda rectangular con un período constante pero con una relación pulso/no-pulso variable dentro de amplios límites. La **figura 3.1** muestra el principio básico de un control de paquetes de oscilaciones.

Como ejemplo, en la figura 3.1, la duración del período de encendido está dibujada con  $T_{\text{conm}} = 80 \text{ ms}$ .

En este caso, la carga está conectada por  $t_{\text{on}} = 60 \text{ ms}$  y desconectada por  $t_{\text{off}} = 20 \text{ ms}$ . Como resultado del control de paquetes de oscilaciones es posible determinar directamente, a partir de la relación  $t_{\text{on}}/T_{\text{conm}}$  el factor por el cual la potencia es menor que  $P_{\text{máx}} \cong 100 \%$ :

$$P = \frac{t_{\text{on}}}{T_{\text{conm}}} \cdot P_{\text{máx}}$$

### 3.2 Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa)



**Figura 3.1** Principio básico del control de paquetes de oscilaciones

Para el caso reproducido en la figura 3.1 se obtiene  $P = 3/4 P_{m\acute{a}x}$ . Consecuentemente a la carga conectada se alimenta el 75 % de la máxima potencia. En sistemas de regulación de temperatura, la duración del período de conmutación  $T_{conm}$  se gobierna por las constantes de tiempo térmicas de la instalación de calefacción controlada.  $T_{conm}$  siempre debería ser algunos segundos, de forma que incluso con el tiempo de encendido  $t_{on}$  más corto — es decir, el menor consumo promedio de potencia — la carga siempre permanezca conectada por algunos períodos. Por el contrario, incluso con el tiempo de apagado  $t_{off}$  más corto — es decir, el mayor consumo promedio de potencia — la carga debería permanecer desconectada unos pocos períodos.

Mientras el control de paquetes de oscilaciones es excelente para el control de temperatura de calefactores eléctricos, éste no puede utilizarse para controlar luminosidad de lámparas incandescentes o para controlar motores. Si se utilizara este método, las lámparas podrían parpadear perceptiblemente y los motores no podrían girar auténticamente.

En control de paquetes de oscilaciones existe un gran número de componentes integrados para disparar relés electrónicos de carga, tiristores y triacs. En muchos casos, estos ICs son diseñados de forma que también puedan utilizarse, con la circuitería apropiada, como elementos temporizadores o generadores de pulsos para sistemas de control de fase. Debido a la deliberada versatilidad de estos ICs, su circuitería interna es muy complicada, y es difícil entender el modo de trabajo de la circuitería externa requerida. Esto no es realmente de importancia práctica.

De acuerdo con DIN EN 50 006/VDE 0838, el control de paquetes de oscilaciones es simétrico cuando, en operación, no ocurre un componente continuo en la carga o si el número de semiciclos positivos es igual al número de semiciclos negativos.

Si el consumo promedio de potencia de una aplicación debe incrementarse desde  $P = 1\%$  hasta  $P = 99\%$  utilizando control de paquetes de oscilaciones, entonces con un período de  $T_{conm} = 4\text{ s} \cong 200$  oscilaciones ( $f = 50\text{ Hz}$ ), el mínimo tiempo de encendido debe ser  $t_{on\text{ m}\acute{i}n} = 40\text{ ms}$  y el máximo  $t_{on\text{ m}\acute{a}x} = 3960\text{ ms}$ . Por lo tanto, para el disparo del interruptor de tensión cero se requiere un generador de onda rectangular cuya duración de pulso o no-pulso es variable continuamente desde 40 ms hasta 3960 ms,

pero cuyo período  $T_{\text{conm}} = 4 \text{ s}$  debe permanecer invariable. Un circuito de este tipo se explica en detalle en el volumen III. Por lo tanto, aquí no repetiremos el control de paquetes de oscilaciones con relés de estado sólido para bajos rangos de potencia. En lugar de esto, presentaremos dos sistemas que están disponibles para conexión de corriente alterna de hasta 500 A y que permiten la conexión de diversos tipos de carga.

### 3.2.2 Controlador de potencia de corriente alterna con control de paquetes de oscilaciones para carga resistiva-inductiva y para carga de transformador

#### 3.2.2.1 Construcción de los aparatos

El controlador de potencia de corriente alterna tipo EFL (Brown Boveri) incorpora dos tiristores en antiparalelo conectados en serie con la carga. Estos tiristores son disparados por una unidad de control incorporada, la cual por si misma es controlada ya sea con señales binarias o con una tensión variable.

El diagrama de bloques (figura 3.2) también muestra un generador de pulsos, el cual convierte continuamente las señales de entrada (es decir, una tensión) en señales binarias con una frecuencia de conmutación correspondiente. Dos etapas de salida de pulsos largos son las responsables de disparar las válvulas para componentes de carga inductivos.

Si como variable de referencia de entrada del controlador se utiliza la tensión de control de un regulador de temperatura, entonces el circuito se comportará como un regulador de temperatura casi continuo.

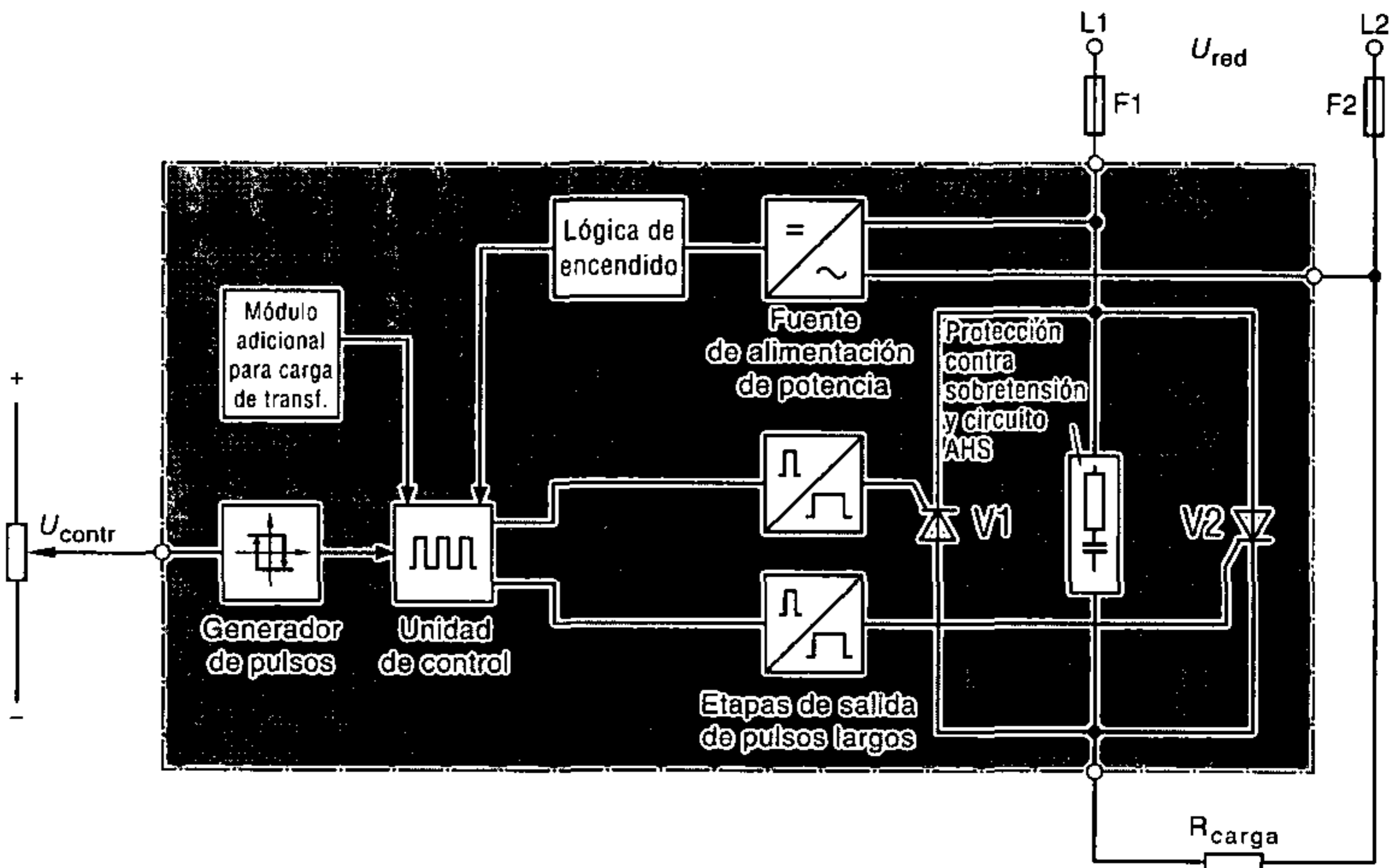
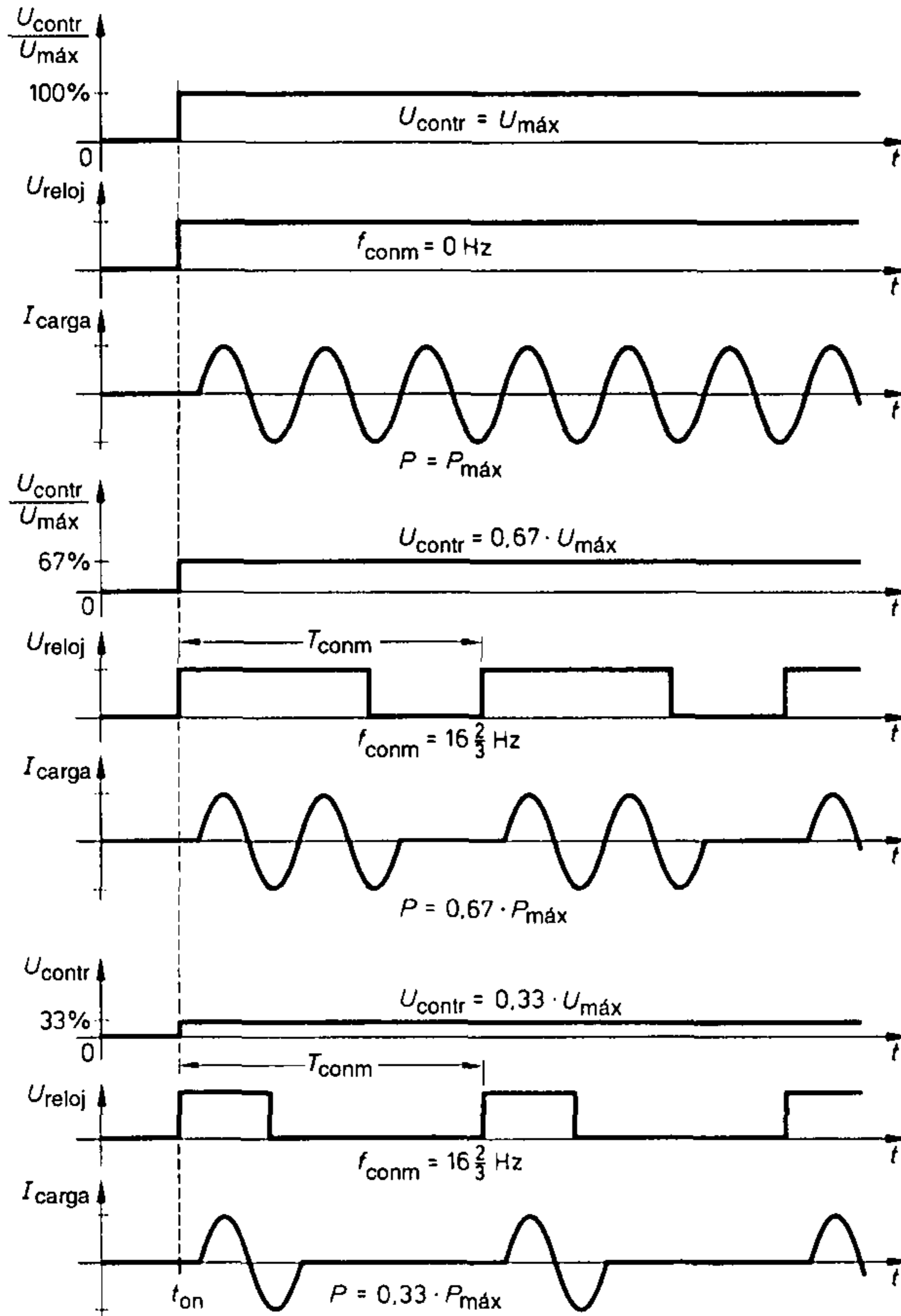


Figura 3.2 Diagrama de bloques del controlador de corriente alterna EFL

### 3.2 Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa)



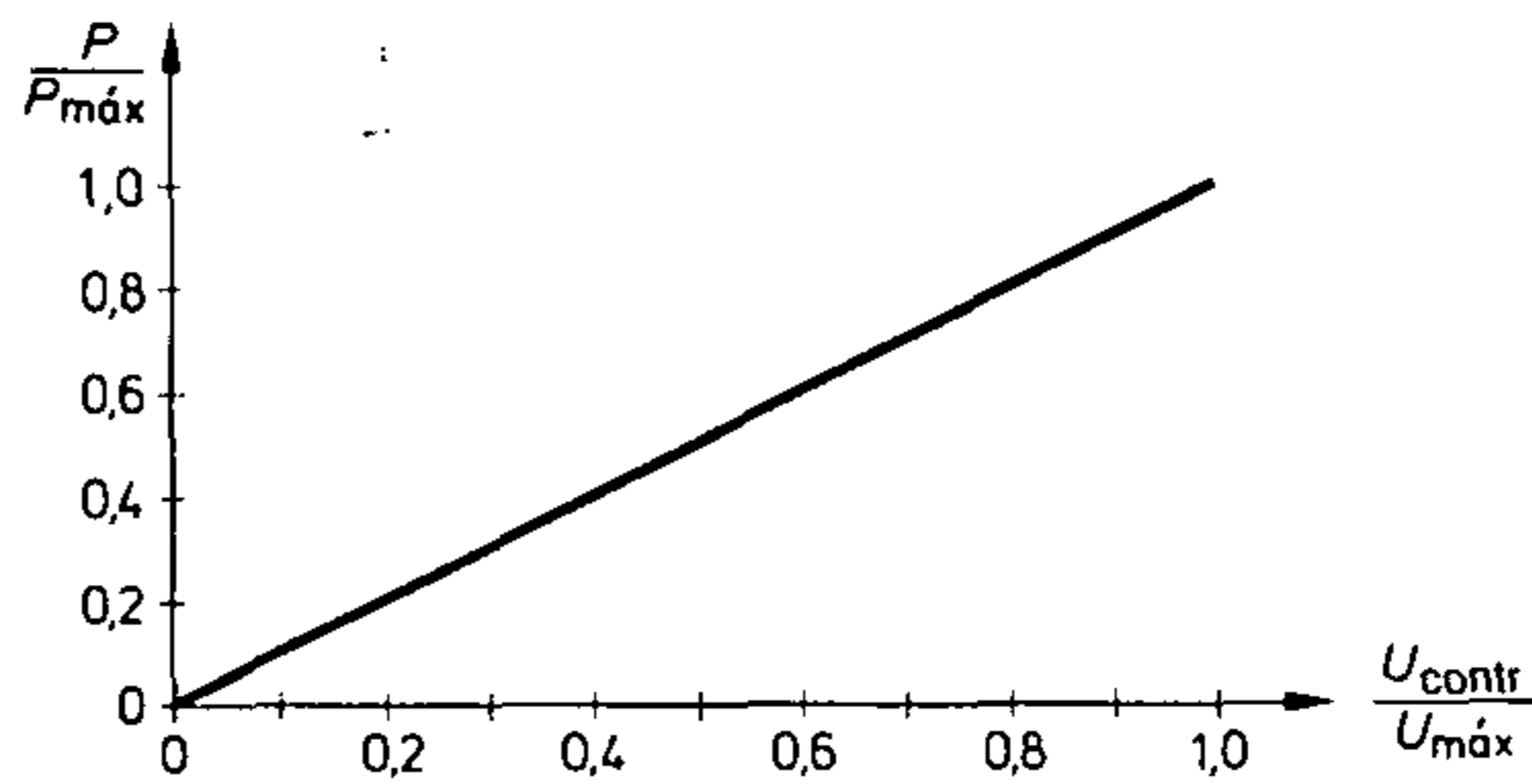
**Figura 3.3** Relaciones entre la tensión de control y la conversión de potencia

La **figura 3.3** da tres ejemplos de cómo el generador de pulsos convierte la tensión  $U_{\text{contr}}$  en señales binarias con frecuencia de conmutación

$$f_{\text{conm}} = \frac{1}{T_{\text{conm}}}$$

Por lo tanto, este controlador tiene una relación lineal entre la potencia  $P$  convertida en la carga y la tensión de control  $U_{\text{contr}}$  (**figura 3.4**).

### 3 Controladores electrónicos de potencia

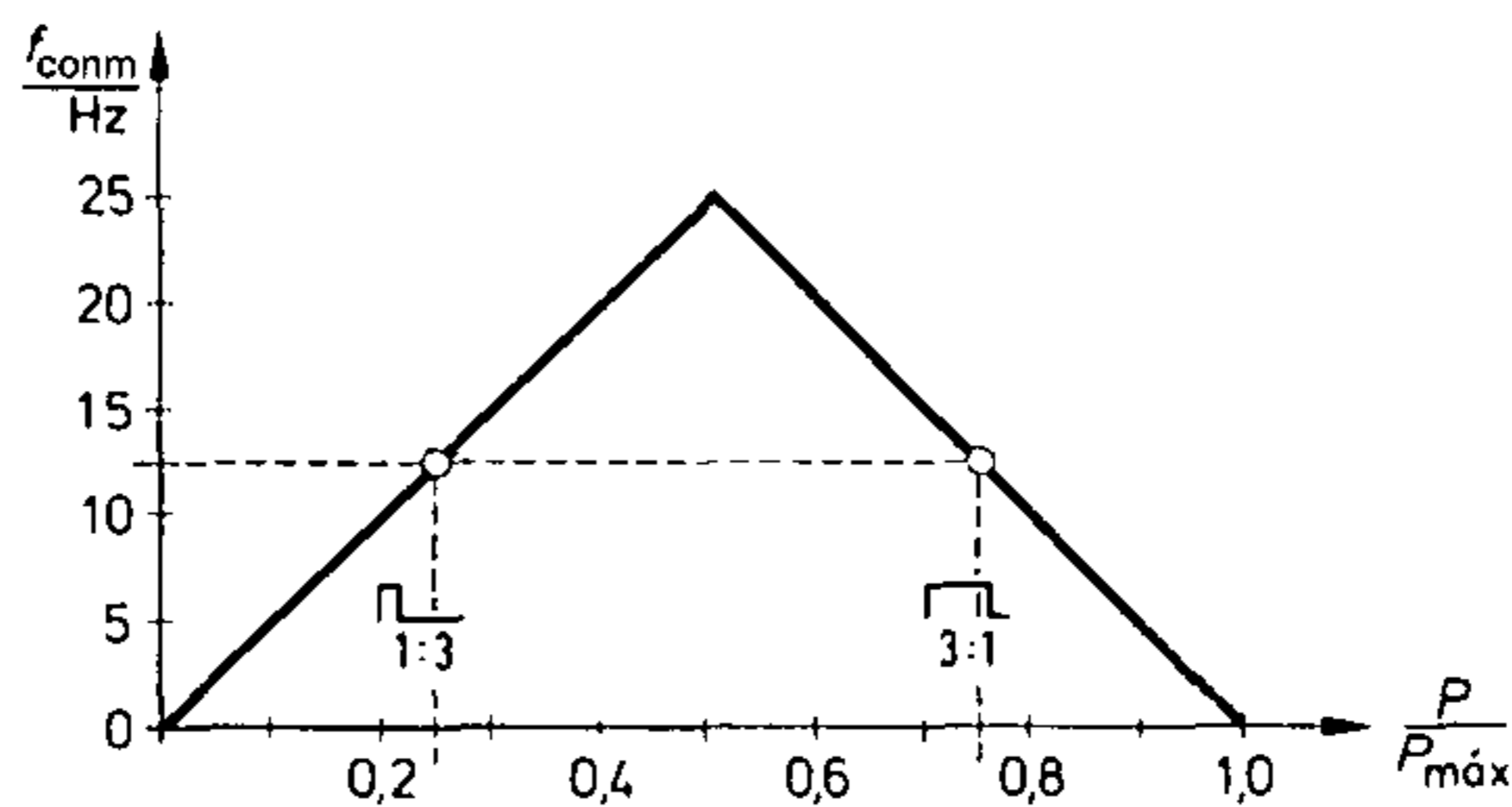


**Figura 3.4** Conversión de potencia como función de la tensión de control

La **figura 3.5** muestra los límites del ajuste de potencia, en función de la frecuencia de conmutación. Mientras que con  $f_{\text{conm}} = 25$  Hz sólo es posible un ajuste de potencia de  $\frac{P}{P_{\text{máx}}} = 0,5$ , con  $f_{\text{conm}} = 12,5$  Hz la potencia puede ajustarse en el rango

$$0,25 \leq \frac{P}{P_{\text{máx}}} \leq 0,75.$$

Si se requiere un rango de ajuste de potencia aún mayor,  $f_{\text{conm}}$  debe reducirse todavía más.



**Figura 3.5** Relaciones básicas entre la frecuencia de conmutación y la conversión de potencia

#### 3.2.2.2 Conmutación de una carga resistiva-inductiva

Como ya se ha mencionado, las etapas de salida de pulsos largos del controlador presentadas en la figura 3.2 producen pulsos sostenidos, los cuales se requieren para el disparo seguro de las válvulas en el caso de componentes de carga inductivos. Sin embargo, si una carga resistiva-inductiva se conmuta en el cruce por cero de la tensión, debido al desfase se forma por un corto tiempo un componente de corriente continua sobrepuesto a la corriente alterna. Esto produce un pico de encendido (efecto rush).

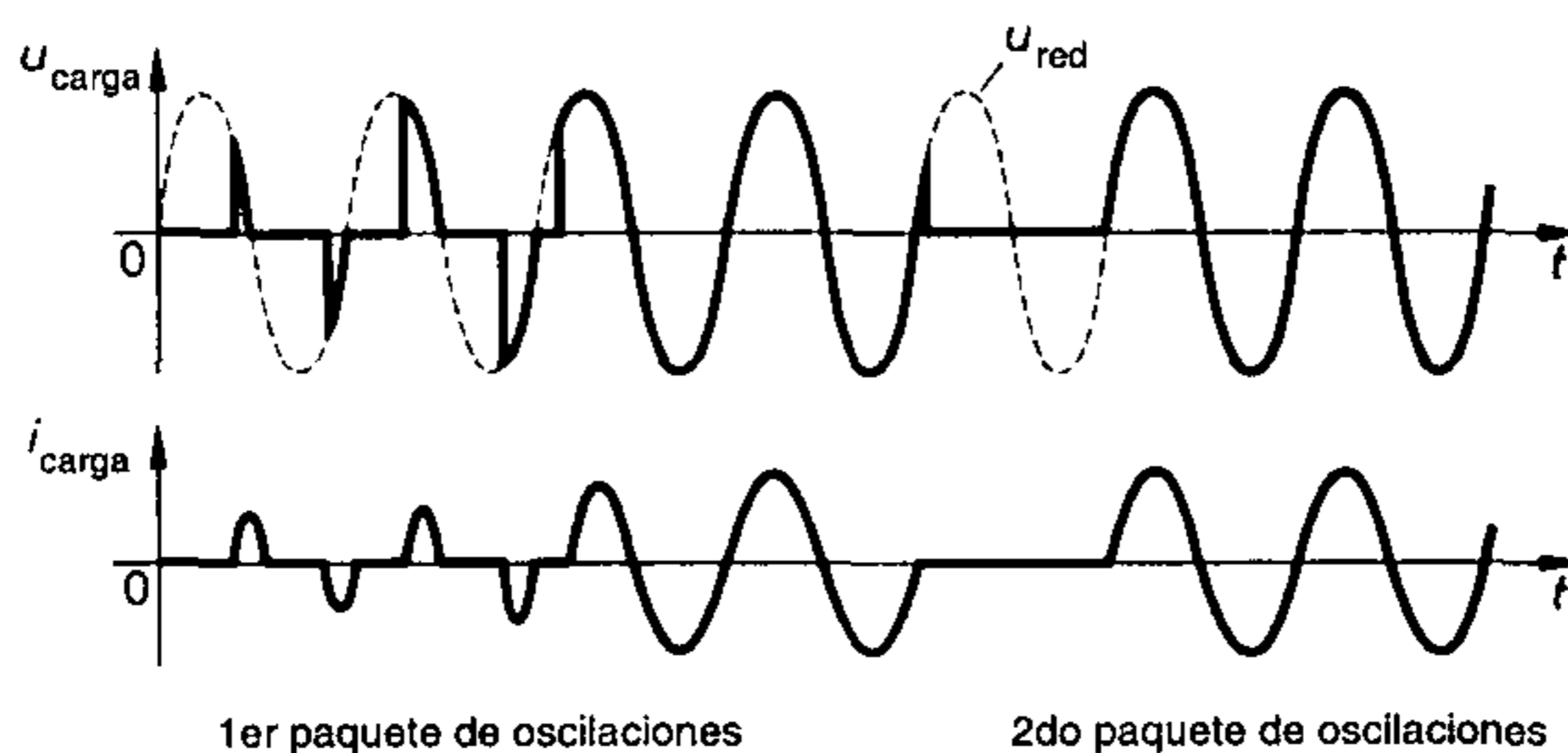
### 3.2 Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa)

Por lo tanto, para prevenir esta corriente mixta se utiliza una unidad lógica de encendido incorporada en la unidad de control. Comenzando con el primer pulso de reloj, la tensión se aplica retardada un ángulo  $\alpha_0$ . Con el objeto de habilitar este ángulo para que se adapte a cada combinación posible de carga, éste se ajusta entre  $30^\circ \leq \alpha_0 \leq 120^\circ$  utilizando un potenciómetro especial.

Debido a que esta limitación sólo se aplica al primer paquete de oscilaciones, en el siguiente paquete de oscilaciones todos los semiciclos se conectan en el cruce por cero de la tensión de operación.

#### 3.2.2.3 Conmutación de transformadores

Cuando se conecta un transformador, también puede ocurrir una sobrecorriente de corta duración (efecto rush). La amplitud de esta sobrecorriente depende no sólo del diseño del transformador, sino principalmente del instante de encendido, como se indicó en la sección 3.2.2.2, alcanzando su máximo valor en el cruce por cero de la tensión. Para prevenir el accionamiento de los fusibles de semiconductor, la unidad de control debe complementarse mediante una tarjeta adicional (figura 3.2) la cual asegura que, después del encendido en el primer paquete de oscilaciones, la tensión a través del transformador es incrementada constantemente por el control de fase. La tensión correspondiente y la curva de corriente se muestran en la **figura 3.6**.

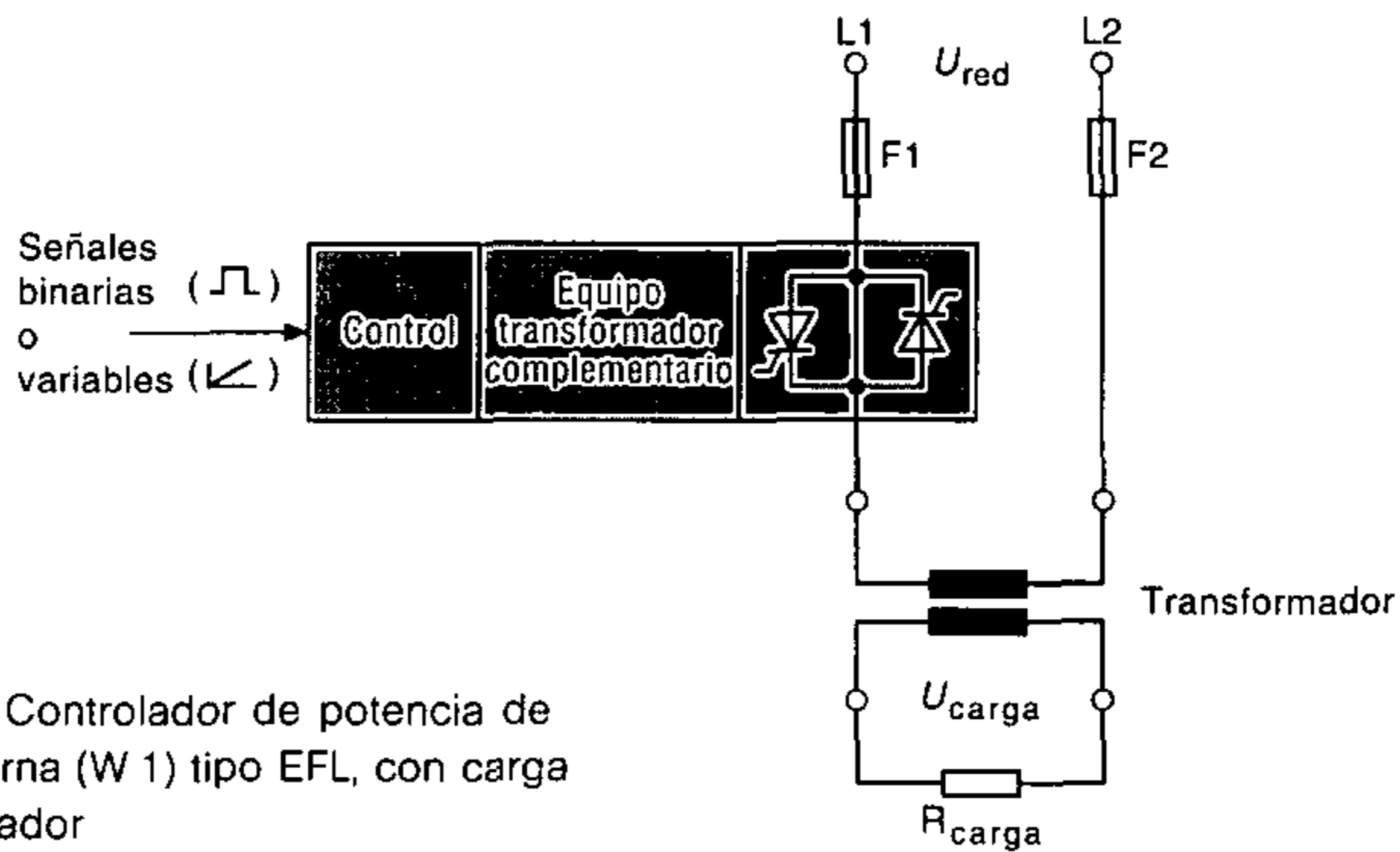


**Figura 3.6** Tensión básica y curva de corriente para un controlador de potencia de corriente alterna y carga de transformador, en concordancia con la figura 3.7.

Si el equipo permanece conectado puede suprimirse el control de fase, y el segundo y subsiguientes paquetes de oscilaciones son conectados a través del interruptor de tensión cero.

La **figura 3.7** muestra un controlador de potencia de corriente alterna con carga de transformador.

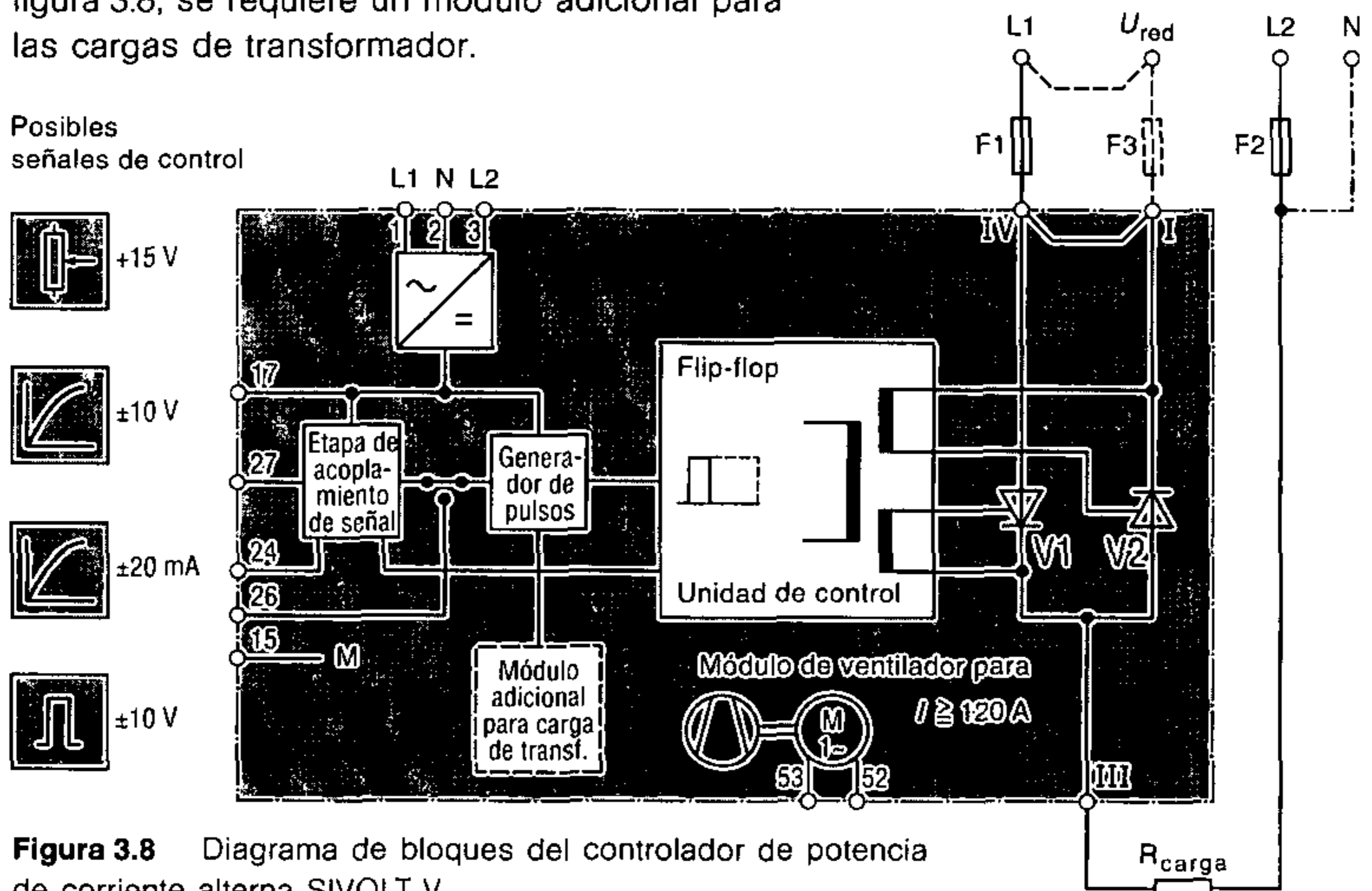




**Figura 3.7** Controlador de potencia de corriente alterna (W 1) tipo EFL, con carga de transformador

### 3.2.3 Controlador de potencia trifásico con control de onda completa en circuito económico

En este caso, el controlador de potencia de corriente alterna tipo SIVOLT-V (Siemens) se utiliza como la unidad básica de este controlador de potencia trifásico. Básicamente éste tiene la misma construcción como el controlador de potencia de corriente alterna EFL descrito en la sección anterior. Con el objeto de ilustrar los métodos de presentación empleados por los fabricantes industriales – los cuales varían, a pesar de la estandarización – en la **figura 3.8** se ha hecho una comparación entre el diagrama de bloques del controlador de corriente alterna SIVOLT-V y el diagrama de bloques (figura 3.2) del controlador de corriente alterna Brown Boveri. Como se puede ver en la figura 3.8, se requiere un módulo adicional para las cargas de transformador.

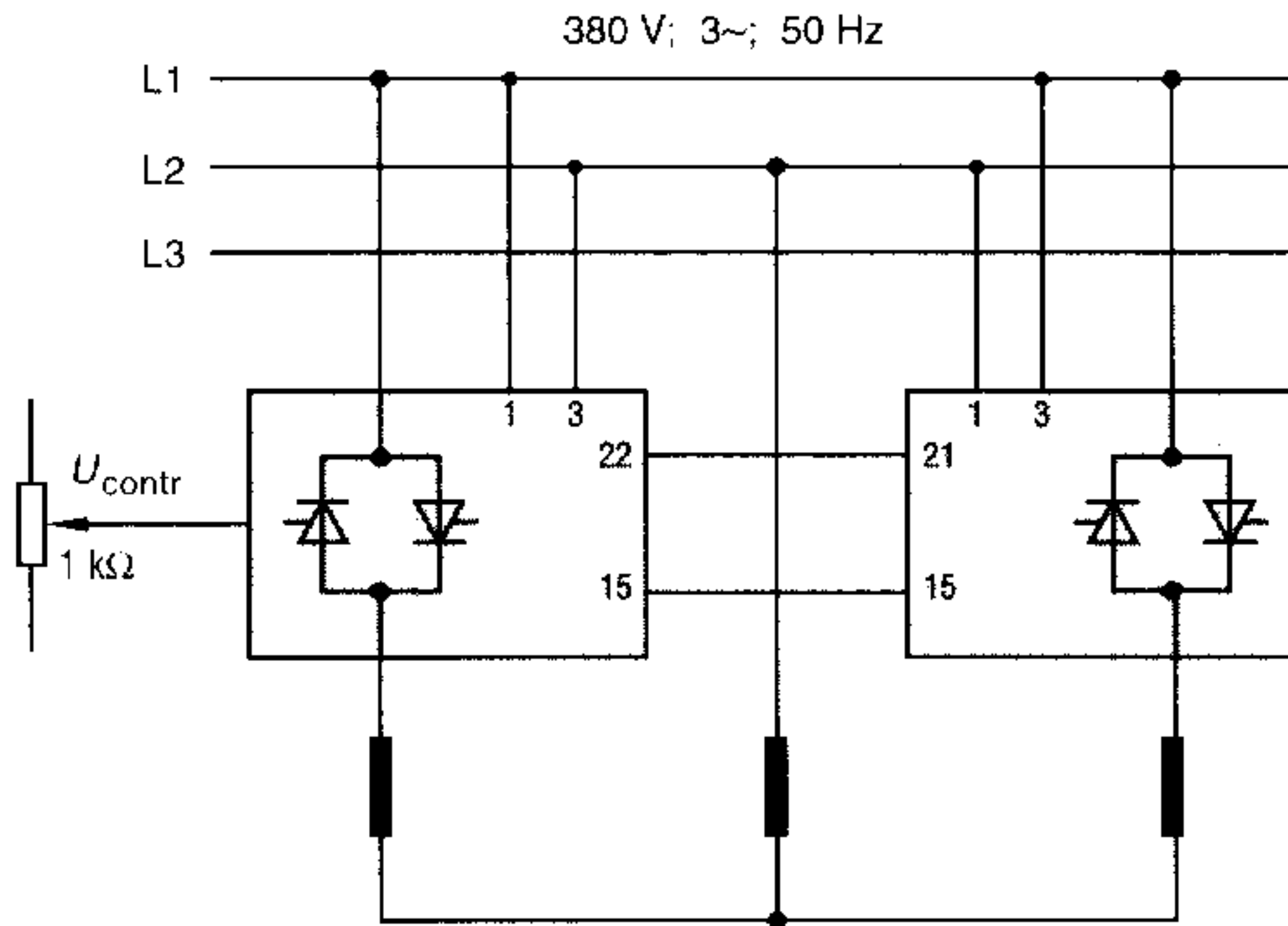


**Figura 3.8** Diagrama de bloques del controlador de potencia de corriente alterna SIVOLT-V

### 3.2 Control de paquetes de oscilaciones (control de onda completa)

Para alimentar cargas de corriente alterna trifásicas se pueden utilizar sin costo adicional dos de estos equipos SIVOLT-V.

La **figura 3.9** muestra el esquema de circuito de este controlador trifásico para control de onda completa en circuito económico. Como se describió en la sección 2.3.3.5 para interruptores trifásicos, éste es apropiado para arreglos de la carga en estrella o delta. Sin embargo, aquí tampoco se debe conectar el punto neutro a la red, caso contrario la carga conectada a L 2 quedará permanentemente conectada.



**Figura 3.9** Controlador trifásico en circuito económico con carga inductiva

Para tareas de control puras, la tensión de control se deriva desde un potenciómetro externo de  $1\text{ k}\Omega$  como una variable de referencia de entrada. Para este propósito se requiere una tensión de alimentación de  $+15\text{ V}$ , pero ésta es provista por el equipo SIVOLT-V. Para hacer efectiva la entrada de referencia en este circuito económico para ambos controladores, se requieren los dos conductores (22 – 21 y 15 – 15) entre los dos controladores de potencia de corriente alterna.

#### 3.2.4 Conexión de aplicaciones utilizando control de paquetes de oscilaciones

Los controladores electrónicos de potencia tratados hasta el momento están diseñados para conexión en redes industriales. Debido a sus ventajas, también se está incrementando la utilización de los controladores de potencia en aplicaciones domésticas.

Sin embargo, los convertidores electrónicos de potencia pueden causar efectos reactivos en la red de alimentación, lo que puede originar un efecto de perturbación sobre los consumidores cercanos. Sobre la base VDE 0838 (DIN EN 50 006), la VDEW (Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke e.V.) ha introducido una regulación:

«Limitar los efectos reactivos en redes de alimentación de potencia, causados por aplicaciones eléctricas con sistemas de control electrónico para utilidades domésticas y para propósitos similares»

### 3 Controladores electrónicos de potencia

En la TAB (condiciones de conexión técnicas para redes de baja tensión de empresas de alimentación de electricidad) del 1. 4. 1980 se especifican para la conexión directa de cargas resistivas, los siguientes límites de potencia:

- $P_{\text{máx}} = 400 \text{ W}$  conectadas a 220 V entre la fase y el neutro.
- $P_{\text{máx}} = 900 \text{ W}$  conectadas a 380 V entre dos fases.
- $P_{\text{máx}} = 1800 \text{ W}$  conectadas a  $3 \times 380 \text{ V}/220 \text{ V}$  y carga simétrica.

Sin embargo, si la frecuencia de conmutación  $r$  cae debajo de  $r = 1000$  operaciones de conmutación por minuto, entonces se pueden utilizar incluso aplicaciones con mayores capacidades de conmutación de potencia como se indica en la **figura 3.10**.

$r$ $\text{min}^{-1}$	Conexión entre fase y neutro, 220 V (kW)	Conexión entre dos fases, 380 V (kW)	Conexión a $3 \times 380/220 \text{ V}$ con carga simétrica (kW)
500	0,6	1,5	3,0
100	0,9	2,2	4,4
10	1,7	4,1	8,3
5	2,1	5,1	10,4
4	2,3	5,6	11,3
3	2,5	6,1	12,3
2	2,8	6,9	14,0
1	3,5	8,6	17,4

**Figura 3.10** Máxima conversión permisible de potencia mediante cargas resistivas, en función de la frecuencia de conmutación  $r$ , con control de paquetes de oscilaciones de acuerdo a VDE 0838

## 3.3 Control de fase

### 3.3.1 Principio básico

Los principios del control de fase han sido considerados en el capítulo 8 del volumen II. No nos proponemos repetir los ICs conjuntamente con los circuitos asociados presentados allí. Sin embargo, necesitamos tratar el IC TCA 780, porque éste también es utilizado en el convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6.

En el capítulo 2 se indicó que es posible controlar una corriente alterna sólo electrónicamente con un triac o con dos tiristores en antiparalelo. Por lo tanto, nuevamente podemos utilizar la figura 2.38 como el circuito básico representándolo como un circuito W 1 con tiristores o triac.

Los controladores de potencia de corriente alterna y trifásicos con control de fase se utilizan para el control de cargas sin contacto, siempre que, como en el caso del control de brillo de lámparas, el tiempo de apagado del control de paquetes de oscilaciones es un factor de perturbación.

### 3.3 Control de fase

Las áreas típicas de utilización del control de fase incluyen:

- Ajuste de velocidad de motores de ventiladores
- Reemplazo de transformadores variables
- Control de brillo de lámparas
- Ajuste de velocidad de motores universales

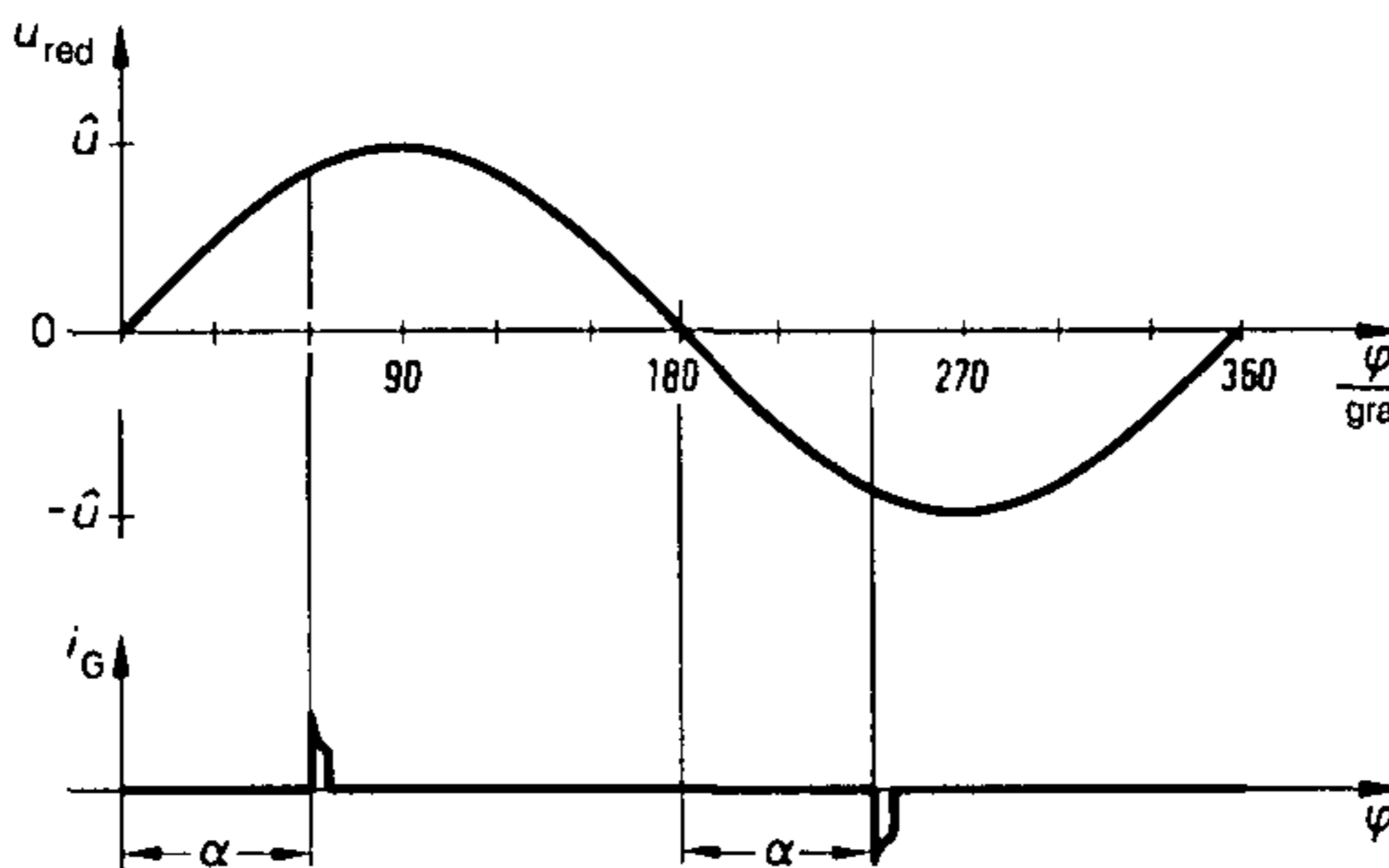
Mientras que, durante la operación de conmutación, el disparo siempre se realiza al comienzo de cada semiciclo, en el caso de un controlador de potencia con control de fase, el disparo, en cada período, solamente tiene lugar con un cierto desfase en relación al semiciclo sinusoidal. Aquí también es posible ajustar el valor eficaz de la tensión de salida de un controlador de potencia y, por lo tanto, también el consumo promedio de potencia de la carga en el rango desde 0 % hasta 100 %.

Este desplazamiento del pulso de control en relación al cruce por cero de la tensión alterna se indica como el ángulo de retardo de disparo  $\alpha$ . Debido a que generalmente se representa a la tensión alterna de la red por  $U$ , para diferenciar representamos la tensión de la carga, en el caso del control de fase, por  $U_\alpha$ .

Para el caso especial de  $\alpha = 0^\circ$  se aplica lo siguiente:

$$U = U_\alpha = U_0.$$

Aunque teóricamente es posible seleccionar un ángulo de control diferente para el semiciclo positivo y para el semiciclo negativo, aquí asumiremos el disparo simétrico en cada caso (**figura 3.11**). Este se da si el ángulo de control  $\alpha$  es el mismo tanto para el semiciclo positivo como para el negativo.



**Figura 3.11** Definición de ángulo de control  $\alpha$

Al contrario de los convertidores de potencia (capítulos 4 y 5), en los controladores de corriente alterna o trifásicos no tienen lugar los procesos de conmutación. Si el controlador de potencia en operación está construido con tiristores conectados en antiparalelo, entonces la corriente en la válvula se hace cero y no empieza a fluir nuevamente sino hasta después de un espacio de corriente (que es el más pequeño con  $\alpha = 0^\circ$ ) y después del disparo de la válvula conectada en antiparalelo.

Por lo tanto, en lenguaje técnico los controladores electrónicos de corriente alterna y trifásicos generalmente se denominan *convertidores de potencia bloqueados*.

Si un controlador de potencia se complementa con un sistema de control en lazo cerrado, existe la posibilidad de ajustar la potencia promedio convertida en la carga, de forma que la variable controlada (por ejemplo, temperaturas, intensidad luminosa o velocidad de motor) permanezca constante y consecuentemente corresponda siempre al valor requerido.

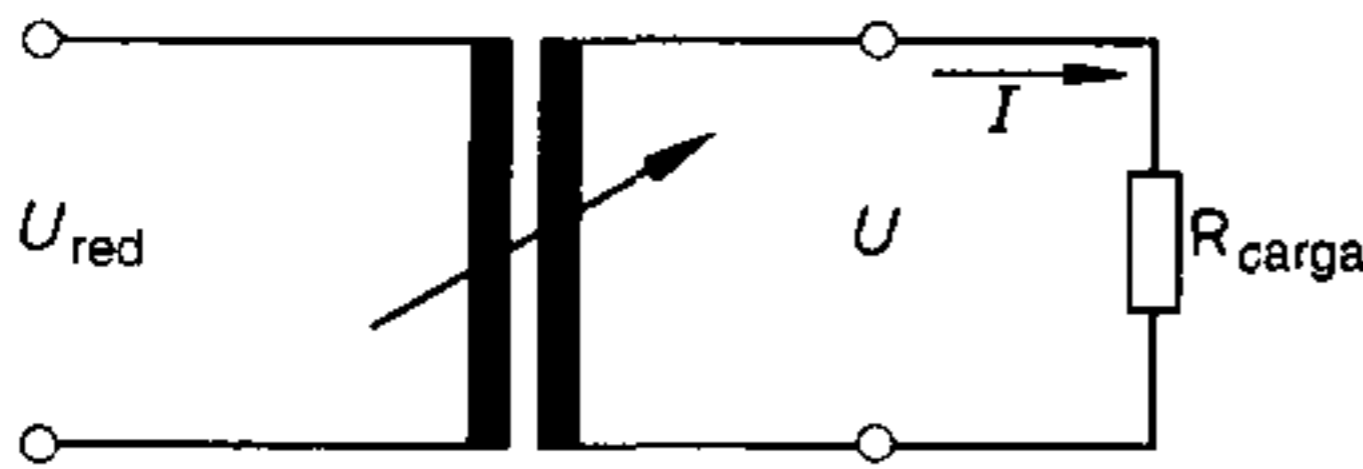
### 3.3.2 Comparación entre un transformador variable y un controlador de potencia de corriente alterna

La tensión de salida del controlador, y la potencia promedio convertida en la carga, dependen no solamente del ángulo de control sino también de la naturaleza de la carga.

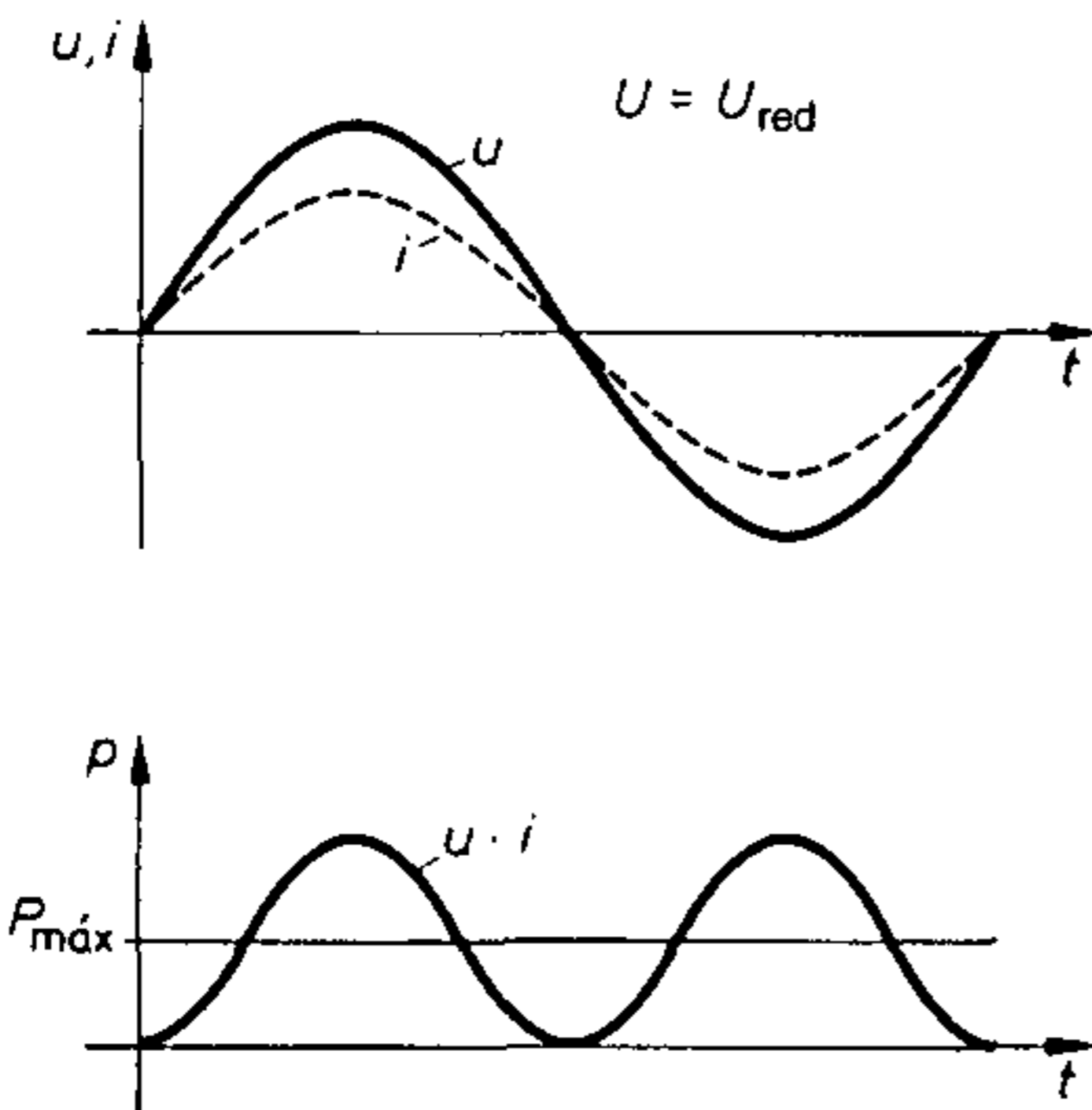
Por lo tanto, primeramente necesitamos explicar la diferencia entre un controlador de transformador y un controlador electrónico de potencia.

La potencia en la carga resistiva se debe reducir desde el valor máximo hasta la potencia media.

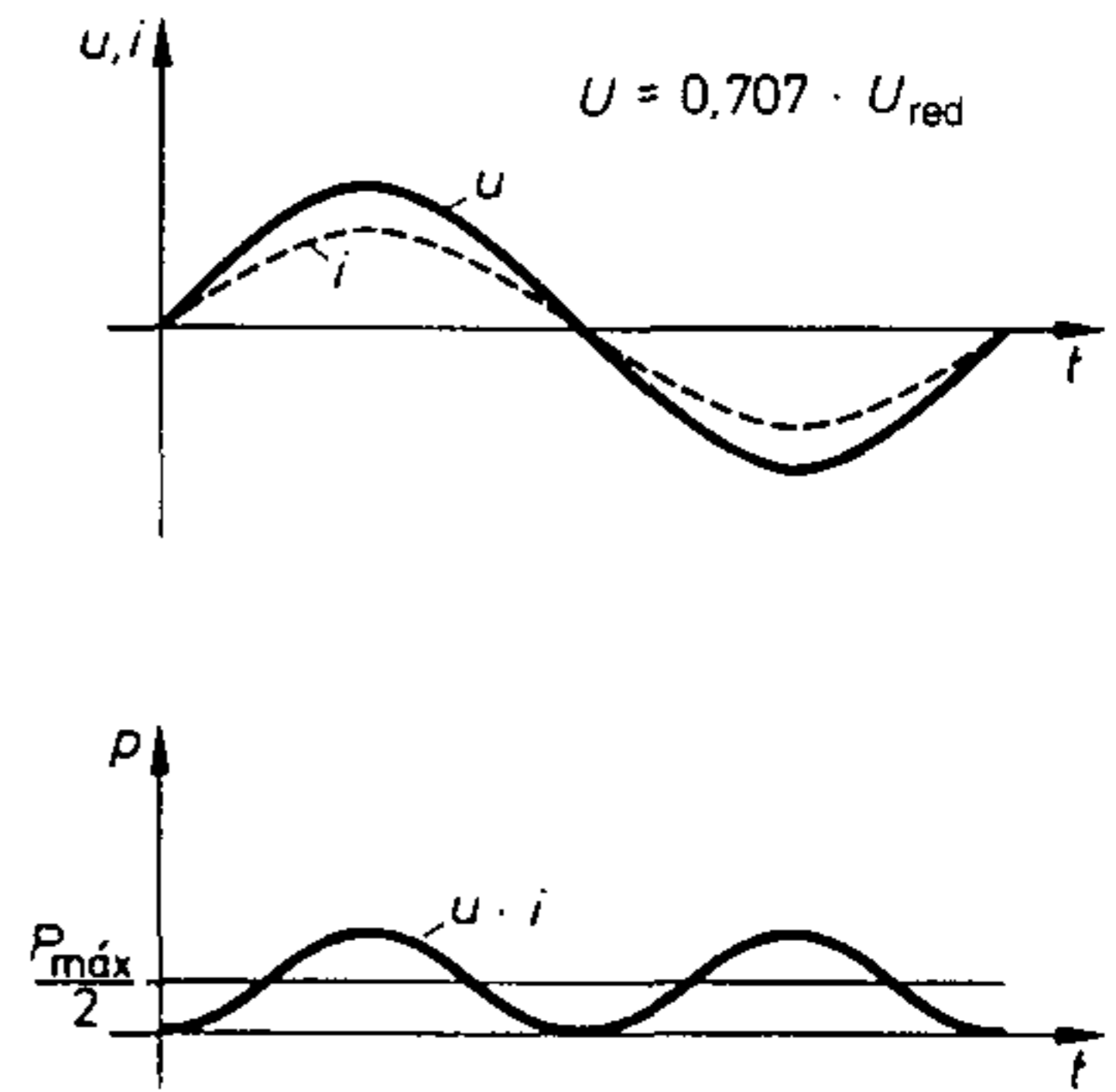
En base a la expresión  $P = \frac{U^2}{R}$ , el valor eficaz de la tensión de la carga consecuentemente debería reducirse por un factor  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , es decir, a  $\approx 70\%$ . La **figura 3.12** muestra este procedimiento para utilizar un transformador variable.



**Figura 3.12a** Circuito básico para el control de potencia con transformador



**Figura 3.12b** Diagrama de líneas de  $u$ ,  $i$  y  $p$  para  $U = U_{red}$



**Figura 3.12c** Diagrama de líneas de  $u$ ,  $i$  y  $p$  para  $U = 0,707 U_{red}$

### 3.3 Control de fase

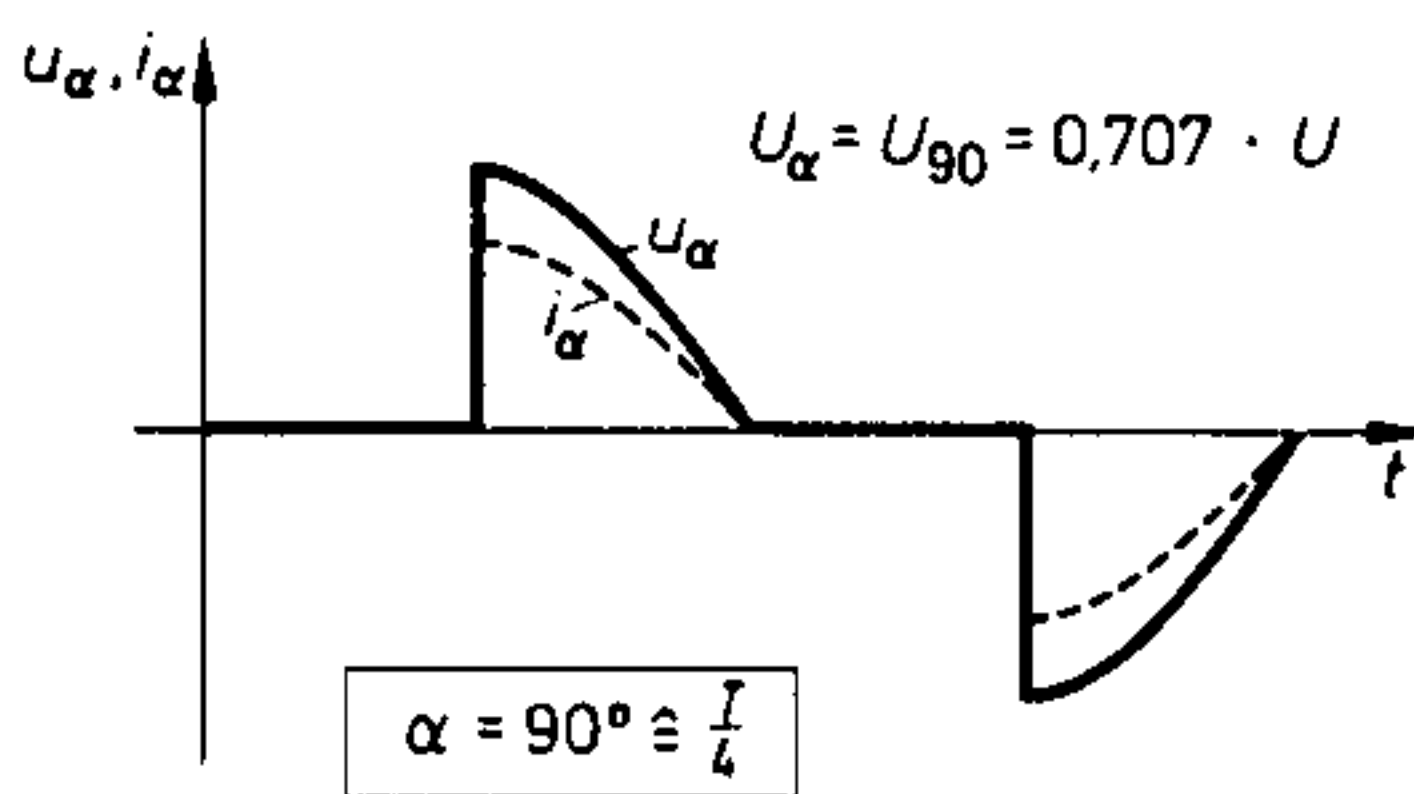
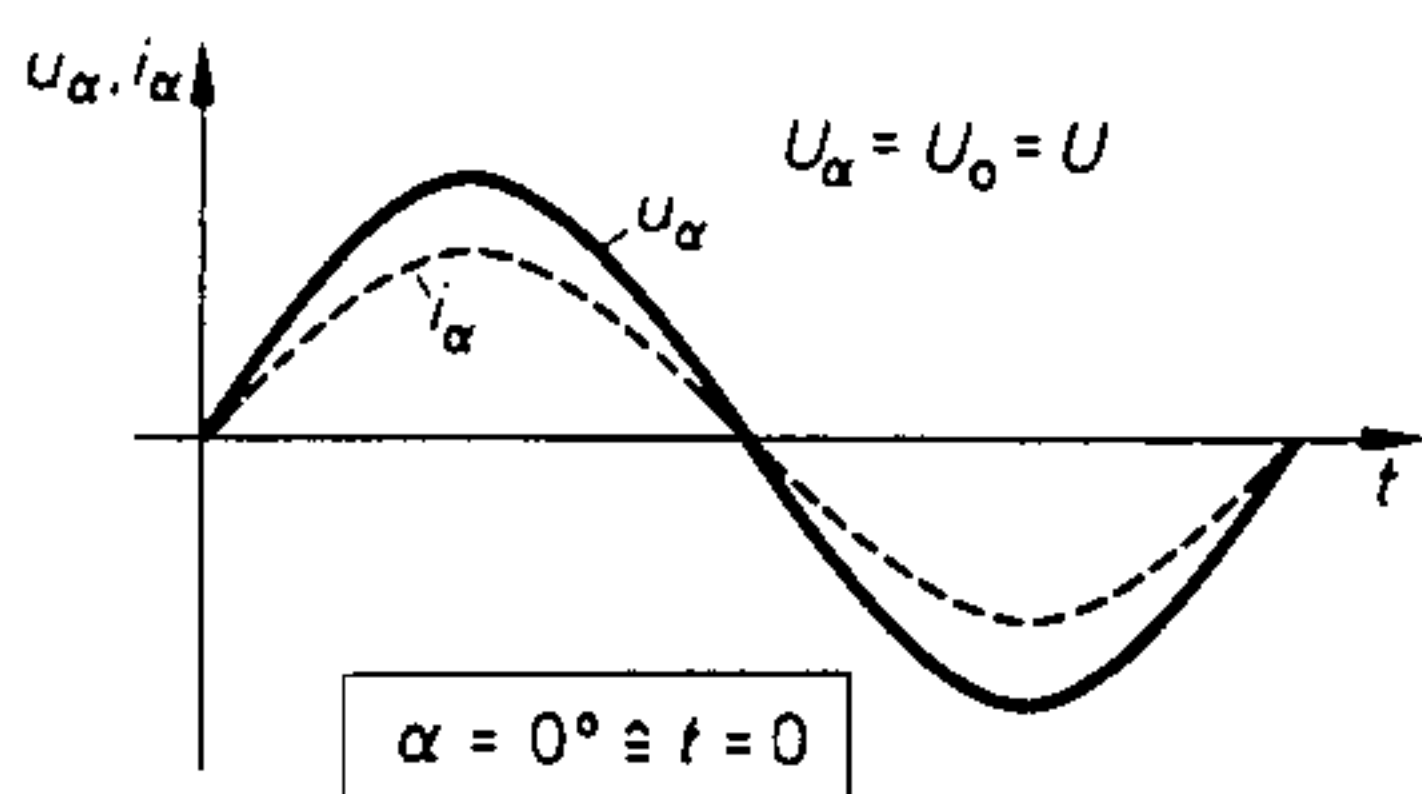
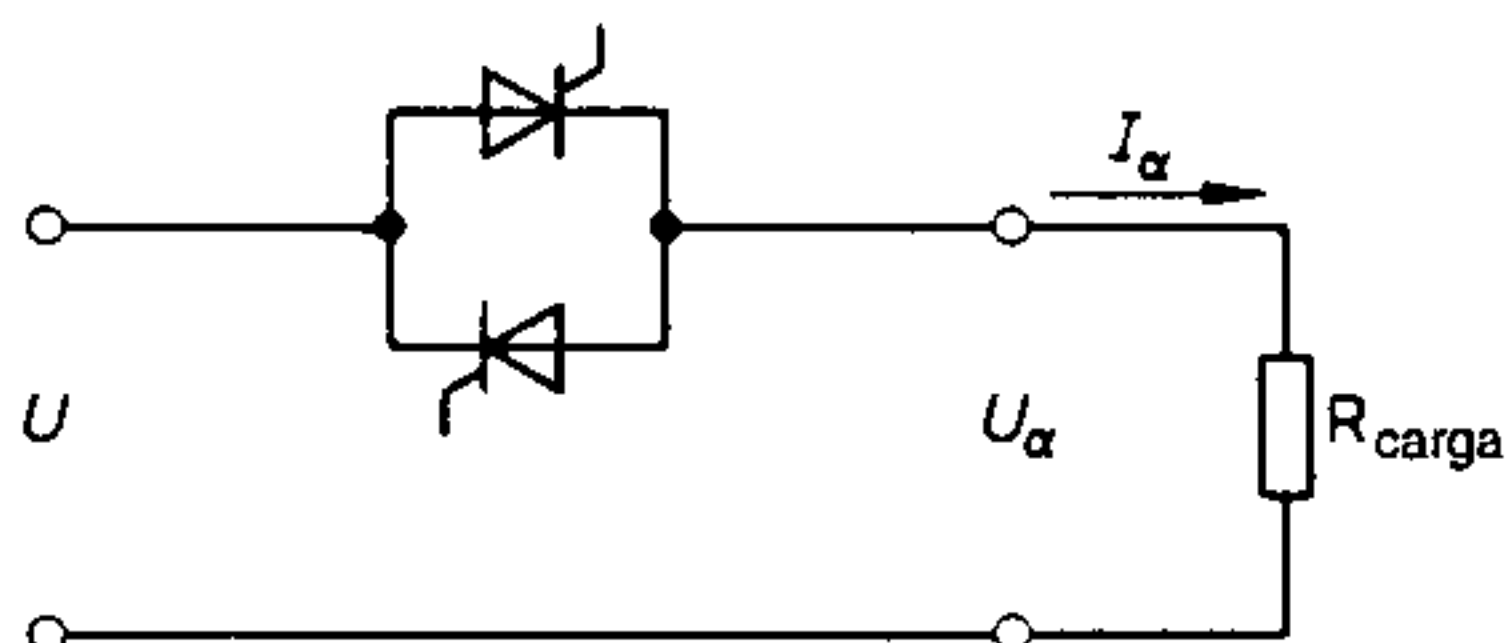
Las figuras 3.12b y c ilustran el hecho, ya mencionado en el volumen I, que la potencia en un circuito de tensión alterna con carga puramente resistiva es positiva y oscila al doble de la frecuencia de la red.

Si la reducción de potencia mencionada anteriormente se consigue no con un transformador variable, sino con un controlador de potencia de corriente alterna en base al control del ángulo de fase, esto se debe tomar en cuenta en las técnicas de medición respectivas. Las tensiones y corrientes alternas se pueden medir con multímetros de uso común (instrumentos de bobina móvil con rectificador), pero los resultados son precisos sólo si las magnitudes medidas son ondas sinusoidales puras. Si se utiliza un transformador variable, el ajuste de tensión con un multímetro es preciso.

Sin embargo, en un circuito de control de fase el valor eficaz de las tensiones o corrientes, que ya no son sinusoidales, no puede ser medido de forma precisa con un multímetro ordinario. En este caso hay que utilizar instrumentos de hierro móvil o instrumentos de valor eficaz digitales. Por lo tanto, para ilustrar estas peculiaridades se han incluido ejercicios de medición apropiados en las instrucciones de prueba del convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6.

En un circuito como el de la **figura 3.13a**, la forma de tensión deseada también puede ajustarse utilizando un osciloscopio.

**Figura 3.13a** Circuito básico para el control de potencia utilizando el circuito bidireccional W 1C



**Figura 3.13b** Diagrama de líneas de  $u_\alpha$ ,  $i_\alpha$  y  $p$  para  $\alpha = 0^\circ$

**Figura 3.13c** Diagrama de líneas de  $u_\alpha$ ,  $i_\alpha$  y  $p$  para  $\alpha = 90^\circ$

### 3 Controladores electrónicos de potencia

Cuando se comparan los dos tipos de controladores, el lector encontrará la contradicción que, en el caso del controlador de transformador, la tensión del ejemplo presentado se reduce al 70,7 % mientras que, con el controlador electrónico, para la misma potencia de salida solamente es efectivo el 50 % del área tensión/ángulo. La razón para esto es que, en el caso del transformador variable, la corriente también se reduce al 70,7 % junto con la tensión. Así, para el controlador de transformador se aplica lo siguiente:

$$P = 0,707 \cdot U_{\text{red}} \cdot 0,707 \cdot I_{\text{máx}} = 0,5 \cdot P_{\text{máx}}.$$

Con el controlador de potencia electrónico, solamente es efectivo el 50 % del área tensión/tiempo con un ángulo de control de fase de  $\alpha = 90^\circ$ . A diferencia de la corriente en el controlador de transformador, en este caso la corriente no varía durante este período y el área de la potencia/ángulo es solamente la mitad que la del caso no controlado. Consecuentemente, con un controlador electrónico y  $\alpha = 90^\circ$ :

$$P = 0,5 P_{\text{máx}}.$$

#### 3.3.3 Controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva

De acuerdo a la ley de Ohm, con una carga resistiva la tensión es directamente proporcional a la corriente, y se aplica la siguiente expresión:

$$\frac{U_\alpha}{U_0} = \frac{I_\alpha}{I_0} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ} + \frac{1}{2\pi} \cdot \text{sen } 2\alpha}$$

Para practicar con esta fórmula, ahora trabajaremos con dos ejemplos:

*Ejemplo 1:*

Dado:  $U = 220 \text{ V}$ ,  $\alpha = 60^\circ$

Requerido:  $U_\alpha = ? \text{ V}$

$$\begin{aligned} U_\alpha &= U_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ} + \frac{1}{2\pi} \text{sen } 2\alpha} \\ U_{60^\circ} &= 220 \text{ V} \sqrt{1 - \frac{60^\circ}{180^\circ} + \frac{1}{2\pi} \text{sen } (2 \cdot 60^\circ)} \\ &= 220 \text{ V} \sqrt{1 - \frac{1}{3} + \frac{1}{6,28} \text{sen } 120^\circ} \\ &= 220 \text{ V} \sqrt{0,667 + 0,159 \cdot 0,866} \\ U_{60^\circ} &= 220 \text{ V} \sqrt{0,667 + 0,138} \\ &= 220 \text{ V} \sqrt{0,805} \\ U_{60^\circ} &= \underline{\underline{197,4 \text{ V}}} \end{aligned}$$

*Ejemplo 2:* Un controlador de potencia de corriente alterna se conecta a un sistema de 220 V/50Hz. ¿Cuán grande es la conversión de potencia en una carga  $R = 22 \Omega$  con  $\alpha = 120^\circ \cong \frac{2}{3}\pi$ ?

### 3.3 Control de fase

A partir de  $P_{\text{máx}} = P_0 = I_0^2 \cdot R_{\text{carga}}$  y  $P_\alpha = I_\alpha^2 \cdot R_{\text{carga}}$

$$\text{con } I_0 = \frac{U_0}{R_{\text{carga}}} = \frac{220 \text{ V}}{22 \Omega} = 10 \text{ A}$$

obtenemos:

$$I_\alpha = I_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}$$

$$I_{120^\circ} = 10 \text{ A} \sqrt{1 - \frac{2\pi}{3\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin (2 \cdot 120^\circ)}$$

$$I_{120^\circ} = 10 \text{ A} \sqrt{0,333 + 0,159 \sin 240^\circ}$$

$$= 10 \text{ A} \sqrt{0,333 + 0,159 (-0,866)}$$

$$= 10 \text{ A} \sqrt{0,333 - 0,138}$$

$$= 10 \text{ A} \sqrt{0,195}$$

$$I_{120^\circ} = 4,42 \text{ A}$$

Con  $P_\alpha = I_\alpha^2 \cdot R_{\text{carga}}$

$$P_{120^\circ} = (4,42 \text{ A})^2 \cdot 22 \Omega$$

$$P_{120^\circ} = \underline{\underline{429 \text{ W}}}$$

Debido a que la máxima conversión de potencia es  $P_{\text{máx}} = P_0 = I_0 \cdot U_0 = 10 \text{ A} \cdot 220 \text{ V} = 2,2 \text{ kW}$ , para  $P_{120^\circ}$  se obtiene la siguiente potencia convertida:

$$\frac{P_\alpha}{P_0} \cdot 100 \% = \frac{0,429 \text{ kW}}{2,2 \text{ kW}} \cdot 100 \%$$

$$= 19,5 \% \approx \underline{\underline{20 \%}}$$

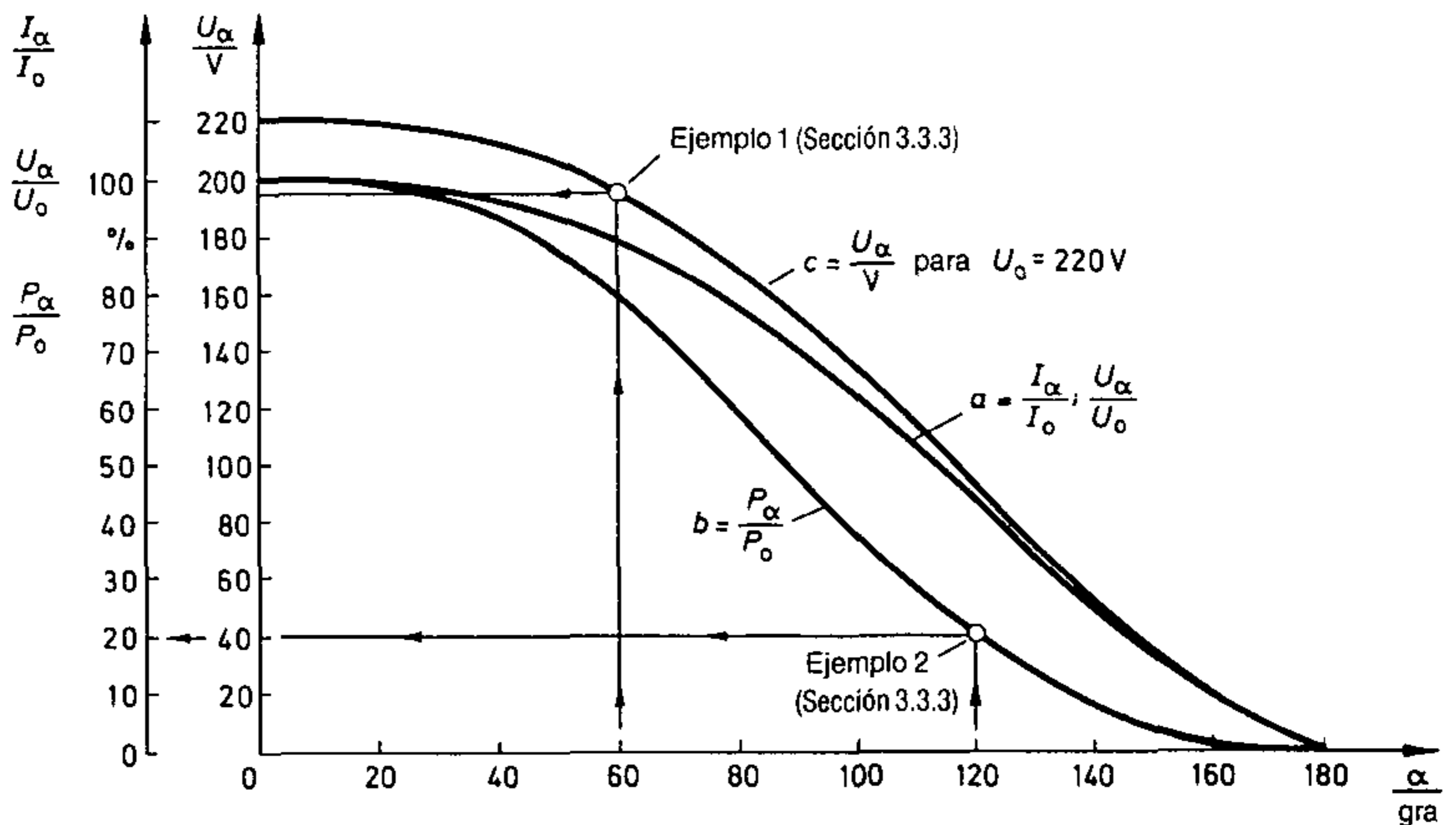
#### 3.3.3.1 Curva característica de control de un controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva

En la práctica, la tercera cifra de un valor numérico es solamente de importancia teórica, ya que es suficiente calcular con una tensión de red de 220 V, en lugar de, por decir, 223 V.

Las desviaciones del valor matemático correcto son inevitables, debido a las tolerancias de los componentes y dimensiones.

Consecuentemente, el técnico/ingeniero práctico prefiere las curvas características que — aparte de las imprecisiones de dibujo — proveen datos suficientemente correctos. Por lo tanto, en la **figura 3.14** se han reproducido importantes curvas características de control.





**Figura 3.14** Curvas características de control de un controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva

La curva característica *a* muestra el porcentaje de relación de  $\frac{I_\alpha}{I_0} = f(\alpha)$  y  $\frac{U_\alpha}{U_0} = f(\alpha)$ . La curva característica *b* relaciona a  $\frac{P_\alpha}{P_0} = f(\alpha)$ .

Debido a que en muchos casos la tensión de red es  $U = 220$  V, adicionalmente se dibuja la curva característica *c* para  $U_\alpha = f(\alpha)$  con  $U_0 = 220$  V.

Para ilustrar las ventajas de estos diagramas, también se han dibujado en la figura 3.14 las dos soluciones derivables directamente de los ejemplos 1 y 2 (sección 3.3.3).

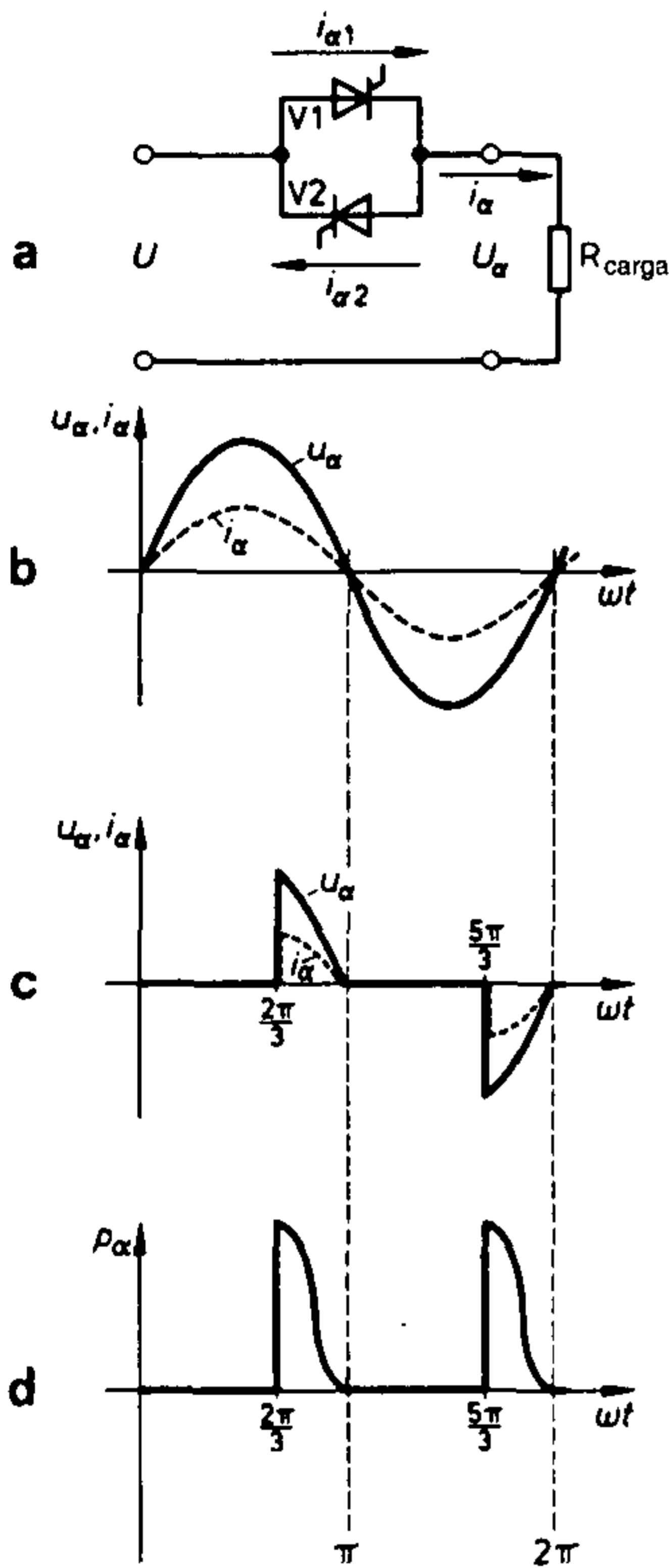
### 3.3.4 Controlador de potencia de corriente alterna con carga inductiva

Para el caso especial de una carga puramente inductiva con  $\tau_{\text{carga}} \rightarrow \infty$ , debido a la absorción y emisión de energía de las inductancias, las condiciones que existen son diferentes de aquellas con una carga resistiva detalladas hasta el momento.

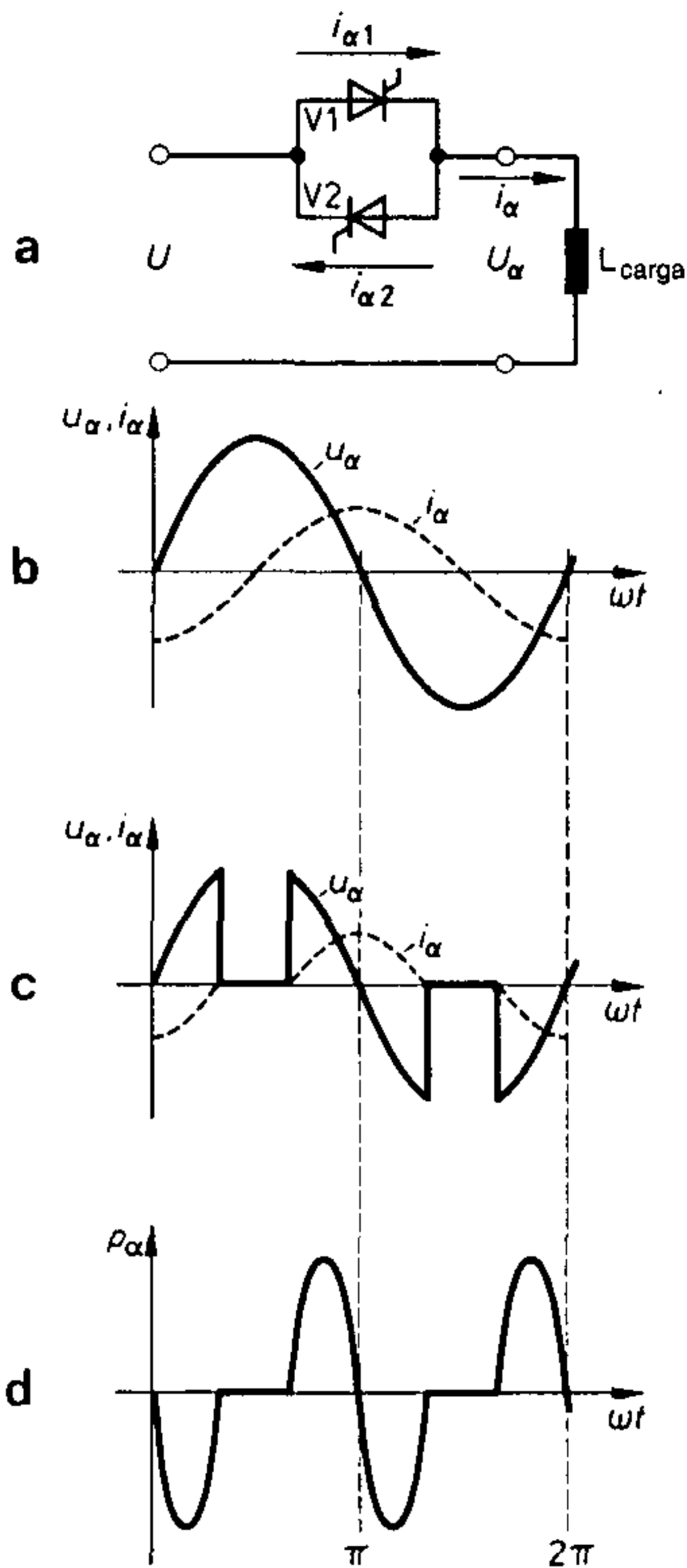
En la sección 2.1.3 se indicó que, en el caso ideal, una vez que se dispara un tiristor, éste continúa conduciendo hasta que la corriente  $i_T \leq 0$  A. Por lo tanto, un controlador de potencia de corriente alterna solamente puede influir en el cruce de tensión de una inductancia con un ángulo de control  $\alpha > 90^\circ$ . Este efecto también ocurre en los convertidores de potencia (capítulos 4 y 5) que serán tratados después.

Para ilustrar esto, en primera instancia consideraremos solamente el rango de control  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ . Las **figuras 3.15 y 3.16** muestran una comparación de los casos de carga extremos de una carga puramente resistiva y una puramente inductiva. Así, la tensión total cruza la carga para  $\alpha = 0^\circ$  (carga resistiva) y  $\alpha = 90^\circ$  (carga inductiva). Con una carga puramente resistiva (figura 3.15), la corriente está en fase con la tensión, mientras que con una carga inductiva (figura 3.16) la corriente se retrasa a la tensión en  $90^\circ$ , como resultado del almacenamiento de energía en la bobina.

### 3.3 Control de fase



**Figura 3.15**  
 a) Controlador W 1 con carga resistiva  
 b) Curvas de tensión y corriente para  $\alpha = 0^\circ$   
 c) Curvas de tensión y corriente para  $\alpha = 120^\circ$   
 d) Curva de potencia para  $\alpha = 120^\circ$

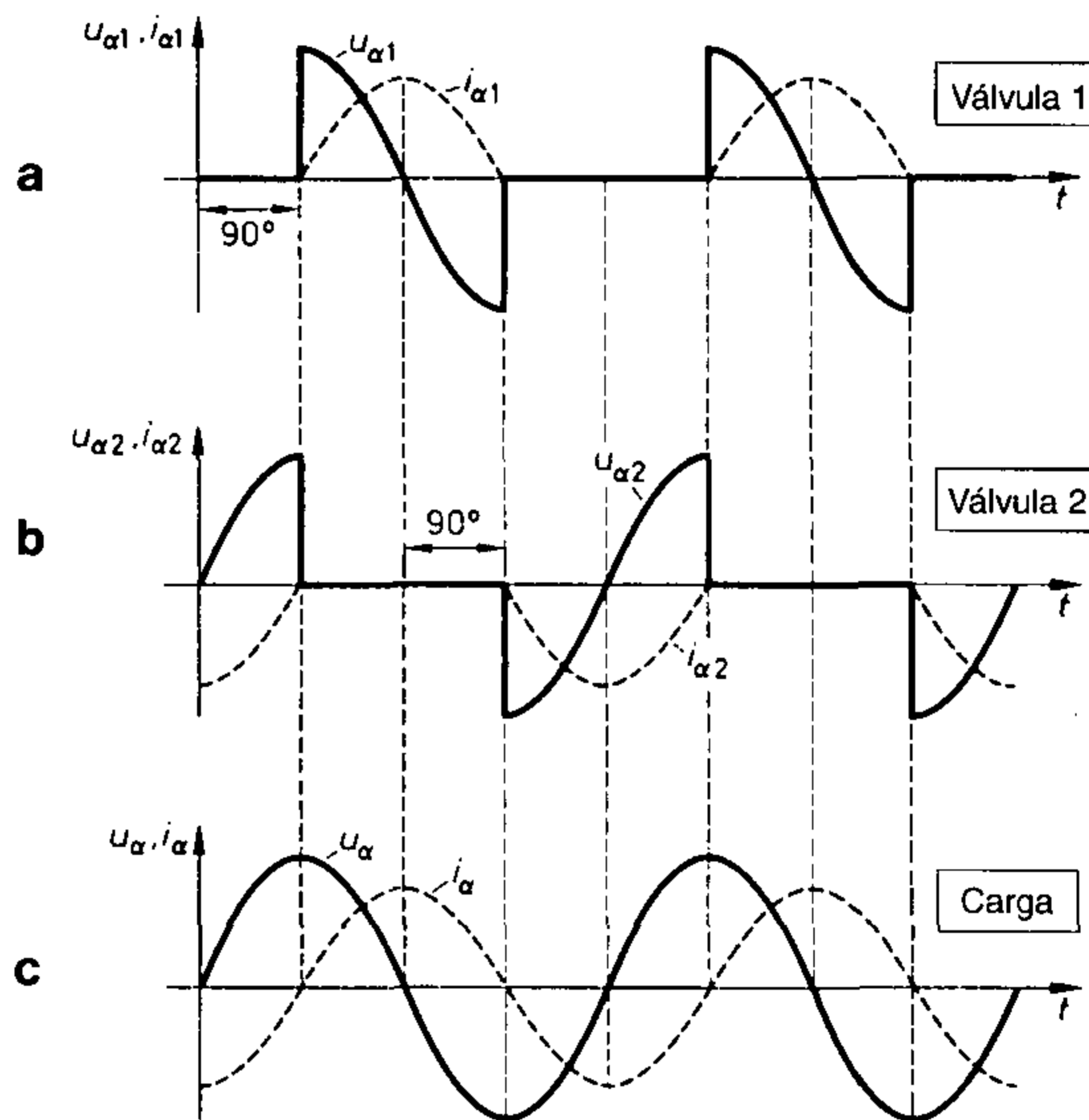


**Figura 3.16**  
 a) Controlador W 1 con carga inductiva  
 b) Curvas de tensión y corriente para  $\alpha = 0^\circ$   
 c) Curvas de tensión y corriente para  $\alpha = 120^\circ$   
 d) Curva de potencia para  $\alpha = 120^\circ$

Para  $\alpha = 120^\circ$  las curvas de tensión y corriente no son sinusoidales. Mientras que, con una carga resistiva (figura 3.15) y  $\alpha = 120^\circ$ , la tensión y corriente todavía están en fase, la corriente sólo puede subir lentamente debido a la inductancia (figura 3.16). Con una carga inductiva, la corriente de carga alcanza su valor máximo en  $\alpha = 180^\circ$ , decayendo nuevamente a cero en el rango desde  $180^\circ$  hasta  $240^\circ$ . Debido a que la corriente está en la región positiva, la válvula permanece conduciendo y consecuentemente, con una

corriente positiva, el tiristor conmuta una tensión negativa. Por lo tanto, el ángulo de flujo de corriente  $\theta$  con una carga inductiva tiene el doble del valor, comparado con el de una carga resistiva. Si en la figura 3.16d se forma el producto  $p = u_{\alpha} \cdot i_{\alpha}$ , el área positiva potencia/ángulo (energía absorbida) es exactamente igual al área negativa (energía emitida). Como era de esperarse, cuando se operan inductancias con tensión alterna, solamente se genera potencia reactiva.

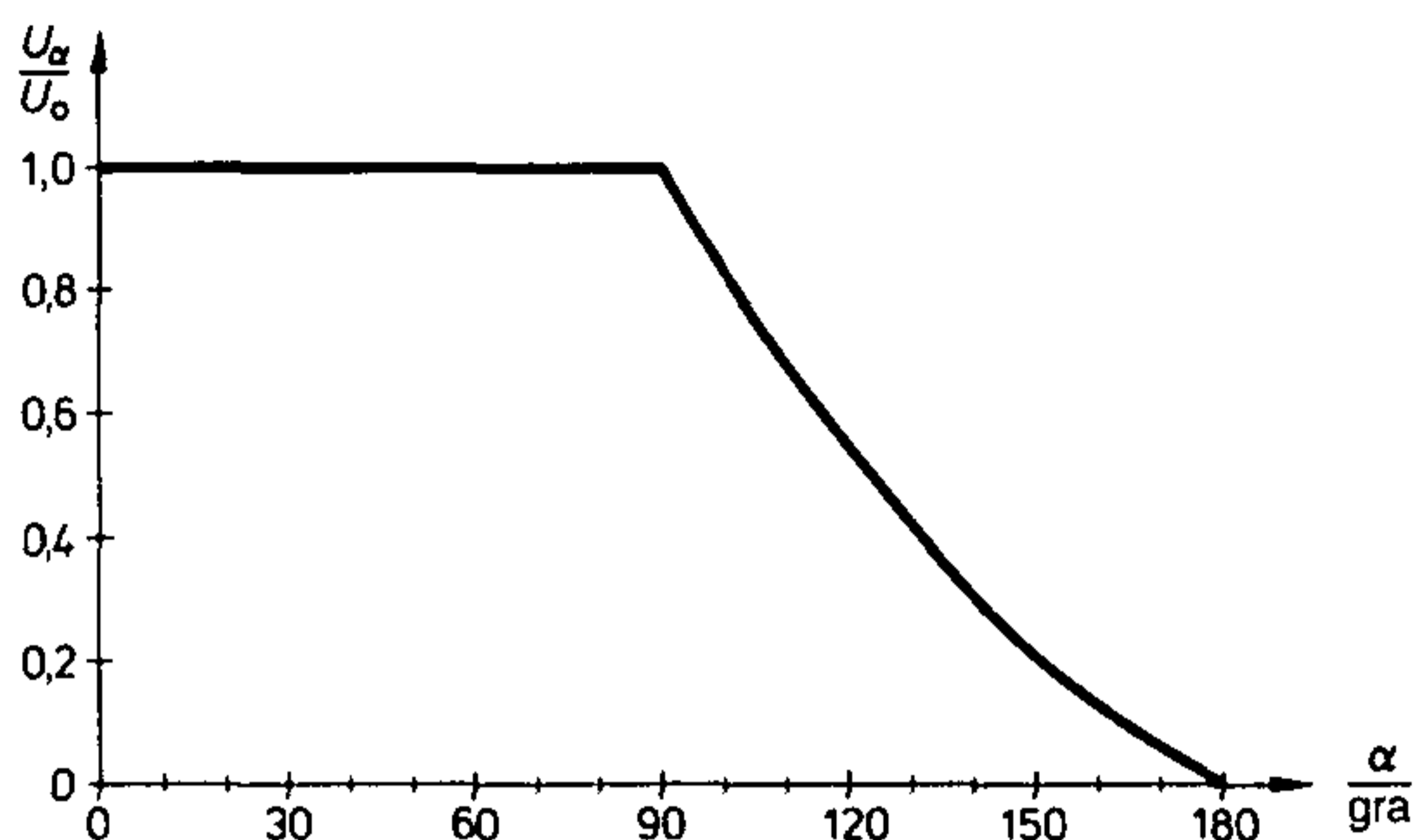
Para mostrar que, incluso con un ángulo de control  $\alpha = 90^{\circ}$ , la tensión total se aplica a una carga inductiva, utilizaremos los diagramas correspondientes para  $\alpha = 90^{\circ}$  en la **figura 3.17**, en base a la figura 3.16.



**Figura 3.17** Diagramas de líneas de tensión y corriente

- a) causadas por V 1 con  $\alpha = 90^{\circ}$
- b) causadas V 2 con  $\alpha = 90^{\circ}$
- c) Curvas resultantes con  $u_{\alpha} = u_{\alpha 1} + u_{\alpha 2}$  e  $i_{\alpha} = i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}$

Con una carga inductiva en el rango  $0^{\circ} \leq \alpha \leq 90^{\circ}$ , el controlador de corriente alterna trabaja como un interruptor electrónico y no es posible influenciar la tensión de la carga en este rango. Esto es también evidente en la curva característica de control asociada de la **figura 3.18**.



**Figura 3.18** Curva característica de control de un controlador de potencia de corriente alterna con una carga puramente inductiva

### 3.3.5 Controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva-inductiva

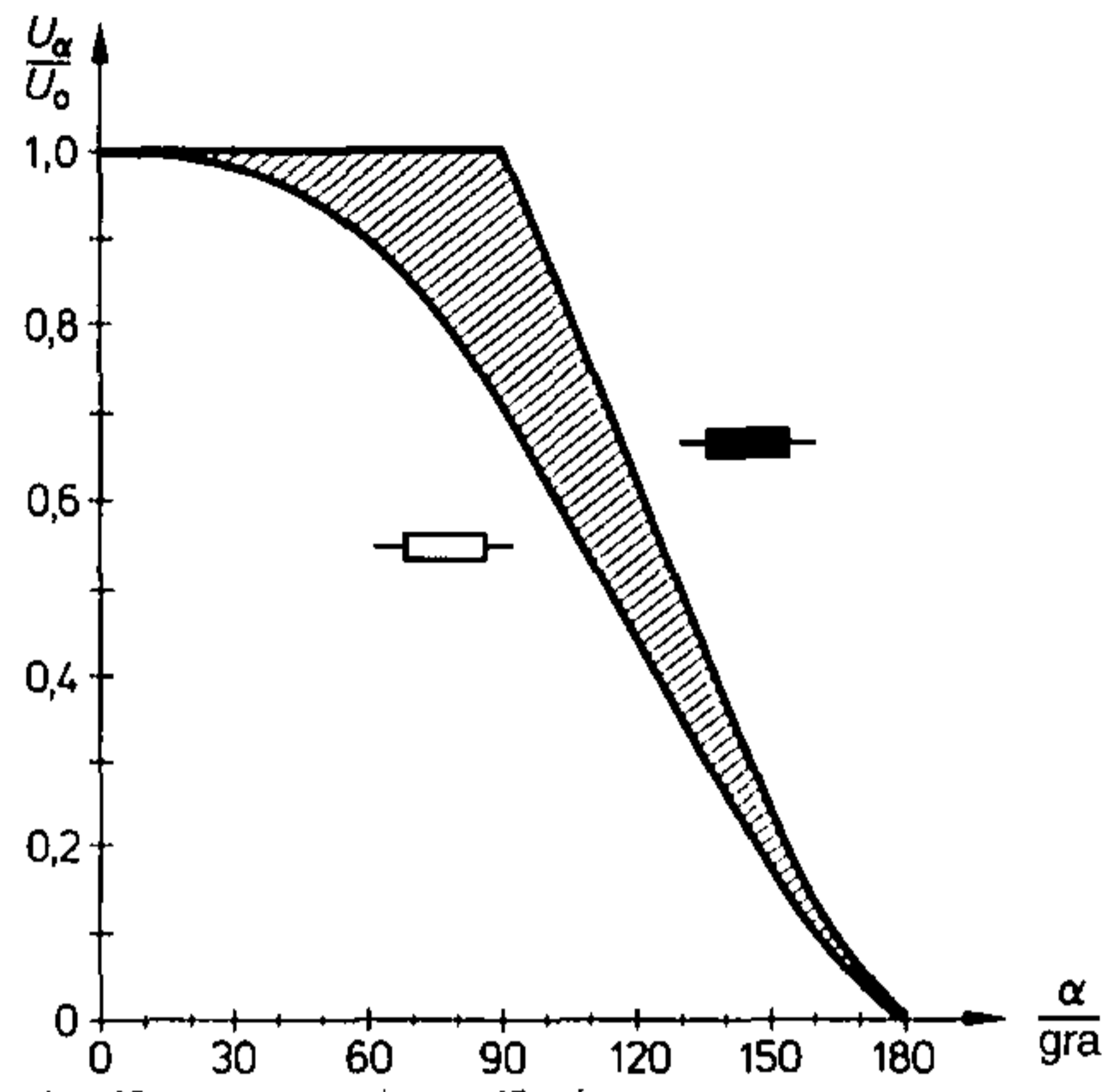
Las cargas puramente resistivas incluyen hornos y lámparas incandescentes. Por el contrario, los motores y lámparas fluorescentes siempre constituyen cargas resistivas-inductivas en las cuales la tensión y corriente ya no están en fase. Con cargas resistivas-inductivas, la corriente se retrasa a la tensión y el valor medio del factor de potencia usualmente está entre  $\cos \varphi = 0,5$  y  $\cos \varphi = 0,8$ .

Debido a que la corriente pasa por cero después que la tensión y el tiristor permanece conduciendo hasta el cruce por cero de la corriente, la tensión a través de la carga tiene en este tiempo un cambio de polaridad. Después de esto, los tiristores conectados en antiparalelo no pueden dispararse nuevamente sino hasta que el tiristor que estuvo conduciendo previamente ha quedado libre de corriente.

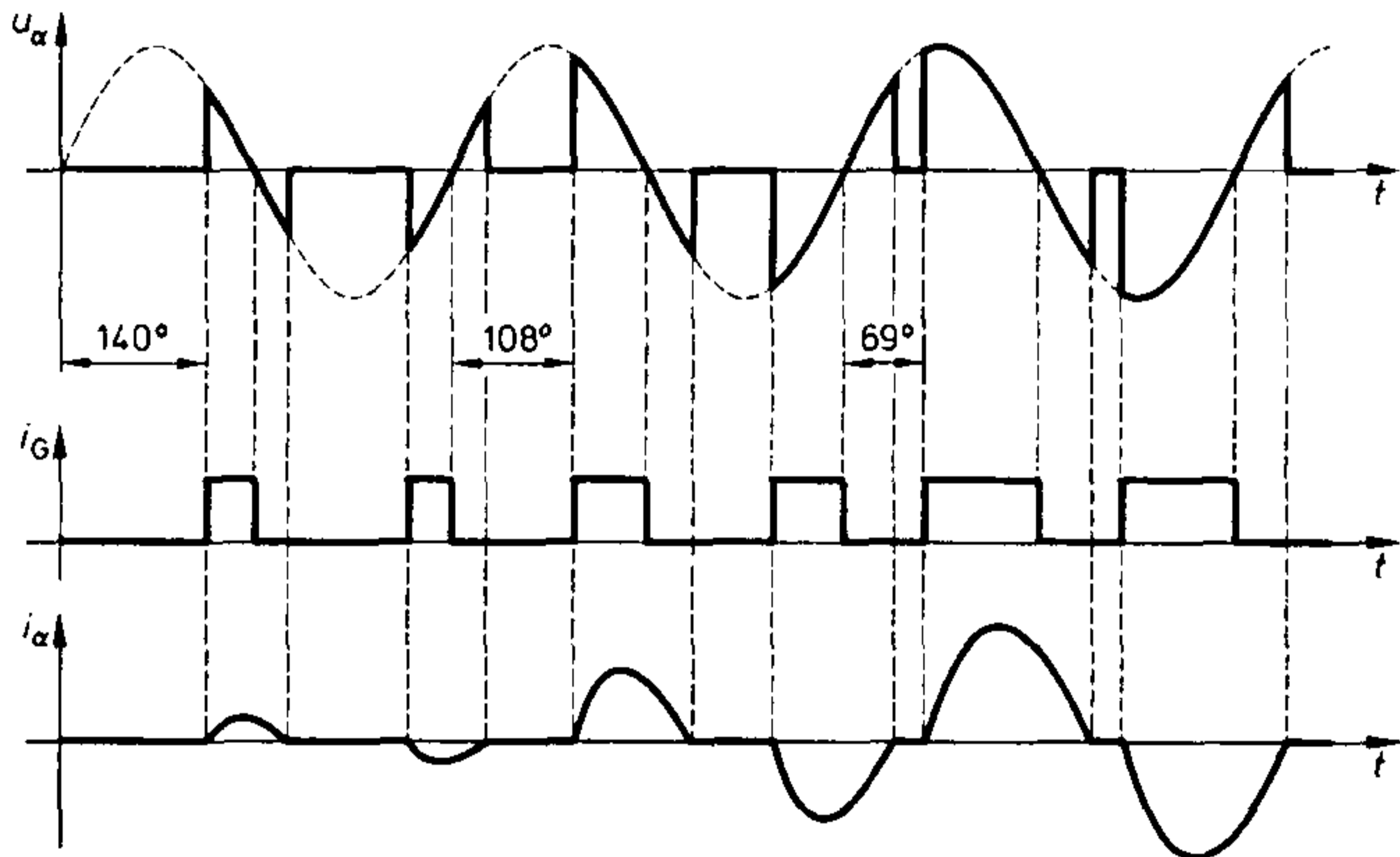
Si para el disparo se utiliza un circuito que sólo genera pulsos cortos, puede suceder que el pulso no sea efectivo durante un ajuste del ángulo de disparo. Como resultado de esto se suprime un semiciclo por la falla al disparar la válvula respectiva. El controlador actúa como rectificador monofásico de media onda. Si se conecta un transformador, el componente de corriente continua que ocurre puede llevar al transformador a la saturación. Entonces ocurre un cortocircuito.

Con el objeto de prevenir tales efectos, los equipos de control se diseñan de forma que éstos generen pulsos de larga duración o pulsos múltiples (vea también la sección 3.3.3.5).

Con una carga resistiva-inductiva, el rango de control depende de la relación  $\tau_{\text{carga}} = \frac{L_{\text{carga}}}{R_{\text{carga}}}$ . Por lo tanto, para el caso general, no puede darse una curva característica de control precisa, sino solamente un rango de control. Esto se representa en la **figura 3.19**, sombreada entre las dos curvas características de control para una carga puramente resistiva y una puramente inductiva.



**Figura 3.19** Rango de control para cargas resistivas-inductivas, indicando los límites para una carga puramente resistiva y una carga puramente inductiva



**Figura 3.20** Magnitudes del sistema de un controlador de potencia de corriente alterna con carga resistiva-inductiva

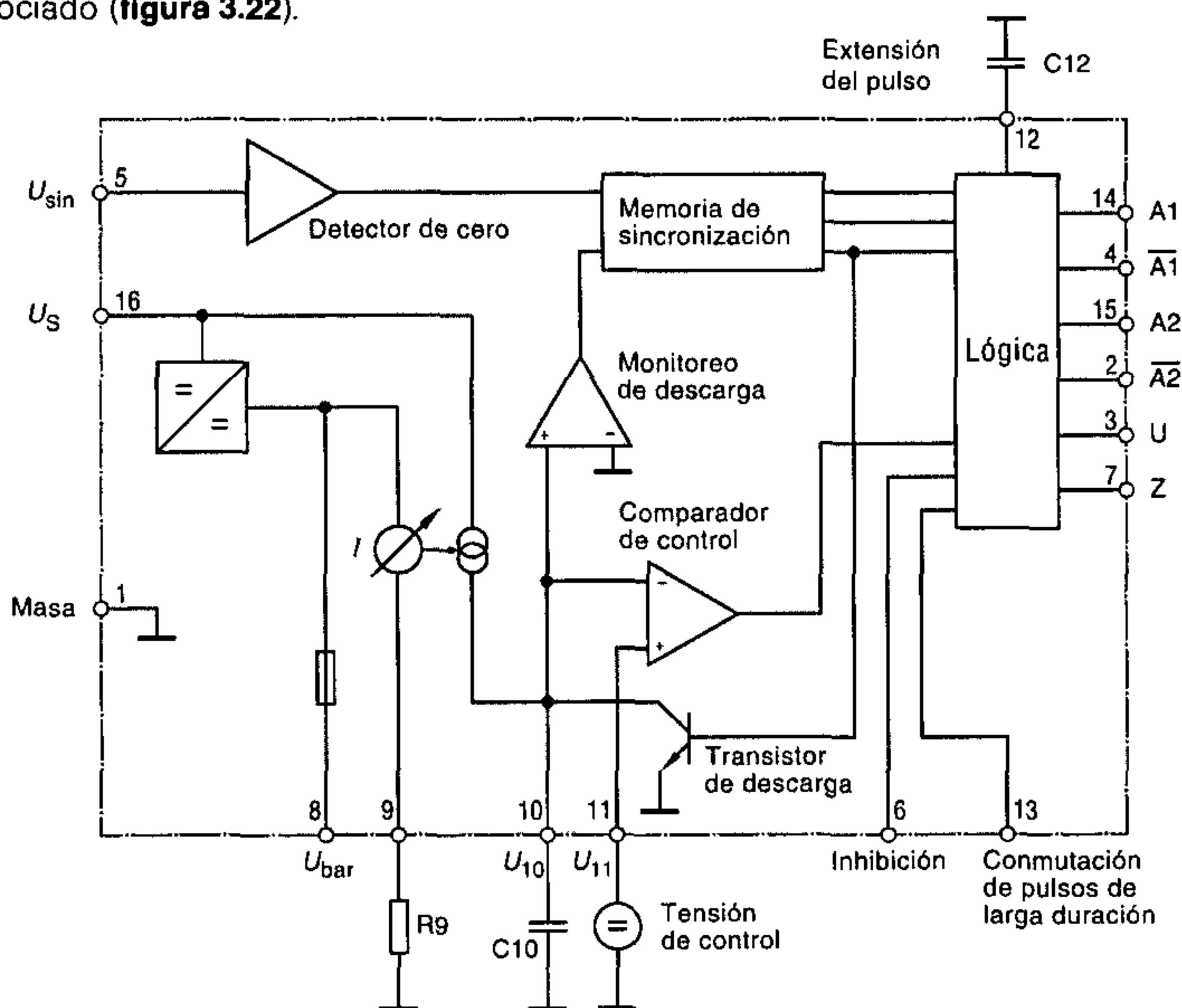
La influencia de los componentes de carga resistiva-inductiva sobre la forma de onda de corriente alterna se ilustra en la **figura 3.20** junto con los pulsos de larga duración asociados, para tres casos de disparo con  $\alpha = 140^\circ$ ,  $\alpha = 108^\circ$  y  $\alpha = 69^\circ$ .

Aquí, el circuito de control adicional asegura que los pulsos de larga duración no se desconecten sino hasta el cruce por cero de la tensión alterna.

### 3.3.6 Circuito de control incorporando el TCA 780

#### 3.3.6.1 Generalidades

En la sección 4.6.4 del Libro de texto III se presentan algunas sugerencias para el disparo de los controladores de potencia de corriente alterna, tanto en construcción integrada como discreta. Por lo tanto, aquí presentaremos solamente un circuito de disparo que incorpora al IC TCA 780, el cual también está incluido en el convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6. En esa conexión, éste es utilizado para todos los ejercicios que utilizan convertidores de potencia controlados. Debido a que la construcción interna del TCA 780 es muy complicada, pero no es de mucha importancia en la práctica, aquí solamente explicaremos el diagrama de bloques (**figura 3.21**) y el diagrama de pulsos asociado (**figura 3.22**).



**Figura 3.21** Diagrama de bloques del circuito integrado TCA 780

#### 3.3.6.2 Descripción funcional y diagrama de pulsos

El diagrama de bloques del TCA 780 está reproducido en la figura 3.21. Siemens da la siguiente descripción funcional:

«La señal de sincronización se deriva desde la tensión de red a través de una resistencia de alto valor (tensión  $U_{sin}$ ). Un detector de cero evalúa el cruce por cero y lo entrega a la memoria de sincronización.

Este controla posteriormente a un generador de rampa, cuyo condensador C 10 se carga mediante una corriente constante (controlada por R 9). Si la tensión de rampa  $U_{10}$

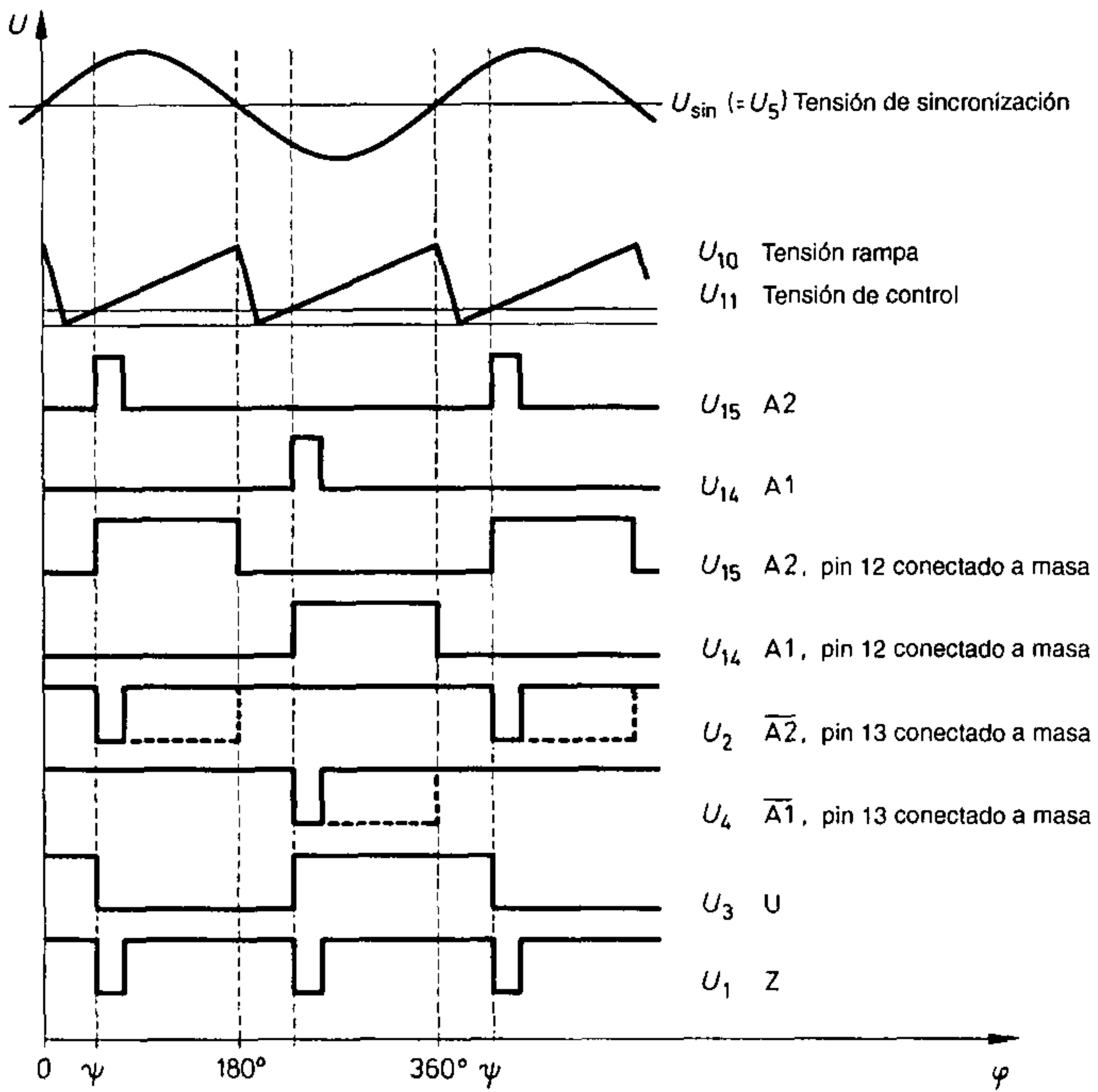


Figura 3.22 Diagrama de pulsos del TCA 780

excede a la tensión de control  $U_{11}$  (punto de conmutación  $\psi$ ), entonces una señal pasa hacia la unidad lógica.

El punto de conmutación  $\psi$  puede desplazarse entre un ángulo de fase desde  $0^\circ$  hasta  $180^\circ$ , en función del valor de la tensión de control  $U_{11}$ .

Un pulso positivo con una duración de aproximadamente  $30 \mu s$  aparece en las salidas A 1 y A 2 para cada semiciclo. A través del condensador C 12 se puede extender la duración del pulso hasta  $180^\circ$ . Si el pin 12 se conecta a masa, se obtienen pulsos con una longitud de  $\psi$  de hasta  $180^\circ$ .

En las salidas  $\overline{A1}$  y  $\overline{A2}$  aparecen las señales inversas de A 1 y A 2.

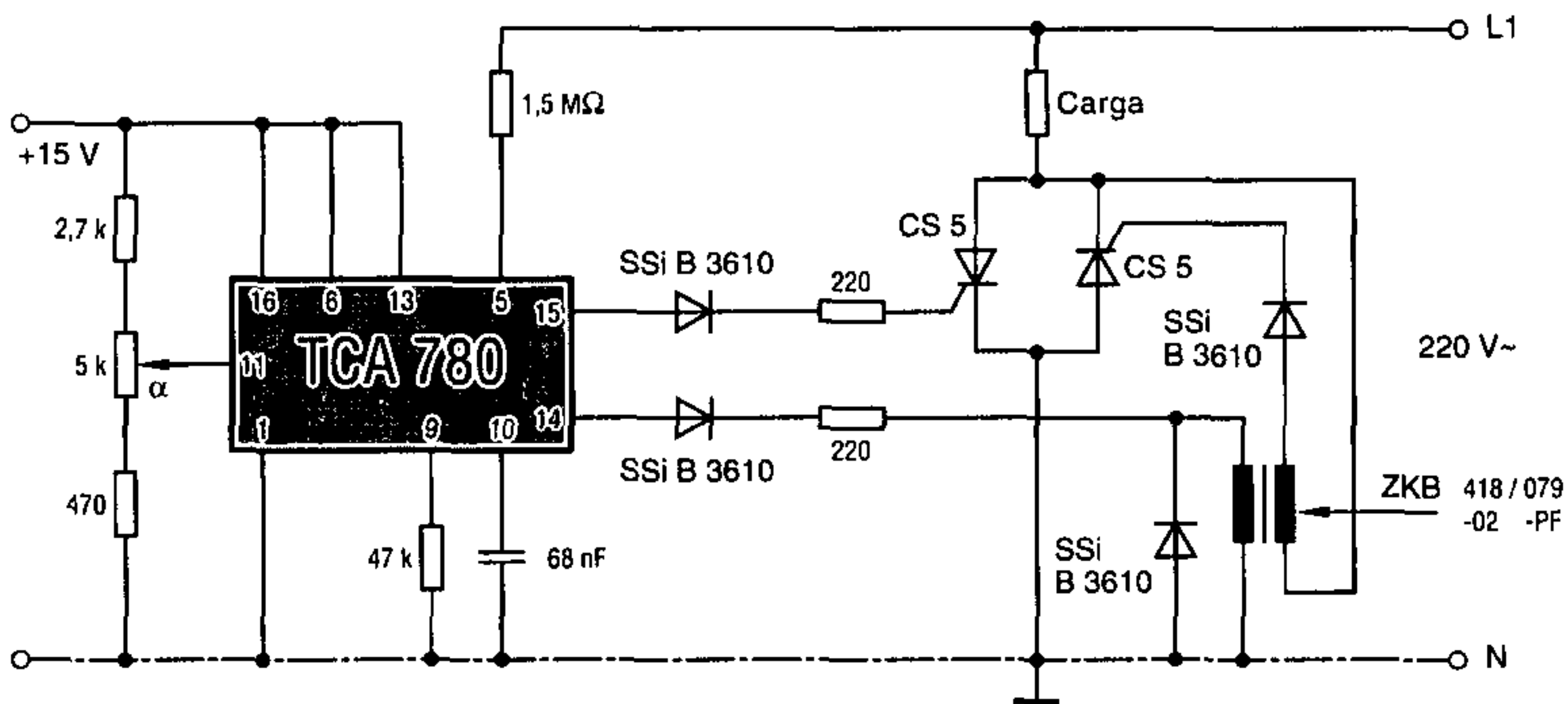
En el pin 3 está disponible una señal  $\psi + 180^\circ$ , utilizada para controlar una unidad lógica externa.

En la salida Z (pin 7), hay una señal correspondiente a la operación NOR entre A 1 y A 2. Con la entrada de inhibición se puede inhibir a las salidas A 1, A 2 y  $\overline{A1}$ ,  $\overline{A2}$ .

Los pulsos en los terminales del TCA 780 están reproducidos en la figura 3.22.

En la **figura 3.23** se muestra un ejemplo de aplicación de un controlador de potencia de corriente alterna totalmente controlado.

### 3.3 Control de fase



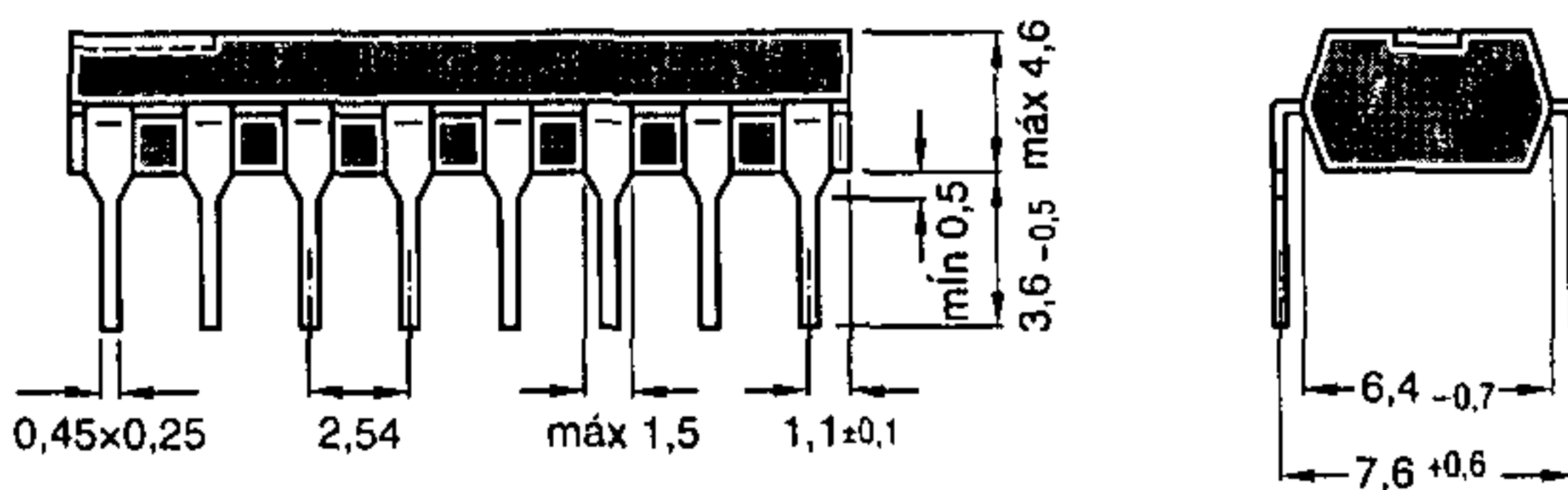
**Figura 3.23**

Controlador de potencia de corriente alterna totalmente controlado utilizando el TCA 780

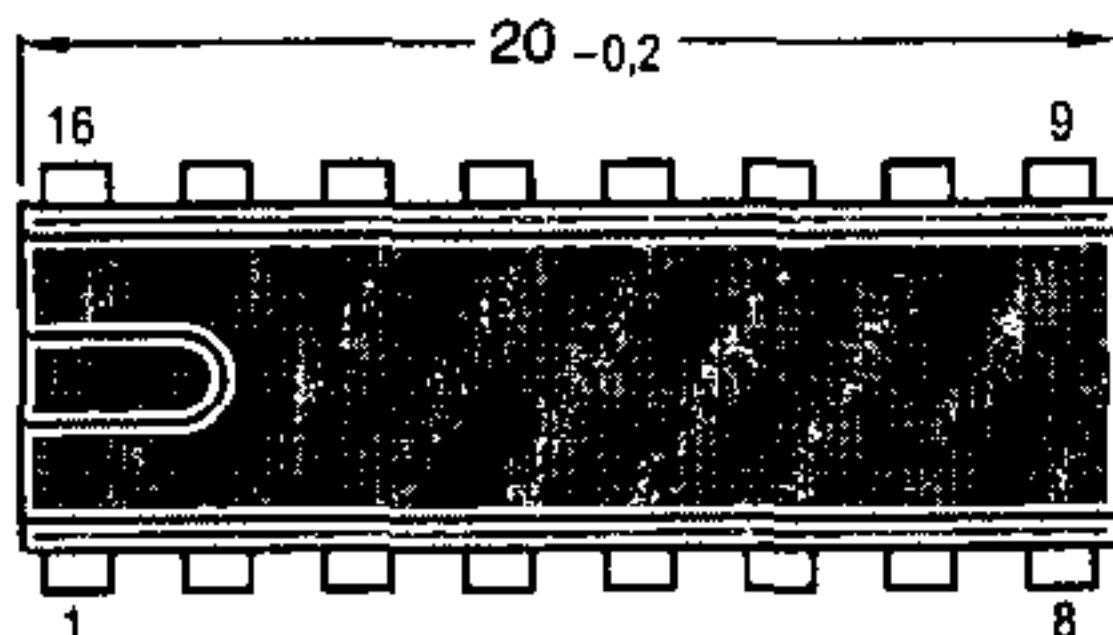
En este caso, los dos tiristores conectados en antiparalelo son disparados con el circuito integrado TCA 780. Utilizando el potenciómetro de 5 kΩ se puede desplazar continuamente el inicio de los pulsos de disparo entre  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ . Durante los semiciclos negativos de la red el pulso de disparo en el terminal 14 dispara al tiristor asociado, y durante los semiciclos positivos de la red el pulso de disparo en el terminal 15 dispara al tiristor conectado en antiparalelo.

#### 3.3.6.3 Datos técnicos

Los datos límite y característicos del TCA 780 son importantes para su uso práctico. Las dimensiones de este componente están dadas en la **figura 3.24**, sus datos límite en la **figura 3.25** y los datos característicos en la **figura 3.26**.



Dimensiones en mm



Envoltura plástica  
tipo enchufe  
20 A 16 DIN 41 866  
16 pines,  
en doble línea  
Peso aproximado 1,2 g

**Figura 3.24**

Dimensiones del TCA 780



<b>Datos límite</b>				
Tensión de alimentación	$U_S$	18		V
Máx. Corriente de salida, pines 14, 15	$I_Q$	55		mA
Tensión de inhibición	$U_6$	$U_S$		V
Tensión de control	$U_{11}$	$U_S - 2$		V
Tensión en circuito de pulso corto	$U_{13}$	$U_S$		V
Corriente de sincronización de entrada	$I_5$	200		$\mu A$
Máx. tensión de salida, pines 14, 15	$U_Q$	$U_S$		V
Temperatura de juntura	$T_j$	150		$^{\circ}C$
Temperatura de almacenamiento	$T_S$	-140 hasta 125		$^{\circ}C$
Resistencia térmica	$R_{thJA}$	120		K/W
<b>Rango de operación</b>				
Tensión de alimentación	$U_S$	8 hasta 18		V
Frecuencia de operación	$f$	10 hasta 500		Hz
Temperatura ambiental en servicio	$T_{amb}$	0 hasta 70		$^{\circ}C$

Figura 3.25 Datos límite del TCA 780

<b>Datos característicos (<math>U_S = 15 V, T_{amb} = 25^{\circ}C</math>)</b>					
		mín	típ	máx	
Consumo de corriente (sin carga)	$I_S$		5	10	mA
<i>Sincronización, pin 5</i>					
Corriente de entrada	$I_5$	1,5		200	$\mu A$
Tensión de compensación	$\Delta U_5$		30	75	mV
<i>Entrada de control, pin 11</i>					
Rango de tensión de control	$U_{11}$	-0,5		$U_S - 2$	V
Resistencia de entrada	$R_i$		15		k $\Omega$
Instante de disparo	$t_z$		$\frac{U_{11} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{U_{ref} \cdot K}$		
<i>Generador de rampa</i>					
Máx. corriente de carga	$I_{10}$	300	$\frac{U_{ref} \cdot K}{R_9}$		$\mu A$
Corriente de carga	$I_{10}$				
Tensión rampa	$U_{10}$		$\frac{U_{ref} \cdot K \cdot t}{R_9 \cdot C_{10}}$		
Máx. tensión rampa	$U_{10}$			$U_S - 2$	V

Figura 3.26 Datos característicos del TCA 780 (continúa en la siguiente página 171)

### 3.3 Control de fase

(Continuación de la página 170)

Tensión residual en condensador	$U_{10}$		100	mV
Resistencia rampa	$R_9$	20	500	k $\Omega$
Capacitancia externa	$C_{10}$		0,5	$\mu$ F
Tiempo de retorno de diente de sierra ( $C_{10} = 47$ nF)	$t_f$	25		$\mu$ s
<i>Inhibición, pin 6</i>				
Salidas inhibidas	$U_{6L}$		2,0	V
Salidas libres	$U_{6H}$	3,5		V
Corriente de entrada a $U_6 = 10$ V	$I_{6H}$		100	$\mu$ A
Corriente de entrada a $U_6 = 1,7$ V	$I_{6L}$		-100	$\mu$ A
<i>Conmutación de pulso de larga duración (<math>180^\circ = \alpha</math>), pin 13</i>				
Pulsos cortos a la salida	$U_{13H}$	3,5		V
Pulsos largos a la salida	$U_{13L}$		2,0	V
Corriente de entrada a $U_{13} = 10$ V	$I_{13H}$		100	$\mu$ A
Corriente de entrada a $U_{13} = 1,7$ V	$I_{13L}$		-100	$\mu$ A
<i>Salidas, pines 2, 3, 4, 7</i>				
Corriente inversa, $U_Q = U_S = 15$ V	$I_{CEO}$		100	$\mu$ A
Tensión residual, $I_Q = 1,5$ mA	$U_{sat}$		2,0	V
<i>Salidas, pines 14, 15</i>				
Tensión de salida H, $I_Q = 50$ mA	$U_{14/15H}$	$U_S - 2$		V
Tensión de salida L, $I_Q = 1,5$ mA	$U_{14/15L}$		2,0	V
Ancho de pulso (pulso corto) sin $C_{12}$	$t_p$	30		$\mu$ s
Ancho de pulso (pulso corto) con $C_{12}$	$t_p$	$430 \pm 20$ %		$\mu$ s/nF
<i>Regulador de tensión interno</i>				
Tensión de referencia	$U_{ref}$	3,1		V
Tolerancia		$\pm 10$		%
Capacidad de carga (sin garantía para $U_{ref}$ ), posible conexión en paralelo de diez ICs	$I_{ref}$		2,0	mA

Este circuito integrado es utilizado en circuitos de control de fase para controlar tiristores, triacs y transistores. Como ya se mencionó, los pulsos de control pueden desplazarse entre  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  en relación al cruce por cero de la tensión alterna de la red.

Sus ventajas son:

- detección segura del cruce por cero
- compatible con LSL
- posible operación trifásica con tres ICs.

Las aplicaciones típicas de este circuito integrado incluyen:

- circuitos convertidores de potencia
- controladores de potencia de corriente alterna
- controladores trifásicos
- interruptores de tensión cero.

#### 3.3.6.4 Aplicaciones típicas de un controlador de potencia de corriente alterna

Como un ejemplo de las aplicaciones industriales, aquí presentaremos el sistema compacto SIVOLT-A (Siemens). Esta serie de equipos abarca rangos de hasta 280 kVA. El equipo es suministrado en unidades que están listas para conectarse. Sólo los fusibles para la protección de las válvulas necesitan ser conectados externamente.

El modo de operación de este equipo es descrito por Siemens como sigue:

«El controlador de potencia de corriente alterna SIVOLT-A incorpora dos tiristores en antiparalelo conectados en serie con la carga y conectados al sistema de corriente alterna. La tensión de la carga se varía mediante el control de fase del semiciclo de la tensión de corriente alterna. Con este fin, el tiristor respectivo es disparado en un instante variable dentro del semiciclo positivo o negativo de la tensión. Cuando el instante de disparo coincide con el inicio del semiciclo de corriente, con el controlador de potencia de corriente alterna SIVOLT-A cortocircuitado, toda la tensión de red es aplicada a la carga. En el caso de una carga resistiva, toda la tensión es aplicada a la carga cuando el tiristor es disparado en el inicio del semiciclo de tensión (ángulo de control  $\alpha = 0^\circ$  el). Con una carga puramente inductiva, toda la tensión es aplicada a la carga cuando el tiristor es disparado  $90^\circ$  el después del inicio del semiciclo de tensión (ángulo de control  $\alpha = 90^\circ$  el). Mediante el desplazamiento del pulso de control, es decir, incrementando el ángulo de control en la dirección de  $180^\circ$  el, se puede reducir constantemente el área tensión/tiempo absorbida por la carga y, por lo tanto, la tensión de la carga. La tensión de la carga se hace cero con un ángulo de control  $\alpha = 180^\circ$  el.

Los pulsos de control para los tiristores son generados en una unidad de control que forma parte del controlador de potencia de corriente alterna SIVOLT-A. Aplicando una tensión continua variable (tensión de control) entre  $-10$  V y  $0$  V a la entrada de la unidad de control, el inicio del pulso y por lo tanto el instante de disparo puede desplazarse continuamente en el rango entre  $\alpha = 0^\circ$  el y  $\alpha = 180^\circ$  el.

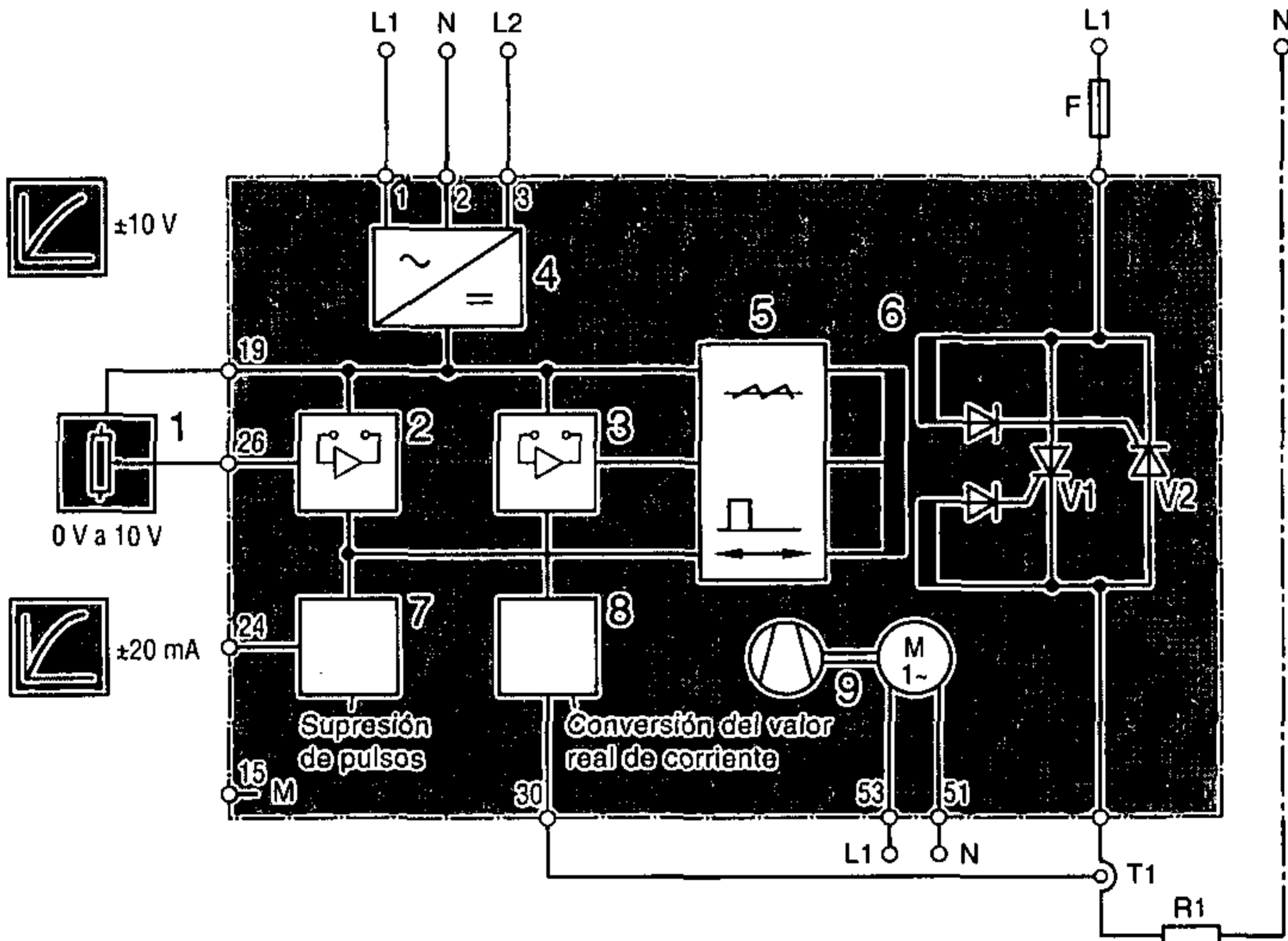
Como unidad de control se utiliza un módulo integrado, especialmente desarrollado para control de fase. Cuando se conecta el sistema de red, un retardo de encendido libera los pulsos de control después de 210 ms. Para la supresión de los pulsos de disparo se utiliza un relé que, durante la operación, puede ser disparado mediante un contacto externo. La electrónica de control está diseñada de forma que también dos controladores de potencia de corriente alterna SIVOLT-A puedan ser operados en paralelo para incrementar la potencia.

Dos amplificadores de control conmutables libremente están conectados al frente de la unidad de control. Con la circuitería apropiada, éstos pueden ser convertidos en controladores en lazo cerrado o generadores de función rampa o pueden utilizarse para inversión de la señal. Para control en lazo cerrado de valores medios de corriente o de

### 3.3 Control de fase

valores medios de tensión, la conversión del valor real se lleva a cabo similarmente en la tarjeta electrónica, y por medio de puentes soldados se transmite la señal con la polaridad correcta a la entrada del amplificador. La desviación entre el valor requerido y el valor real es entonces la variable de actuación para la unidad de control.»

En el diagrama de bloques (figura 3.27) se presenta este controlador de potencia de corriente alterna en forma de una instalación de corriente controlada.



- 1 Potenciómetro de valor requerido (1 k $\Omega$ ) o salida de un controlador en lazo cerrado conectado en serie.
- 2 Controlador en lazo cerrado conmutable libremente (por ejemplo, como un generador de función rampa)
- 3 Controlador en lazo cerrado conmutable libremente (por ejemplo, para control del valor medio de corriente)
- 4 Alimentación de potencia de la sección de control
- 5 Unidad de control
- 6 Módulo de transmisión de pulsos
- 7 Supresión de pulsos
- 8 Conversión del valor de corriente real
- 9 Módulo ventilador (solamente para equipos  $\geq 120$  A)
- R1 Carga (resistiva o inductiva)
- F Fusible de fase
- T1 Transformador de corriente
- V1, V2 Tiristores

**Figura 3.27** Diagrama de bloques de un controlador de potencia de corriente alterna con control de corriente en lazo cerrado

### 3.4 Potencia reactiva de control

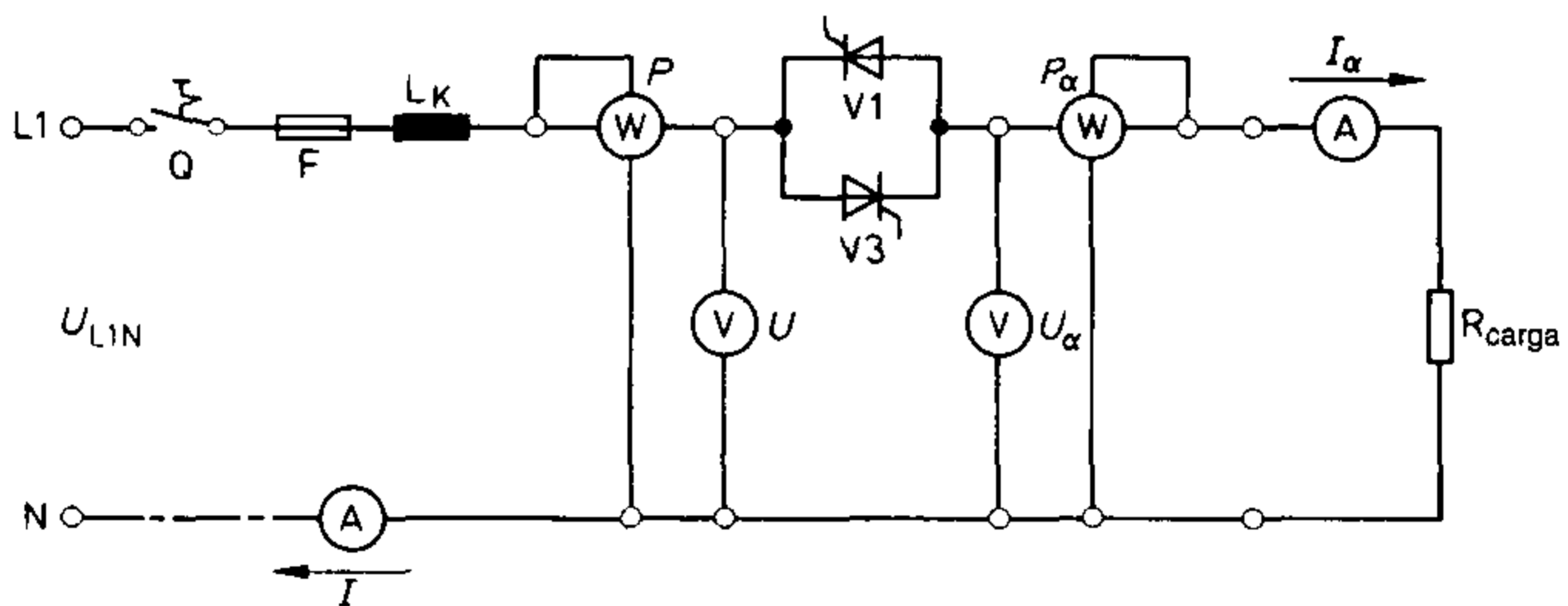
#### 3.4.1 Generalidades

A diferencia de los interruptores electrónicos de corriente alterna y del control de paquetes de oscilaciones, el sistema de control de fase produce una corriente no sinusoidal, a pesar de la tensión de red sinusoidal. La consecuencia de esto es que se produce una potencia reactiva, incluso con cargas puramente resistivas. Debido a que los efectos asociados a esto también ocurren con los convertidores de potencia controlados, una consideración en detalle de la potencia se da en el capítulo 5.

Sin embargo, aquí explicaremos la generación de armónicos de control y potencia reactiva de control producidos por la operación de los controladores de potencia de corriente alterna.

#### 3.4.2 Medición de la potencia reactiva en un circuito W 1 con carga resistiva

Las afirmaciones hechas a cerca de esta potencia se pueden demostrar en un circuito experimental utilizando el convertidor-rectificador (SR 6) de entrenamiento (**figura 3.28**).



**Figura 3.28** Unidad de potencia de un circuito experimental W 1 con medidores de valor eficaz

Entre otras cosas, el volumen I aclara que, con una carga resistiva, la tensión y corriente son proporcionales entre sí y están en fase. Estas condiciones también se aplican a las resistencias de carga detrás de un controlador de potencia de corriente alterna. Por lo tanto, el diagrama de líneas asociado ha sido reproducido nuevamente para  $\alpha = 90^\circ$  en la **figura 3.29**.

Para cada valor instantáneo de la tensión no sinusoidal y de la corriente no sinusoidal, también se aplica la ley de Ohm con  $R_{\text{carga}} = \frac{U_\alpha}{i_\alpha}$ .

Una comprobación por medición del valor eficaz de  $U$ ,  $I$  y la potencia activa  $P$  produce la ecuación  $P = P_\alpha = U_\alpha \cdot I_\alpha$  para cualquier caso de disparo entre  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ .

### 3.4 Potencia reactiva de control

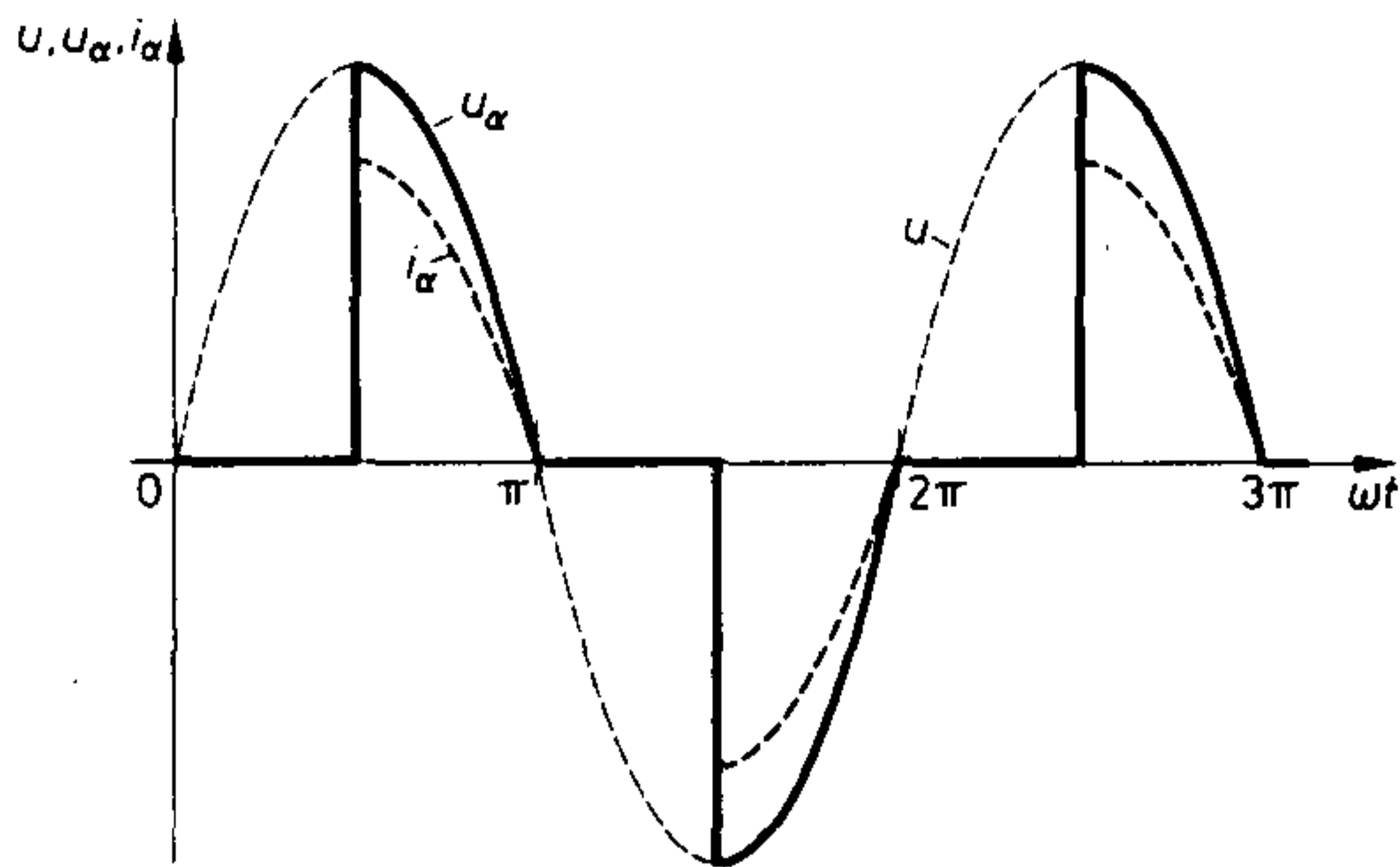


Figura 3.29 Diagrama de líneas de un circuito experimental W 1

Sin embargo, a la entrada del controlador de potencia de corriente alterna, la tensión alterna sinusoidal de la red trabaja en conjunto con la corriente alterna no sinusoidal, en donde  $I = I_\alpha$ .

Entonces, una comprobación por medición en la entrada del controlador revela que  $P < S = U \cdot I_\alpha$ . Debido a que en esta instancia la potencia aparente  $S > P$ , debe existir un componente de potencia reactiva, el cual es fácilmente calculado utilizando la expresión  $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ .

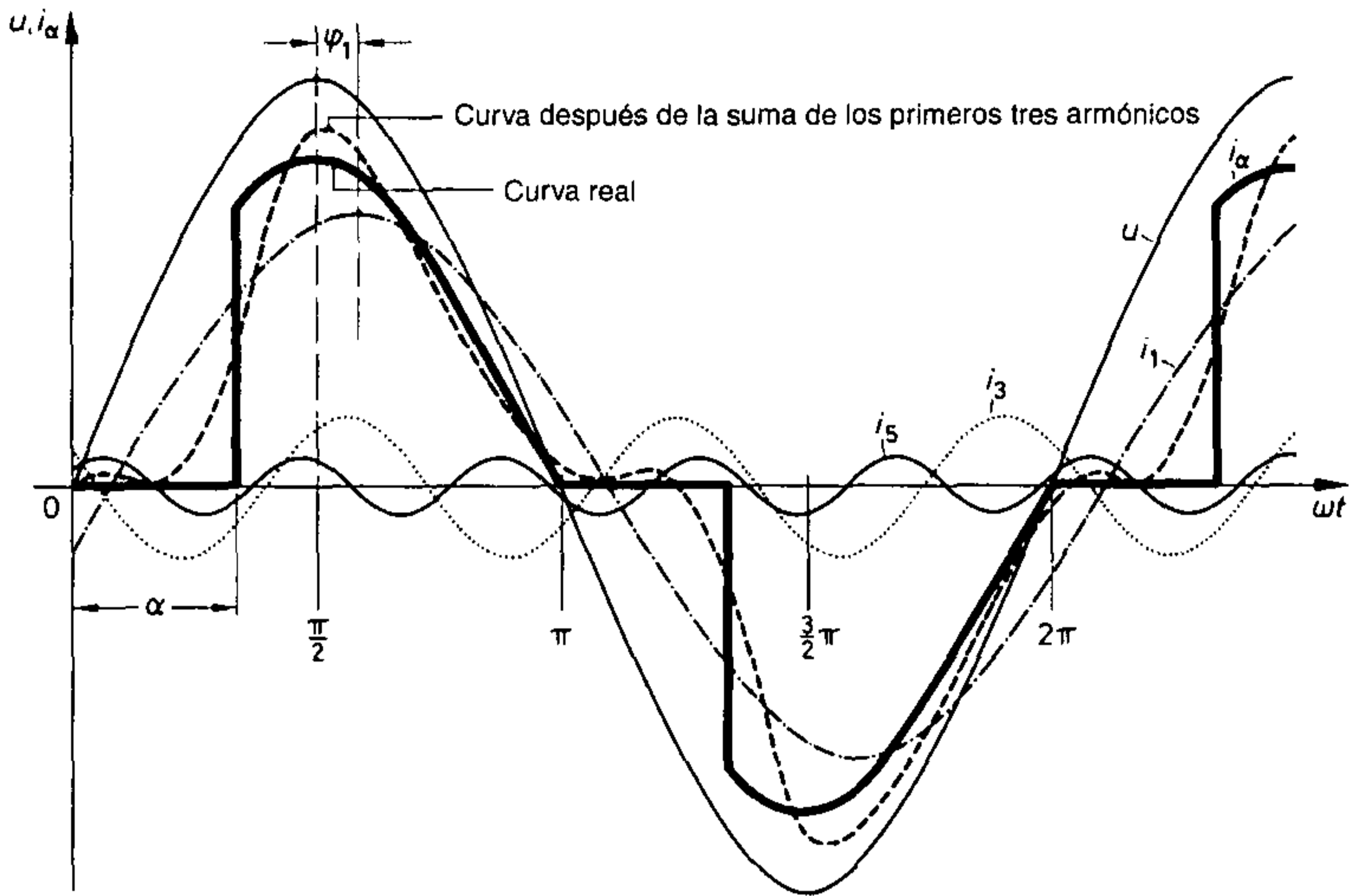
Este es así el primer caso en el cual la carga resistiva, alimentada a través de un controlador de potencia, causa un componente de potencia reactiva en el sistema, cuando está presente el control de fase.

#### 3.4.3 Armónicos de corriente

Como resultado del retardo de disparo del control de fase, cuando  $\alpha > 0^\circ$  solamente se aplican secciones de un área sinusoidal corriente/ángulo. En estos casos, la conversión desde el valor pico hasta el valor eficaz no es tan simple como lo es con una forma de onda sinusoidal. En la sección 3.3.3 está reproducida la ecuación y la curva característica de control para determinar el valor eficaz de la corriente o tensión a través de la resistencia de carga de un circuito W 1. Utilizando el método matemático de análisis de Fourier, cualquier forma de señal periódica se puede descomponer en un sinnúmero de oscilaciones individuales puramente sinusoidales.

Este método — conocido también como análisis de armónicos — se utiliza en la **figura 3.30** para aproximar, mediante corrientes sinusoidales, una corriente alterna no sinusoidal producida por el control de fase con  $\alpha = 60^\circ$ .

Por claridad, aquí es suficiente dibujar solamente los tres primeros componentes de corriente. Además de estos tres componentes de corriente  $i_1$ ,  $i_3$ , e  $i_5$ , se da la oscilación de salida no sinusoidal con suficiente precisión. La finalidad del subíndice de  $i_1$ , en este caso, es indicar que la primera oscilación equivalente ocurre con la misma frecuencia que la corriente de carga.



**Figura 3.30** Aproximación de una corriente alterna no sinusoidal mediante tres corrientes sinusoidales

Una propiedad de este método matemático es que, conforme se incrementa el número ordinal, crece la frecuencia de las oscilaciones individuales y decrece la amplitud. Es más, cuando se analiza la forma de onda de la corriente de carga dada aquí, solamente ocurren armónicos impares. Así, con  $f_1 = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_3 = 3 \cdot f_1 = 150 \text{ Hz}$  y  $f_5 = 5 \cdot f_1 = 250 \text{ Hz}$ .

Debido a que esta corriente de carga no sinusoidal también fluye como corriente de línea o corriente de red ( $I = I_\alpha$ ), la red reacciona a estas corrientes armónicas de disturbio y entonces hablamos de perturbación del sistema.

#### 3.4.4 «Factor de potencia total»

A partir de la figura 3.30 es evidente que el primer armónico de corriente  $i_1$  — también denominado como componente fundamental de corriente — tiene un desfase  $\varphi_1$  en relación a la tensión de red  $u$ . Por lo tanto, el factor de potencia asociado  $\cos \varphi_1$  en la electrónica de potencia se denomina factor de desplazamiento.

Se puede demostrar que las corrientes armónicas solamente producen potencia reactiva. Únicamente el componente fundamental  $i_1$  produce todavía un componente de potencia activa, que es dependiente del ángulo de fase.

### 3.5 Controlador de potencia trifásico

$$P_{\text{tot}} = P_1 = U \cdot I_1 \cos \varphi_1$$

En el caso de un controlador libre de pérdidas, esta potencia activa de entrada es idéntica a la potencia activa  $P = U_\alpha \cdot I_\alpha$  determinada en la sección 3.4.2.

Debido a que la amplitud de la oscilación fundamental  $i_1$  y, por lo tanto, el valor eficaz  $I_1$  solamente se pueden determinar con dificultad, cuando se diseñan instalaciones en ingeniería de convertidores de potencia, se introduce el factor de potencia «total»:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_\alpha \cdot I_\alpha}{U \cdot I} = \frac{U \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{U \cdot I} = \frac{U_\alpha}{U}$$

Traspuesto, esto da:

$$P = \lambda \cdot S \text{ y } U_\alpha = \lambda \cdot U.$$

## 3.5 Controlador de potencia trifásico

### 3.5.1 Generalidades

De la misma forma que con los interruptores electrónicos trifásicos, un controlador de potencia trifásico también puede ser producido a partir de la interacción de tres controladores de potencia de corriente alterna. Nuevamente aquí se acostumbra en base al capítulo 2, la designación abreviada W 3 y las variantes de circuito del controlador de potencia trifásico.

En contraste con los controladores de potencia trifásicos con control de onda completa, los controladores trifásicos con control de fase se pueden utilizar para la variación continua de la tensión y corriente, y consecuentemente también el consumo promedio de potencia de cargas trifásicas.

Además del control de temperatura en instalaciones de calefacción eléctricas, estos controladores también son aplicables para control de luminosidad de grandes instalaciones de iluminación.

Estos controladores de potencia trifásicos tienen un campo de aplicación especial en electrólisis, donde se requiere ajustar corrientes continuas extremadamente altas. En este caso, es frecuentemente más económico proveer un transformador de alta corriente con un costoso controlador de potencia no controlado en el secundario, mientras que el ajuste de la corriente tiene lugar mediante un controlador de potencia trifásico en el primario.

En ciertas instalaciones, en las cuales se requieren muy altas tensiones continuas variables, la combinación

controlador trifásico – transformador – rectificador de alta tensión

también puede ser más económica que un rectificador controlado equivalente con tiristores costosos. Este circuito básico se muestra en la **figura 3.31**.

Los controladores de potencia trifásicos también se utilizan para ciertas extensiones de la ingeniería de impulsión. Por ejemplo, la **figura 3.32** muestra el diagrama de bloques de un impulsor trifásico con motor en jaula de ardilla y controlador de velocidad/corriente. Debido a que el comportamiento de operación de los motores asíncronos trifásicos no se detalla sino hasta el capítulo 7, en esa etapa se discutirá una aplicación típica apropiada.



3 Controladores electrónicos de potencia

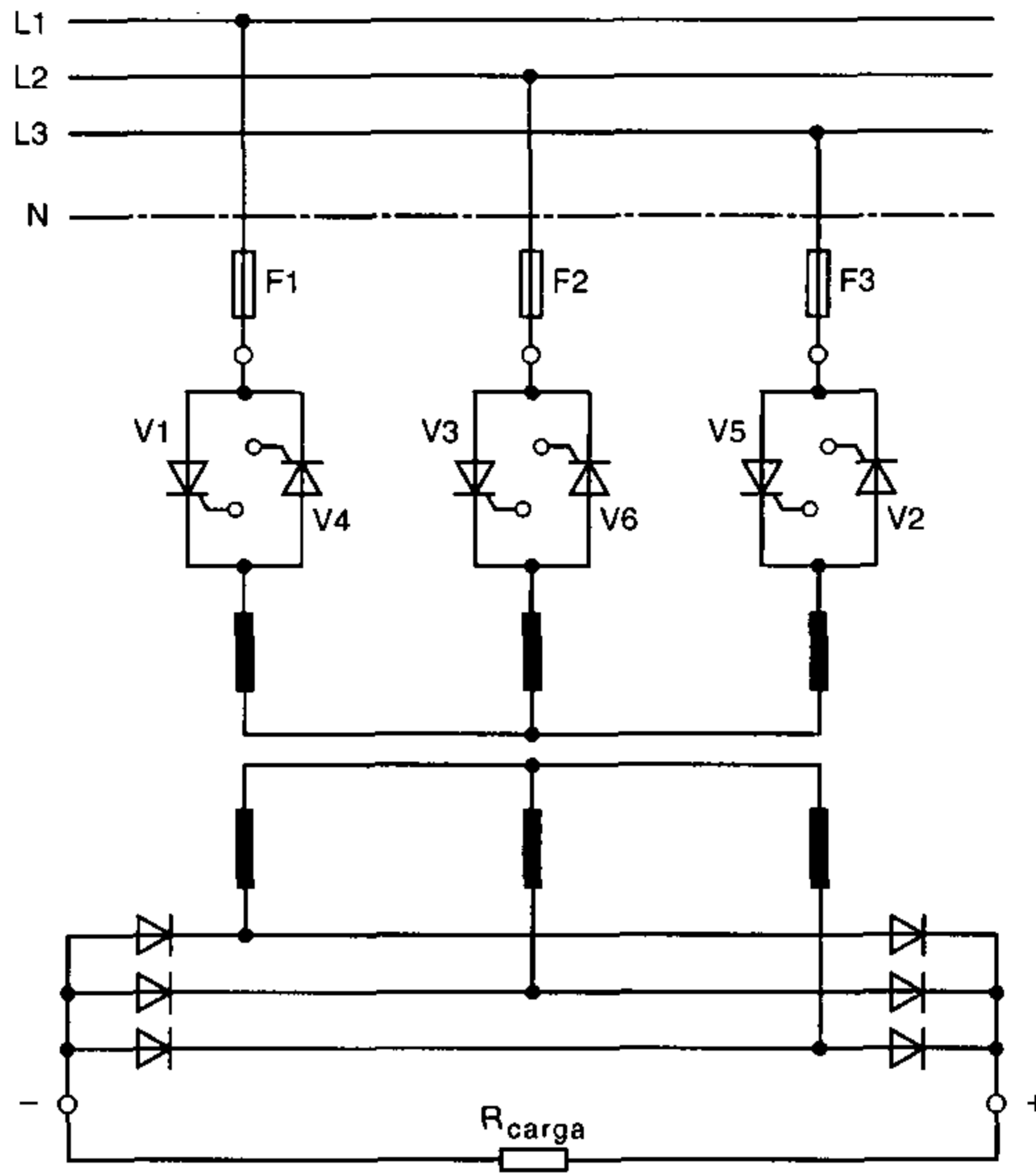


Figura 3.31 Controlador de potencia trifásico con carga de transformador

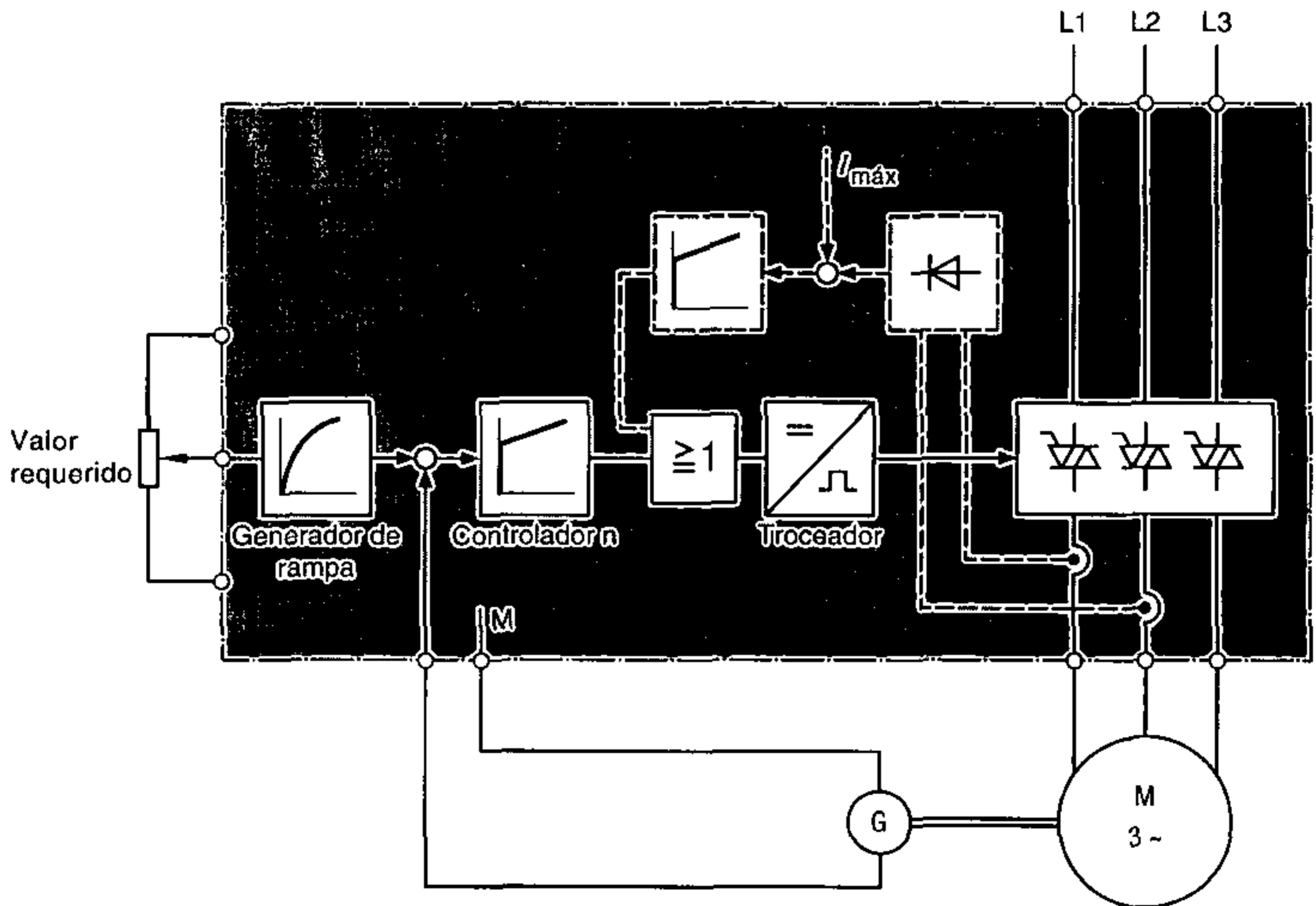


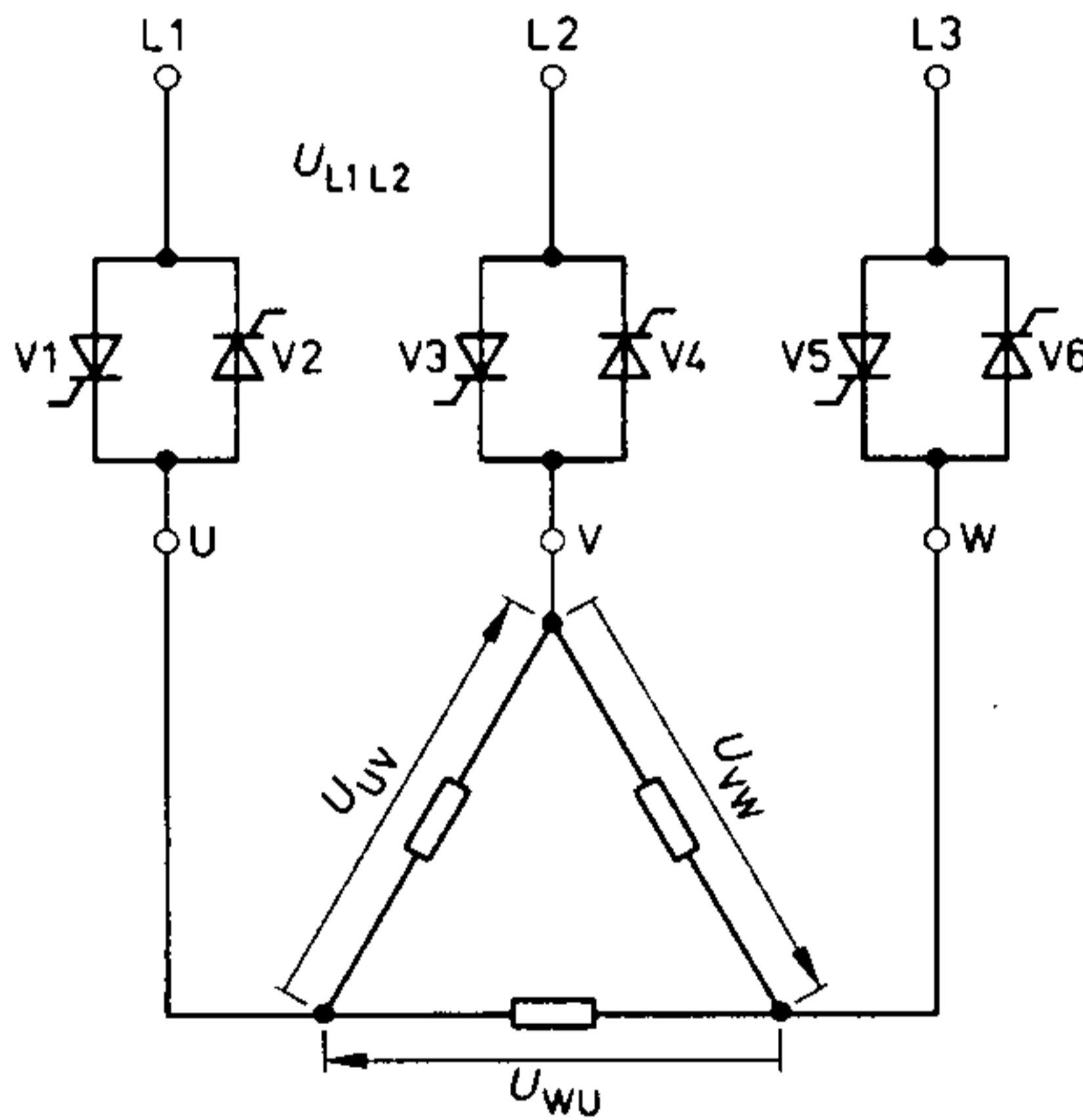
Figura 3.32 Controlador de potencia trifásico con carga de motor

### 3.5.2 Consideraciones de tensión

La curva de la tensión de salida, así como su valor eficaz, depende del ángulo de control  $\alpha$ , de la naturaleza de la carga y del circuito del controlador de potencia trifásico. Sin embargo, debido a que el flujo de corriente toma lugar a través de más de un conductor de salida o retorno, no solamente es muy difícil el cálculo del valor eficaz de la tensión y corriente, sino también la construcción del diagrama de líneas de la tensión de salida.

Por lo tanto aquí nosotros solamente pretendemos determinar el diagrama de líneas (figuras 3.34 y 3.36) para un controlador de potencia trifásico con carga resistiva, conectada en estrella o en delta (figuras 3.33 y 3.35) para  $\alpha = 45^\circ$ .

La **figura 3.33** representa un controlador W3 en modo de conmutación B con carga resistiva conectada en delta. La construcción paso a paso de la curva de tensión de carga correspondiente  $u_{UV}$  a partir del sistema trifásico se muestra en la **figura 3.34**, con un desfase de  $\alpha = 45^\circ$ .



**Figura 3.33** Controlador de potencia trifásico con carga conectada en delta

Por ejemplo, en el rango de ángulo  $\varphi_1 - \varphi_2$  la tensión de la carga  $u_{UV}$  es idéntica a la tensión fase-fase  $u_{L1L2}$ . En este rango, el flujo de corriente toma lugar a través de las válvulas V 1 y V 4. En el punto  $\varphi_2$ , la corriente en la válvula V 4 se hace cero y la válvula V 6 toma ahora la corriente que todavía fluye por las resistencias  $R_{VW}$  y  $R_{WU}$ . Debido al ángulo de control  $\alpha = 45^\circ$ , la válvula V 3 no es disparada sino hasta el punto  $\varphi_3$ ,

$u_{L1L3}$  es la tensión de impulsión y  $u_{UV} = \frac{u_{UW}}{2} = \frac{u_{L1L3}}{2}$ .

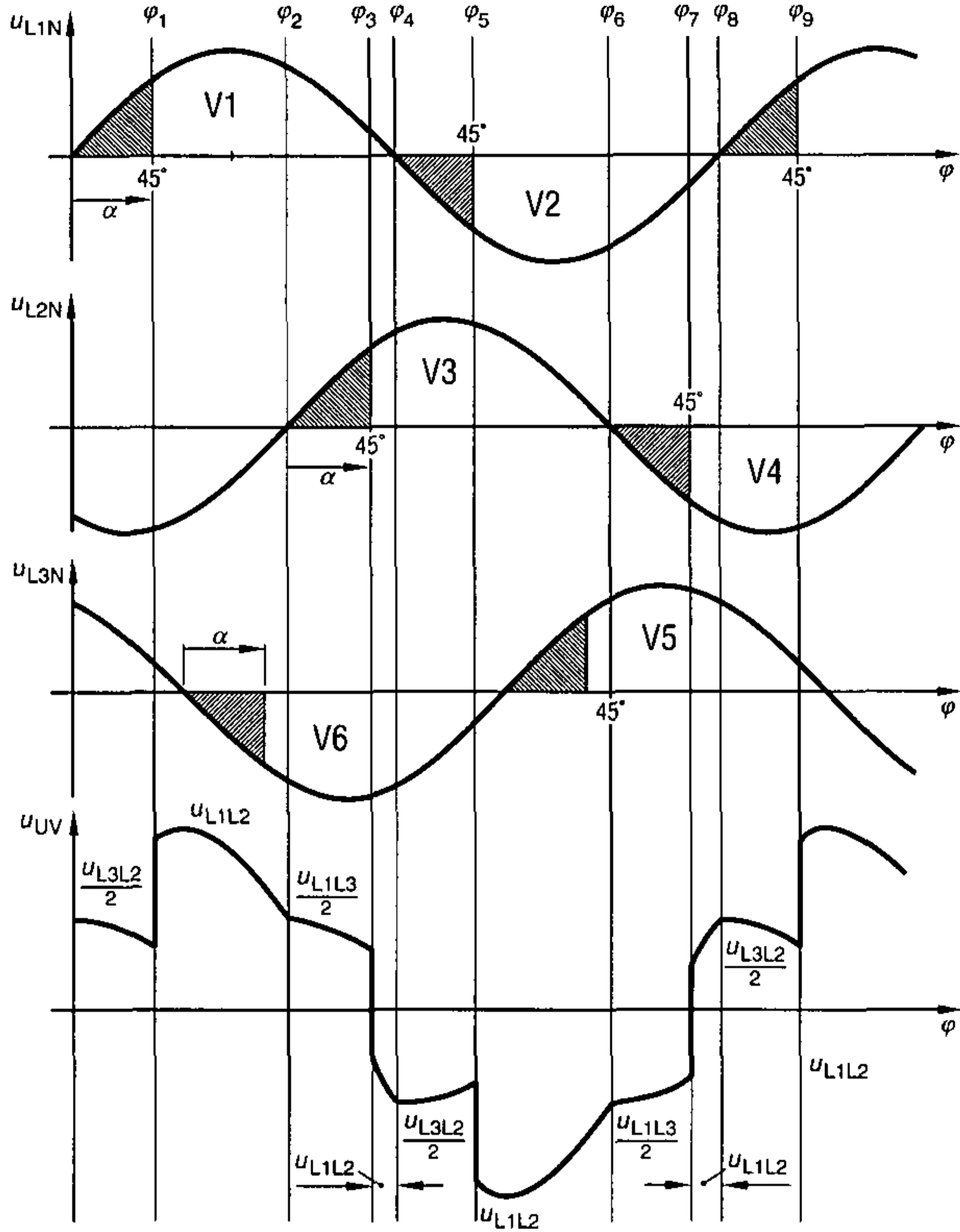


Figura 3.34 Diagrama de líneas para la formación de la tensión de carga

Si la válvula V 3 se dispara en  $\varphi_3$ , la tensión  $u_{UV}$  es nuevamente igual a la tensión de impulsión  $u_{L1L2}$ . Entonces V 1 se apaga en el ángulo  $\varphi_4$  y  $u_{UV} = \frac{1}{2} u_{L3L2}$ . V 2 se dispara en  $\varphi_5$  de forma que nuevamente  $u_{UV} = u_{L1L2}$  en el rango  $\varphi_5 - \varphi_6$ . Si el procedimiento continúa, para las subsecuentes secciones de ángulo se obtiene lo siguiente:

### 3.5 Controlador de potencia trifásico

$$\varphi_8 - \varphi_7 \quad U_{UV} = \frac{U_{L1L3}}{2}$$

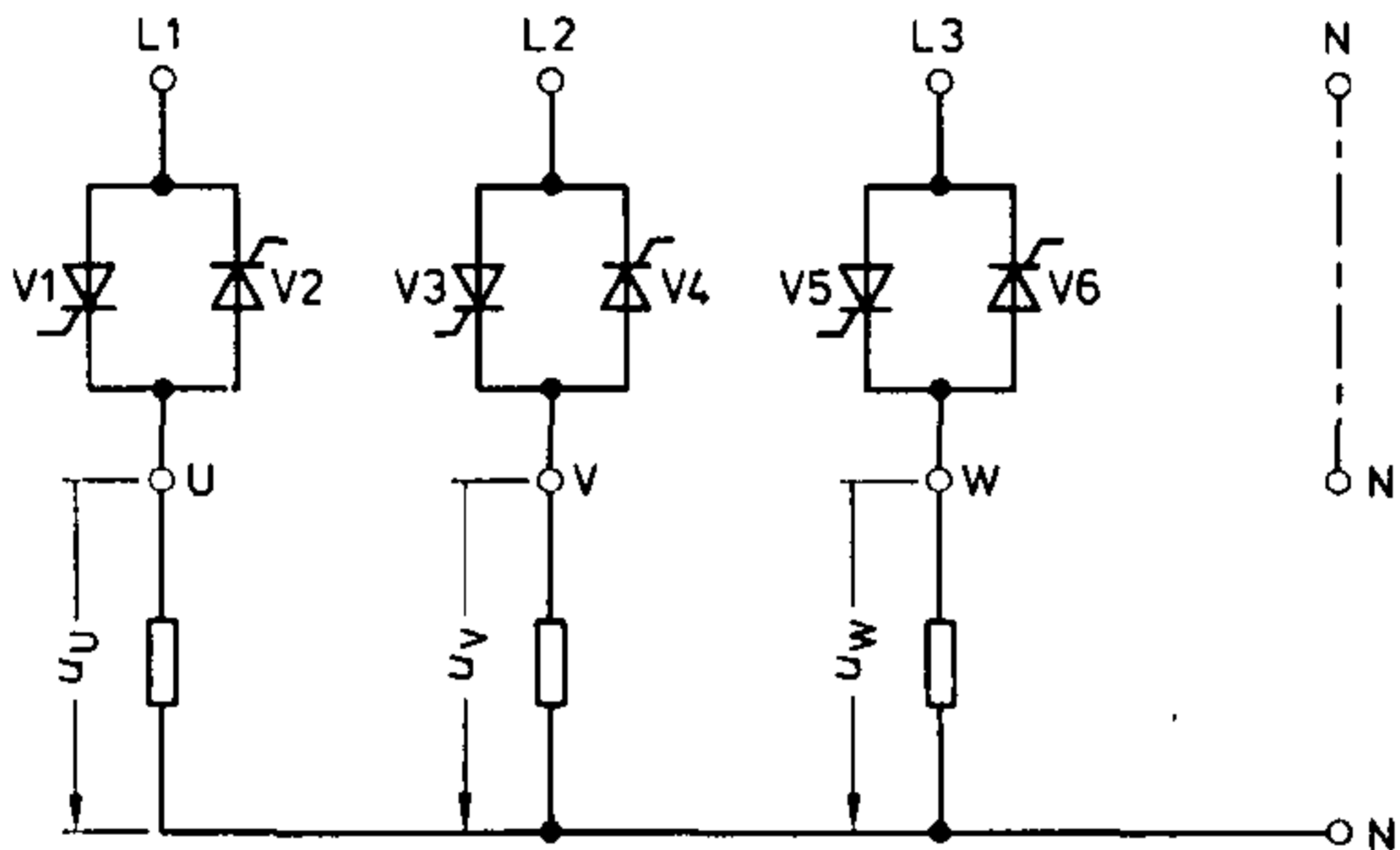
$$\varphi_7 - \varphi_8 \quad U_{UV} = U_{L1L2}$$

$$\varphi_8 - \varphi_9 \quad U_{UV} = \frac{U_{L3L2}}{2}$$

En  $\varphi_9$  empieza un nuevo período, con la condición  $\varphi_9 = \varphi_1$ .

Mediante referencia a las figuras 3.33 y 3.34, demostraremos en seguida este método de construcción bastante extenso para una carga resistiva simétrica «conectada en estrella sin conductor neutro».

En la **figura 3.35** se representa un controlador W 3 con carga resistiva conectada en estrella. Debido a que nuevamente tenemos modo de conmutación B, la corriente puede fluir solamente cuando al menos dos controladores W 1 están encendidos.

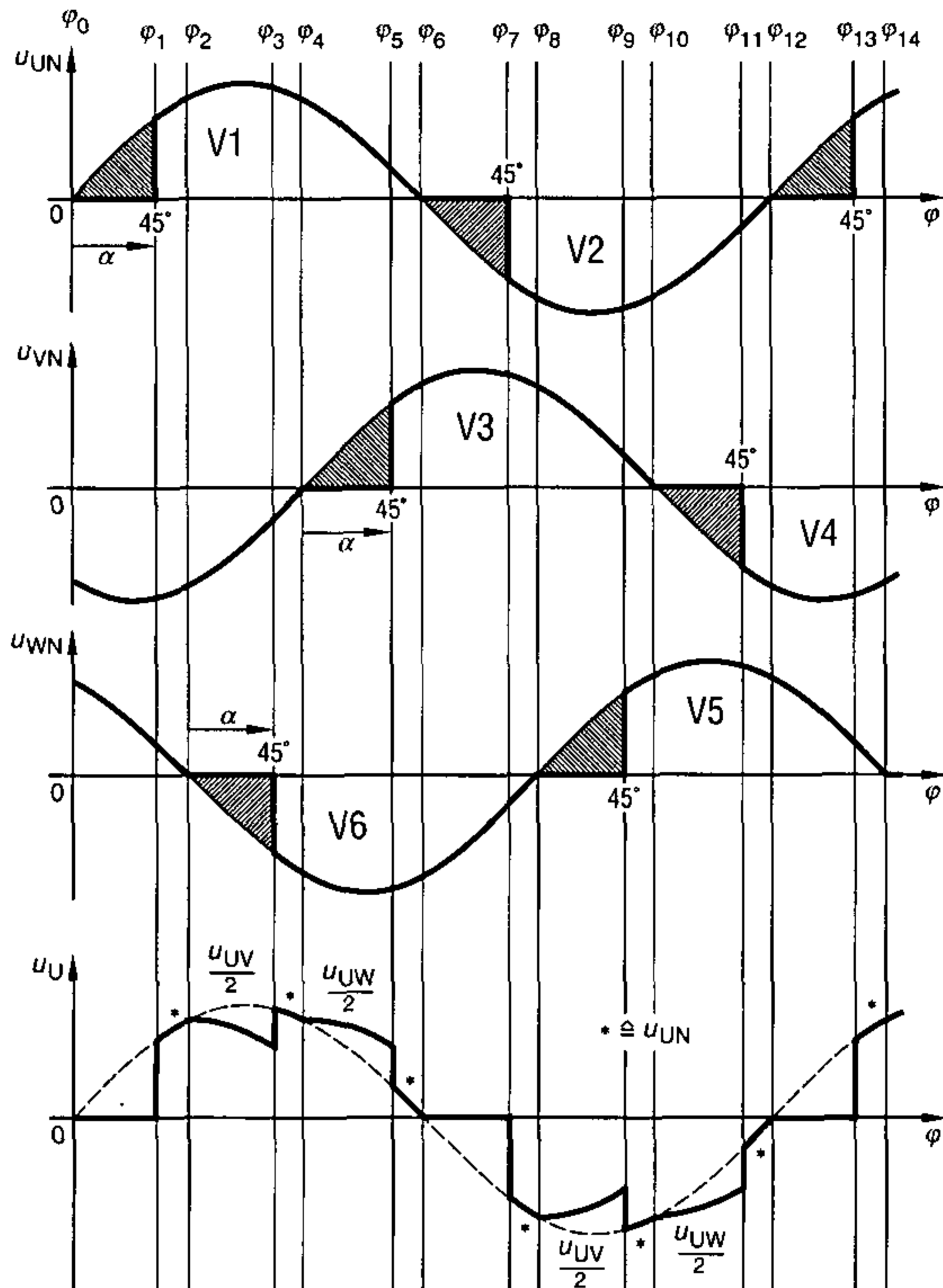


**Figura 3.35** Controlador de potencia trifásico con carga resistiva conectada en estrella

Como un ejemplo de la formación de tensión de carga, en la **figura 3.36** se construye la tensión  $u_U$  para  $\alpha = 45^\circ$ , a partir de las tensiones trifásicas  $u_{UN}$ ,  $u_{VN}$  y  $u_{WN}$ .

Debido al retardo del disparo en los rangos  $\varphi_0 - \varphi_1$ ,  $\varphi_8 - \varphi_7$  y  $\varphi_{12} - \varphi_{13}$ , la tensión de la carga es cero voltios.

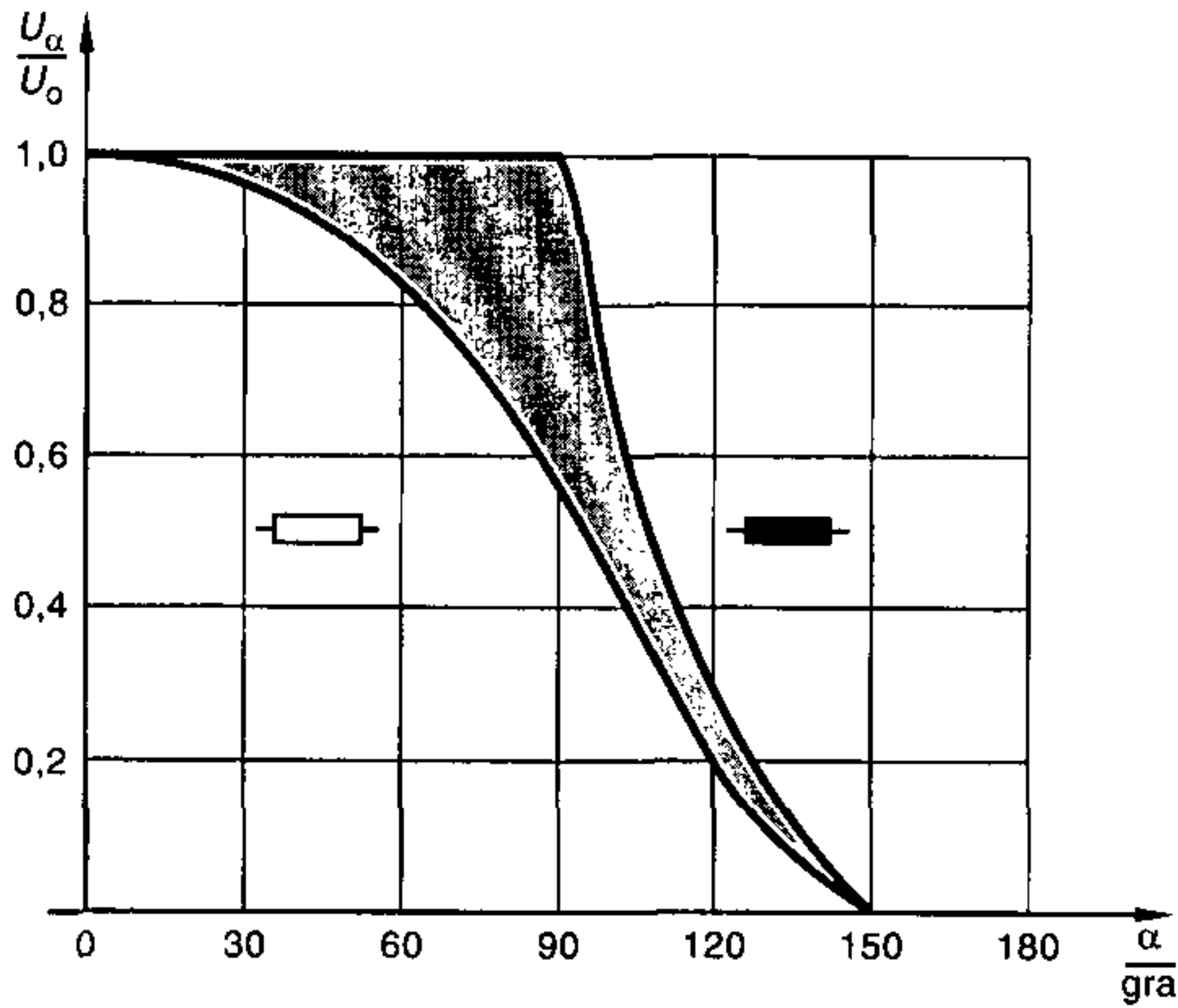
Toda la tensión de fase  $u_{L1N}$  cruza a través de la resistencia de carga en las zonas  $\varphi_1 - \varphi_2$ ,  $\varphi_3 - \varphi_4$ ,  $\varphi_5 - \varphi_6$ ,  $\varphi_7 - \varphi_8$ ,  $\varphi_9 - \varphi_{10}$  y  $\varphi_{11} - \varphi_{12}$ , y  $u_U = u_{L1N}$ . La división de tensión tiene lugar en los rangos restantes  $\varphi_2 - \varphi_3$ ,  $\varphi_4 - \varphi_5$ ,  $\varphi_8 - \varphi_9$  y  $\varphi_{10} - \varphi_{11}$ , porque sólo dos controladores W1 están conduciendo en cada caso, y existe únicamente el 50 % de la tensión fase-fase asociada a través de la resistencia de carga.



**Figura 3.36** Diagrama de líneas para la formación de la tensión de la carga

### 3.5.3 Curvas características de control

La curva característica del controlador de potencia de corriente alterna de la figura 3.19 también se aplica a los controladores de potencia trifásicos en modo de conmutación A. Para comparación, se reproduce en la **figura 3.37** la curva característica de control de un controlador de potencia trifásico en modo de conmutación B. El diagrama indica que el rango de control finaliza en  $\alpha = 150^\circ$  para cualquier tipo de carga. Con ángulos de control  $\alpha \geq 150^\circ$ , no puede fluir corriente, porque, en los respectivos instantes de disparo de las válvulas individuales, todas las otras válvulas no están conduciendo.



**Figura 3.37** Curva característica de control de un controlador de potencia trifásico en modo de conmutación B para cargas resistivas e inductivas

Con carga inductiva, similarmente como en un controlador de potencia de corriente alterna (figura 3.19), el disparo solamente es posible para ángulos  $\alpha \geq 90^\circ$ . Nuevamente aquí, este efecto es causado por la energía magnética almacenada en la carga, la que asegura que, a pesar de la polaridad inversa de la tensión ánodo-cátodo, la válvula no se bloquea sino hasta que su corriente directa también sea cero.

## 3.6 Controlador de potencia de corriente continua

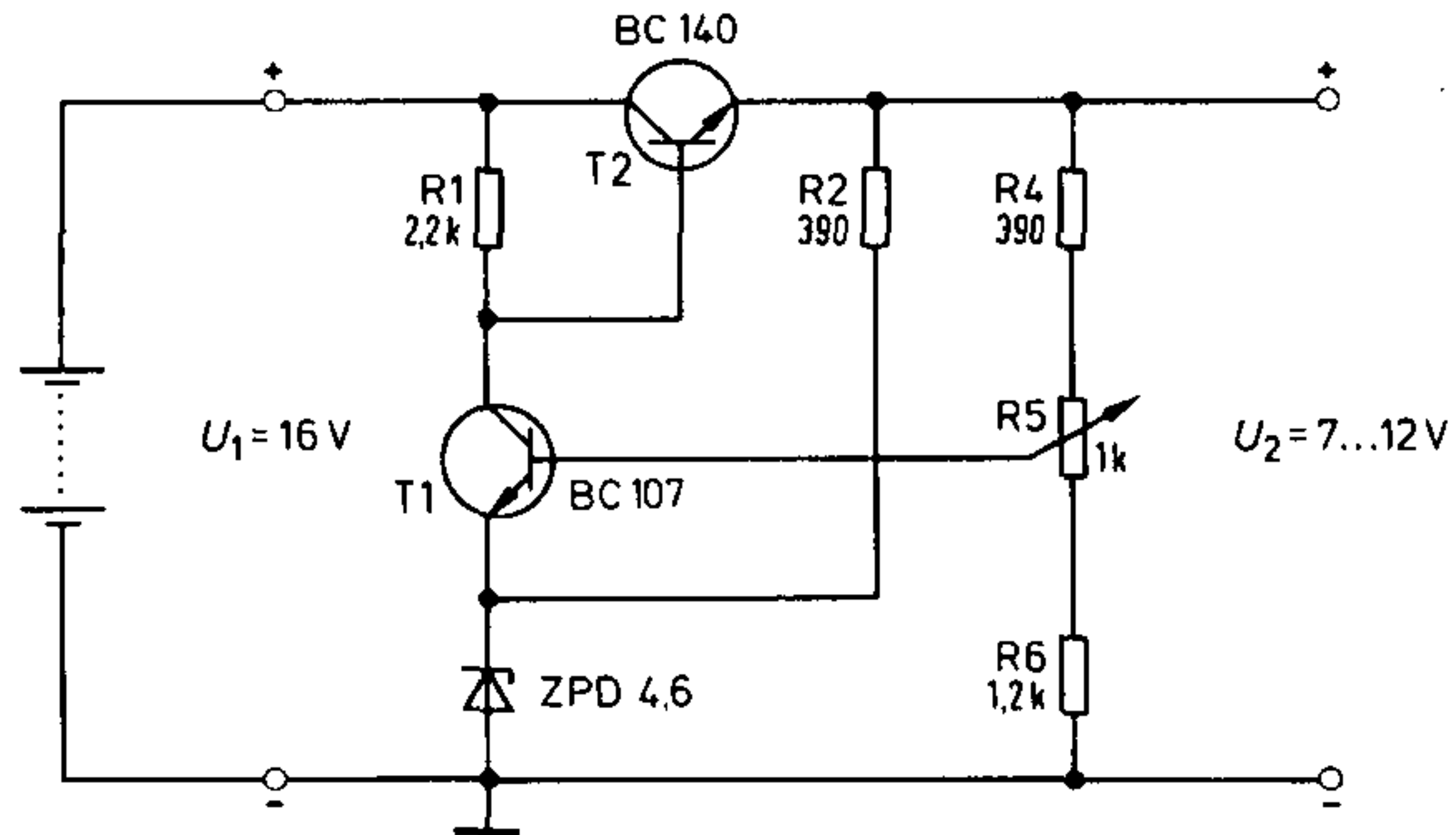
### 3.6.1 Generalidades

En el más amplio sentido, un controlador de potencia de corriente continua es un convertidor de corriente continua, como se describió en la sección 1.2.1.3. Sin embargo, en electrónica de potencia éste significa solamente un convertidor directo, el cual recibe desde una fuente de tensión continua una tensión constante de entrada  $U_1$  y la convierte en una tensión de salida variable  $U_2 < U_1$ , utilizando una válvula semiconductor. Por lo tanto, la tarea de un controlador de potencia de corriente continua es convertir la energía que se obtiene de la fuente de tensión continua en energía de corriente continua de una tensión diferente, con bajas pérdidas.

### 3.6.2 Controlador de potencia de corriente continua con transistor

#### 3.6.2.1 Controlador de corriente continua de operación «analógica»

En un controlador de potencia de corriente continua, solamente se puede utilizar un transistor como elemento de control final de acción continua, debido a sus propiedades. Consecuentemente, tales controladores son los únicos que cumplen las demandas para una tensión continua variable ideal.



**Figura 3.38** Circuito experimental para un controlador de potencia de corriente continua transistorizado «de acción continua»

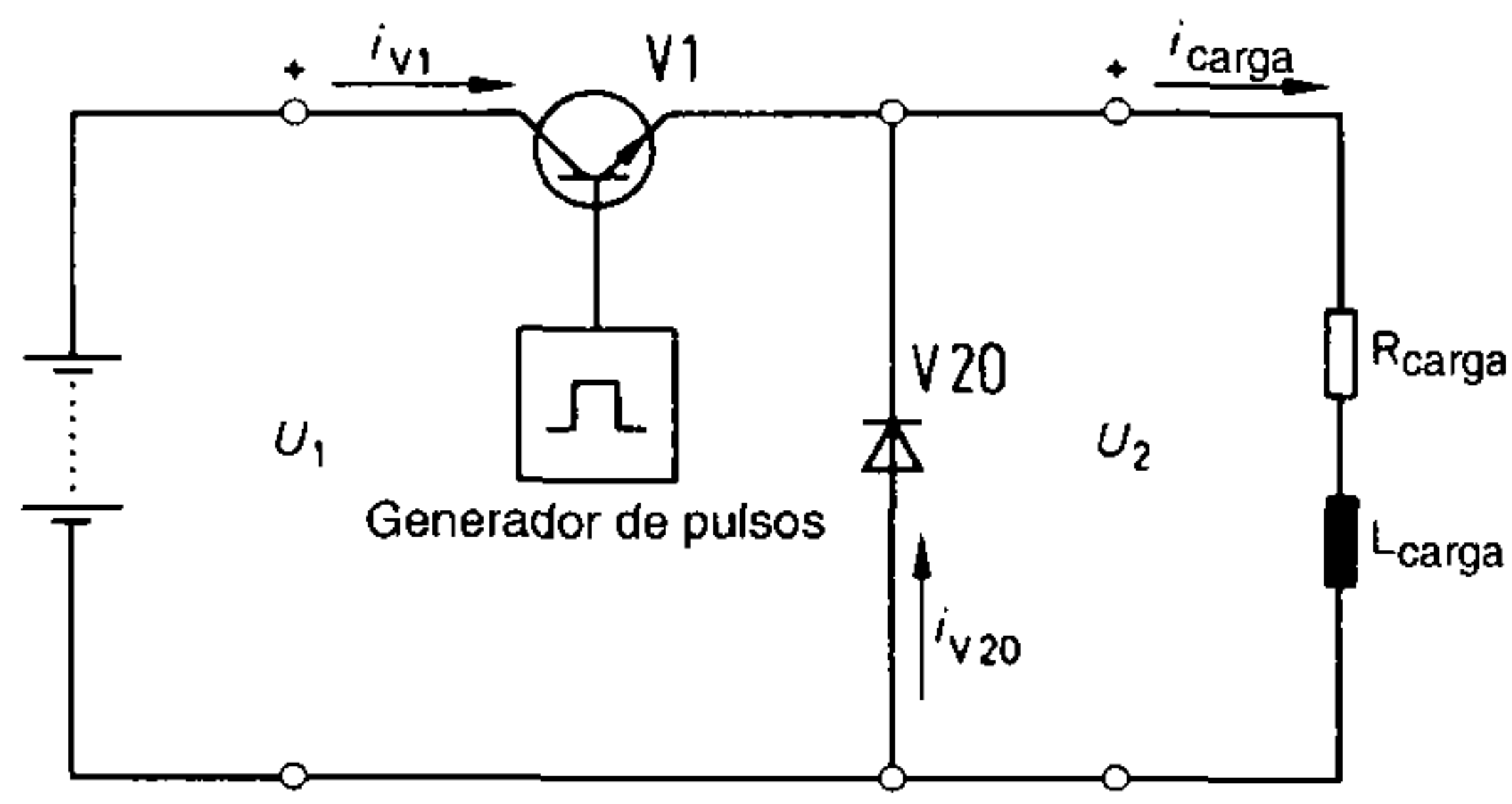
El circuito experimental que se muestra en la **figura 3.38** es un circuito muy conocido que exhibe el modo básico de operación de un controlador de potencia de corriente continua transistorizado «de acción continua».

En la práctica, esta combinación de un controlador de corriente continua transistorizado con transformador y rectificador ha alcanzado gran importancia como «fuente de alimentación de potencia». Sin embargo, la tecnología ya ha sido cubierta en el libro de texto de forma que aquí nos concentramos en los controladores de potencia de corriente continua de «conmutación».

### 3.6.2.2 Controlador de potencia de corriente continua de «conmutación»

Los transistores permiten únicamente corrientes y tensiones relativamente pequeñas. Consecuentemente éstos se pueden utilizar para construir controladores de potencia para pequeños rangos de potencia de hasta 10 kW.

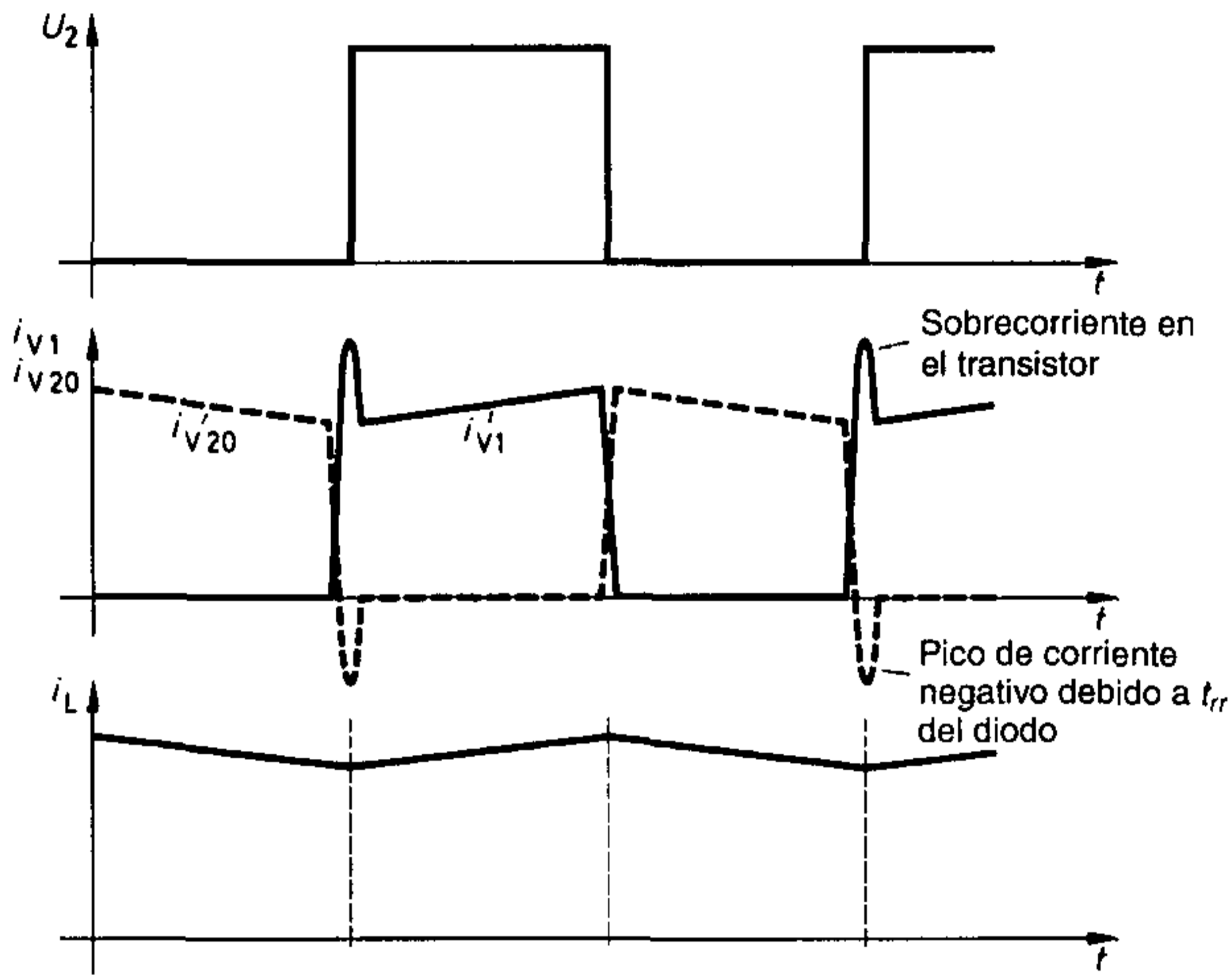
La **figura 3.39** muestra el diagrama de bloques de tal controlador de potencia de corriente continua transistorizado.



**Figura 3.39** Diagrama de bloques de un controlador de potencia de corriente continua transistorizado de «conmutación»

### 3.6 Controlador de potencia de corriente continua

Aquí es necesario utilizar el diodo de libre circulación V 20, porque caso contrario, la tensión autoinducida de la carga podría destruir el transistor apagando muy rápidamente. Sin embargo, la energía magnética almacenada en la carga puede continuar impulsando la corriente de carga a través de V 20, durante los intervalos de conmutación. Las curvas cualitativas de las tensiones y corrientes asociadas están dibujadas en la **figura 3.40**.



**Figura 3.40** Curvas cualitativas de las tensiones y corrientes de un controlador de potencia de corriente continua transistorizado de «conmutación»

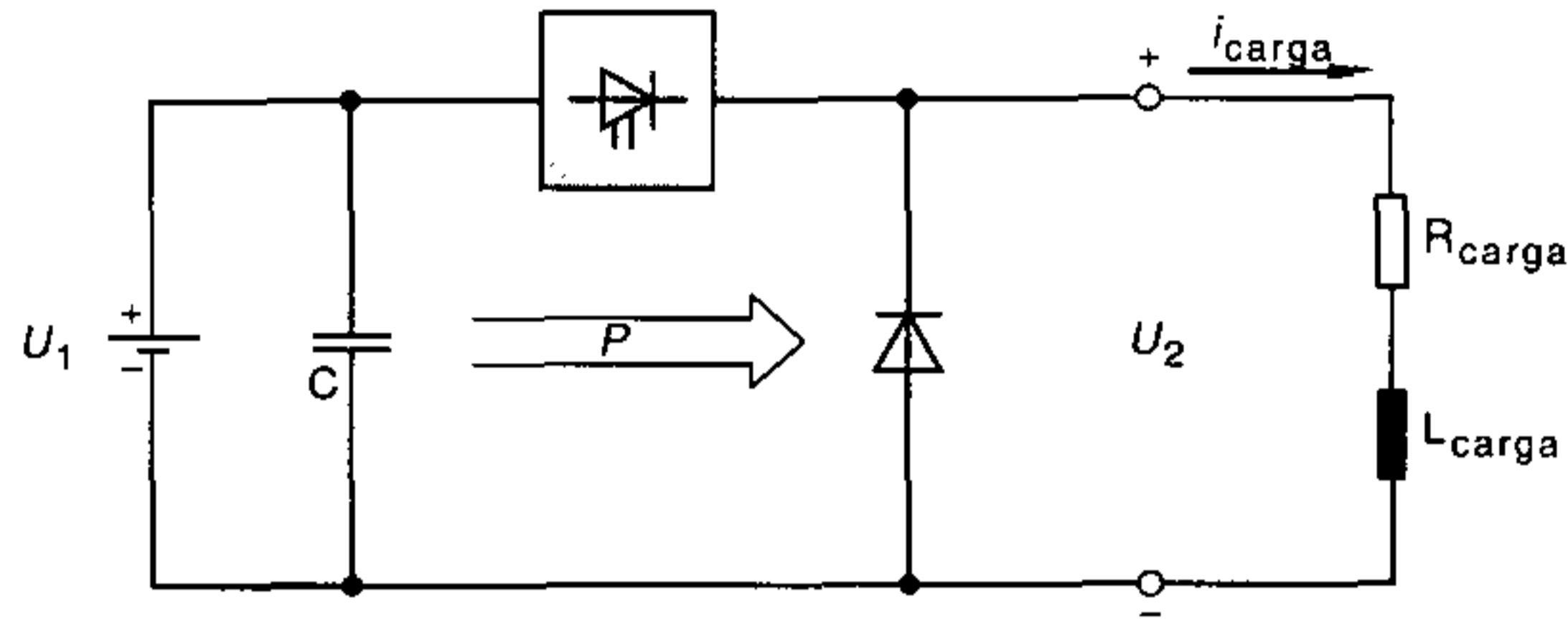
Las sobreoscilaciones de corriente que ocurren en el instante de encendido se deben a que el flujo de corriente a través de V 20 decae rápidamente y, adicionalmente, tiene que tomar la corriente de carga. Para minimizar esta carga incrementada en el transistor de conmutación, se utilizan los denominados diodos de alta velocidad con el más pequeño posible tiempo de recuperación inverso  $t_{rr}$ . Para suprimir las altas velocidades de subida de corriente, frecuentemente también se incorporan bobinas de núcleo de ferrita en el conductor de emisor del transistor de potencia.

#### 3.6.3 Controlador de potencia de corriente continua con tiristores

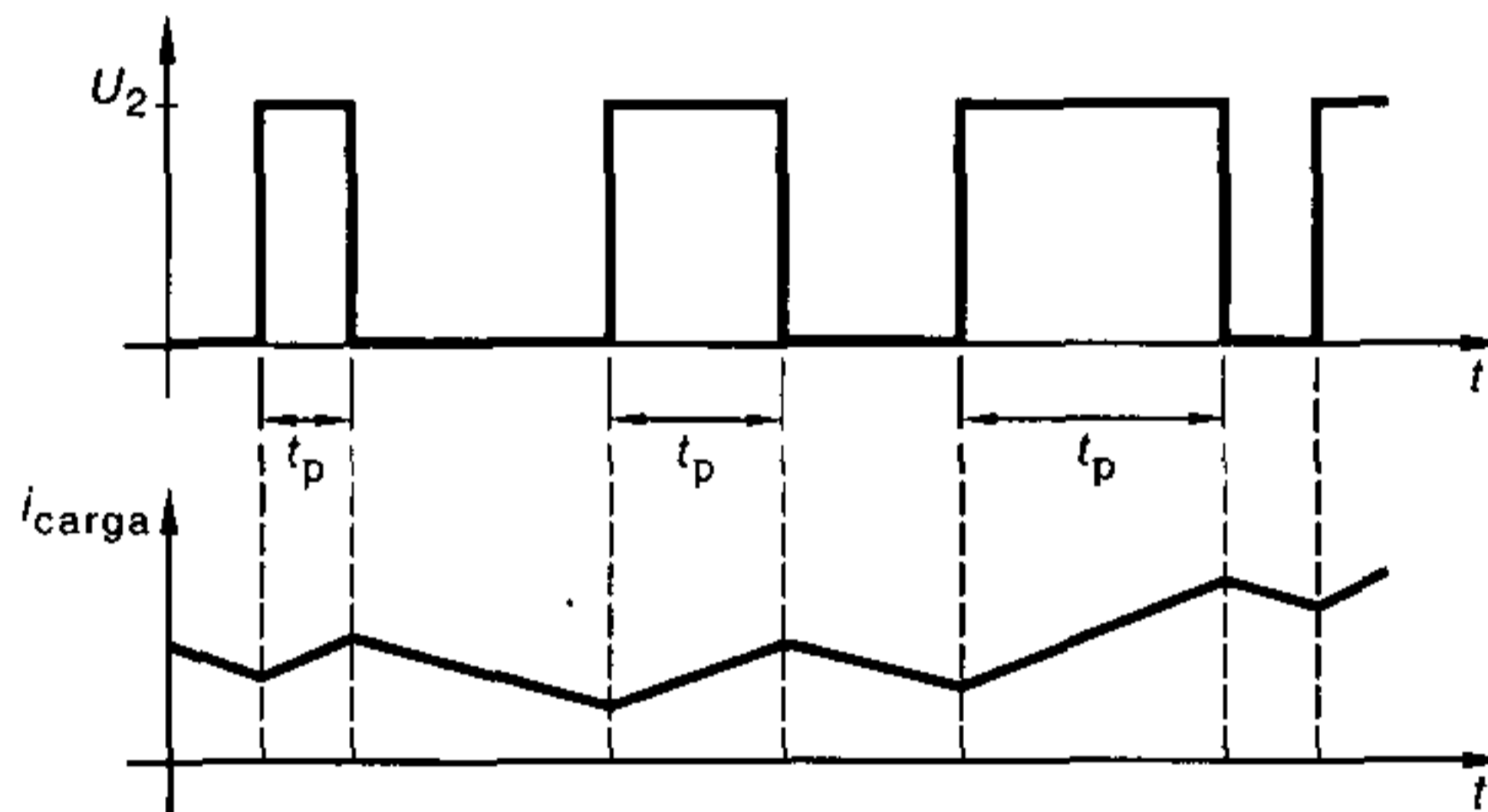
Al contrario de un transistor, con el cual, como se describió en la sección 3.6.2.1, es posible el control genuino, con un tiristor es únicamente posible conmutar una tensión continua hacia la carga conectada. Así, los controladores de corriente continua contru-  
idos con tiristores (**figura 3.41**) trabajan exactamente de la misma forma que los interrup-



tores de corriente continua que operan periódicamente. Por lo tanto, sus propiedades esenciales se describieron en la sección 2.4.5 – interruptores de corriente continua con tiristores. En la **figura 3.42** básicamente se presentan las posibles curvas de la tensión de salida  $U_2$  y de la corriente de carga  $i_{\text{carga}}$ .



**Figura 3.41** Controlador de potencia de corriente continua de tiristor



**Figura 3.42** Curvas básicas de tensión y corriente para un controlador de potencia de corriente continua (control de ancho de pulso)

Si tal interruptor de corriente continua es continuamente encendido y apagado, el valor medio aritmético de la tensión de salida puede reducirse constantemente si, por ejemplo, se utilizan los métodos de control siguientes.

Control de ancho de pulso que trabaja con un período constante  $T$ , mientras se varía el tiempo de encendido  $t_p$  (**figura 3.43**).

Por otra parte, con control de tren de pulsos, el tiempo de encendido  $t_p$  se mantiene constante mientras se varía el período  $T$  (**figura 3.44**).

Para ilustrar el principio de la reducción de tensión, en las figuras 3.43 y 3.44 se han dibujado también las tensiones  $U_1$  y  $U_2$ . En cada caso,  $U_1$  representa la tensión de entrada del controlador.

Las amplitudes de los bloques de tensión de salida son siempre constantes. Estas dependen solamente de la amplitud de la tensión de entrada del controlador. Por otra parte, la tensión media de salida  $U_2$ , depende directamente de la relación pulso/no-pulso.

3.6 Controlador de potencia de corriente continua

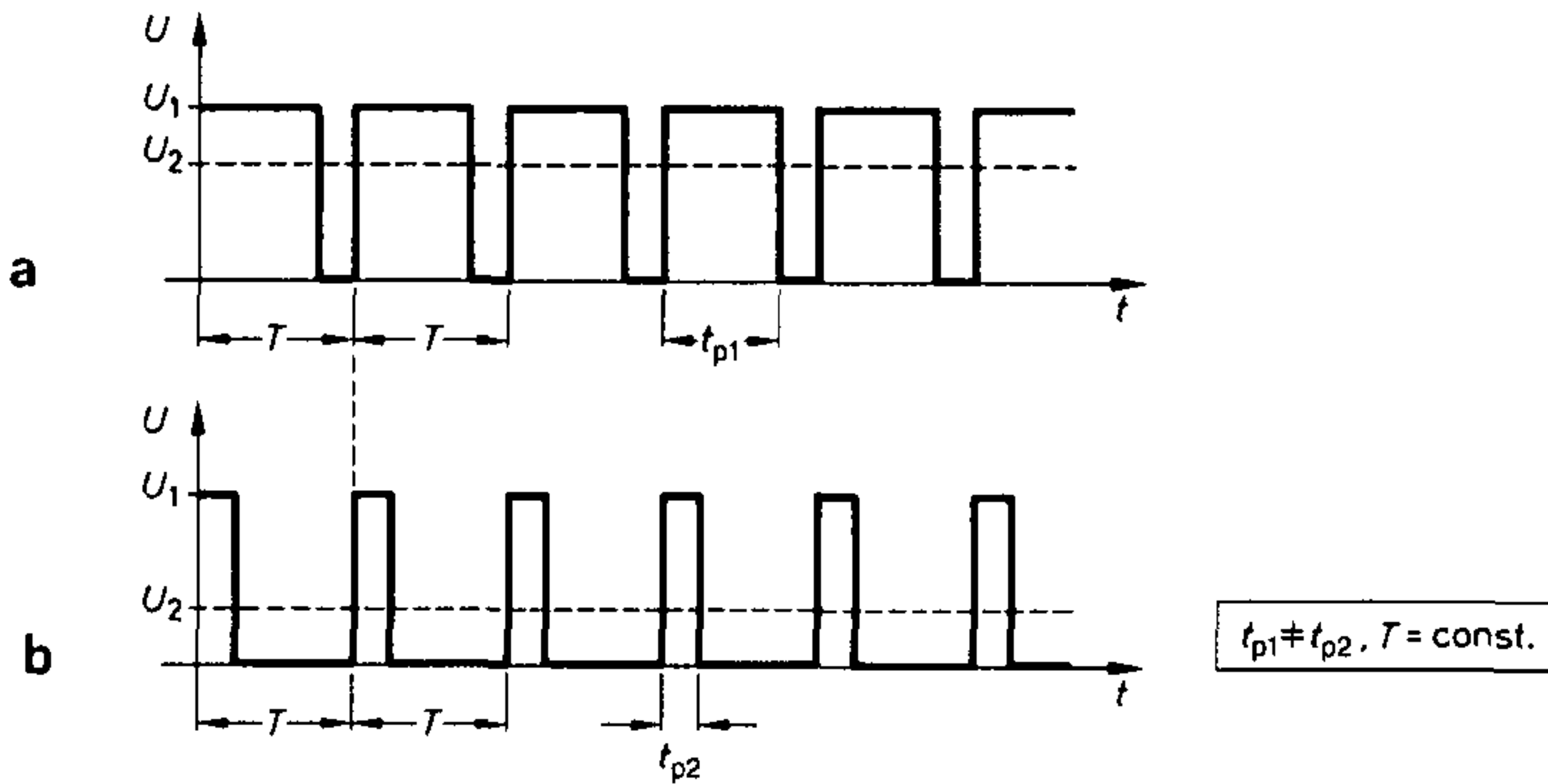


Figura 3.43 Principio del control de ancho de pulso

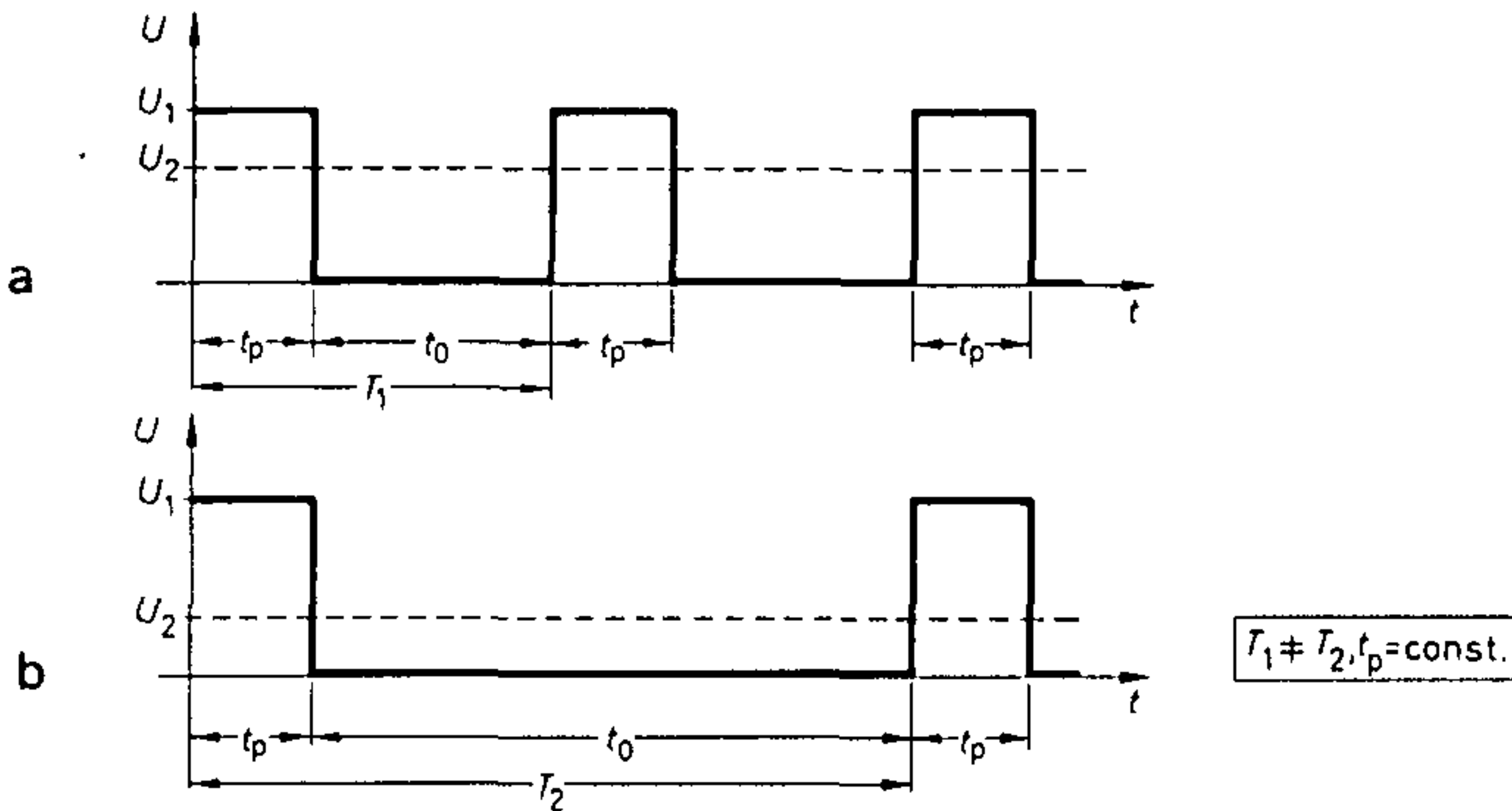
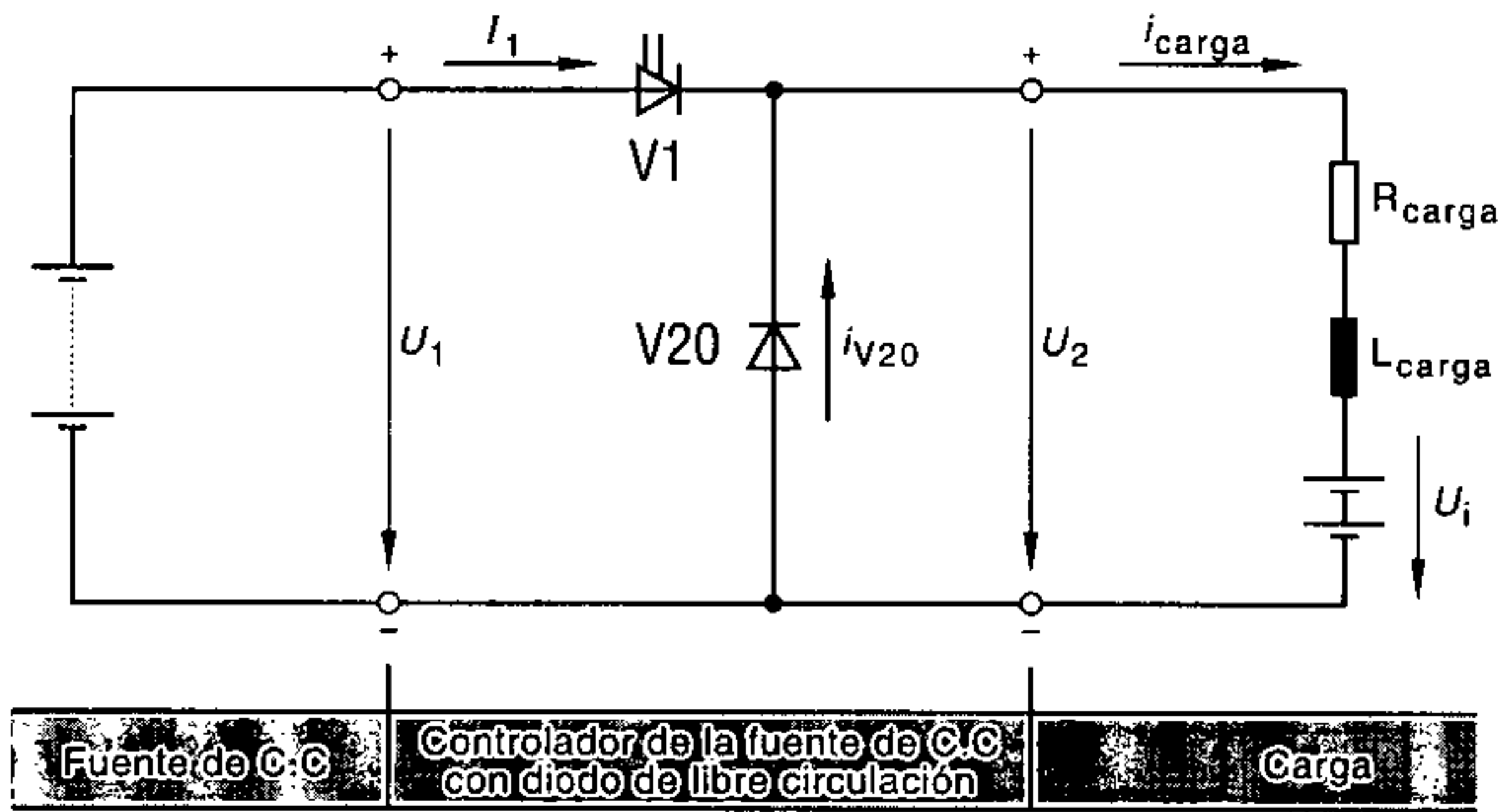


Figura 3.44 Principio del control de tren de pulsos

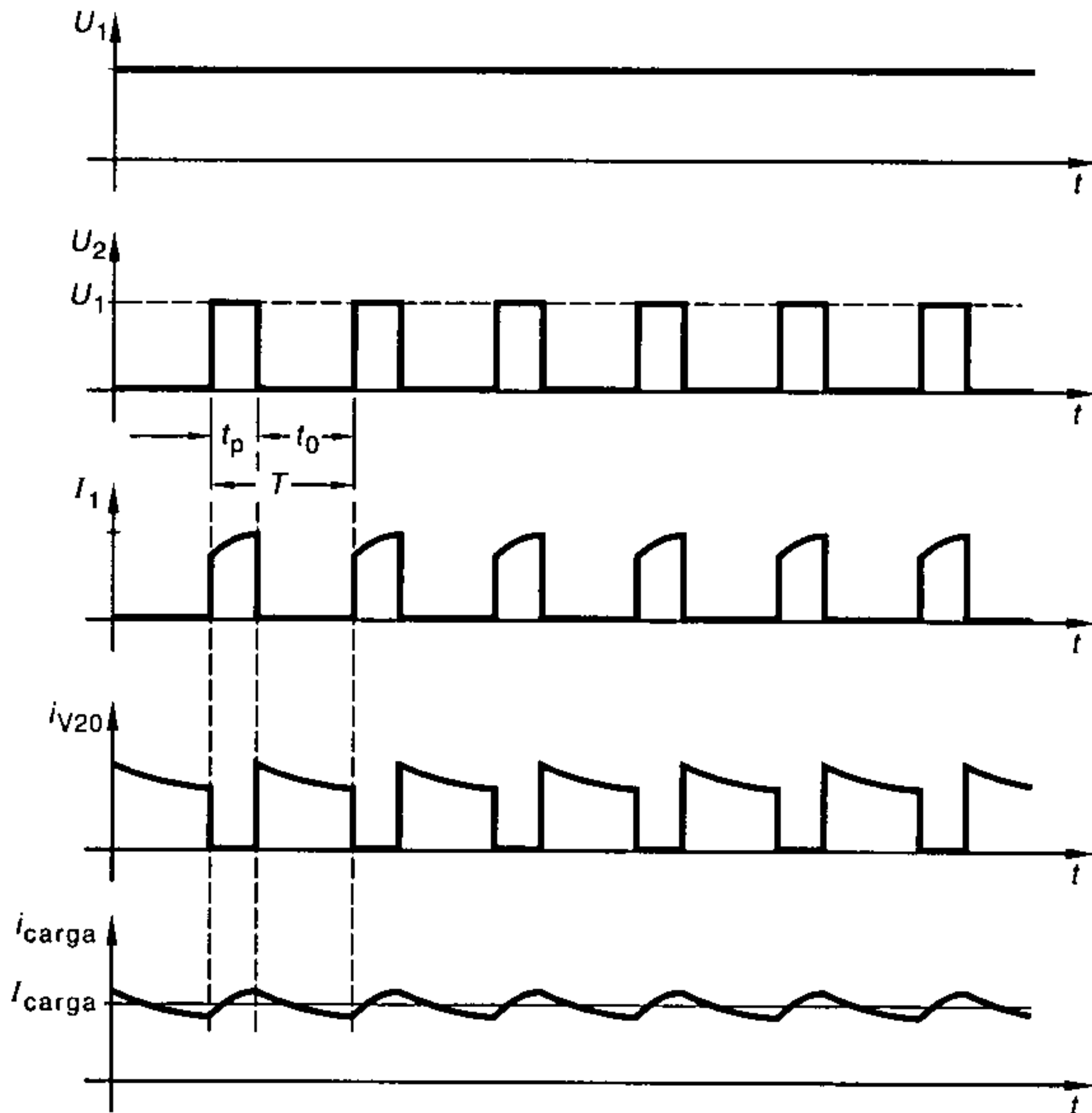
Debido a que no se extrae corriente de la fuente de alimentación de tensión durante la fase de bloqueo, estos controladores de corriente continua tienen bajas pérdidas y gran rendimiento.

Tales convertidores de corriente continua también se conocen como convertidores de pulso o choppers (troceadores).

Si a un controlador de corriente continua se conectan inductancias con constantes de tiempo relativamente largas, entonces, como se mencionó anteriormente, se debe colocar sin falta un diodo de libre circulación.



**Figura 3.45** Diagrama de bloques de un controlador de potencia de corriente continua de tiristor



**Figura 3.46** Curvas cualitativas de las tensiones y corrientes para un controlador de potencia de corriente continua de tiristor

### 3.6 Controlador de potencia de corriente continua

Debido a que los controladores de corriente continua se utilizan preferentemente para alimentar a motores eléctricos, por ejemplo en vehículos operados con baterías, en la **figura 3.45** se ha reproducido el diagrama de circuito de un controlador de potencia de corriente continua con carga activa. La **figura 3.46** muestra las curvas de las tensiones y corrientes asociadas.

Los periodos de conmutación del controlador de corriente continua son más cortos que la respectiva constante de tiempo de la carga conectada, no solamente cuando están conectadas inductancias, sino también cuando se conectan cargas activas. Consecuentemente, como resultado del diodo de libre circulación de «alta velocidad» que se requiere siempre para cargas inductivas, la corriente de carga no se hace cero, incluso durante la fase de libre circulación o de bloqueo del semiconductor.

#### 3.6.4 Tipos de control para controladores de potencia de corriente continua

Como ya se ha mencionado, el valor medio aritmético de la tensión continua de salida es función de la relación de pulso.

$$\frac{t_p}{t_p + t_0} = \frac{t_p}{T}$$

Aunque en la sección 3.6.3 ya se han presentado dos posibles formas de controlar la tensión, aquí consideraremos en detalle los métodos de control que han sido probados en la práctica.

##### 3.6.4.1 Control de ancho de pulso

El principio de este método es variar la duración del pulso (marca) y la duración del no-pulso (espacio), manteniendo constante el período y por lo tanto la frecuencia.

Se aplican las siguientes relaciones:

$$\frac{U_{2\text{máx}}}{U_{2\text{mín}}} = \frac{t_{p\text{máx}}}{t_{p\text{mín}}}$$

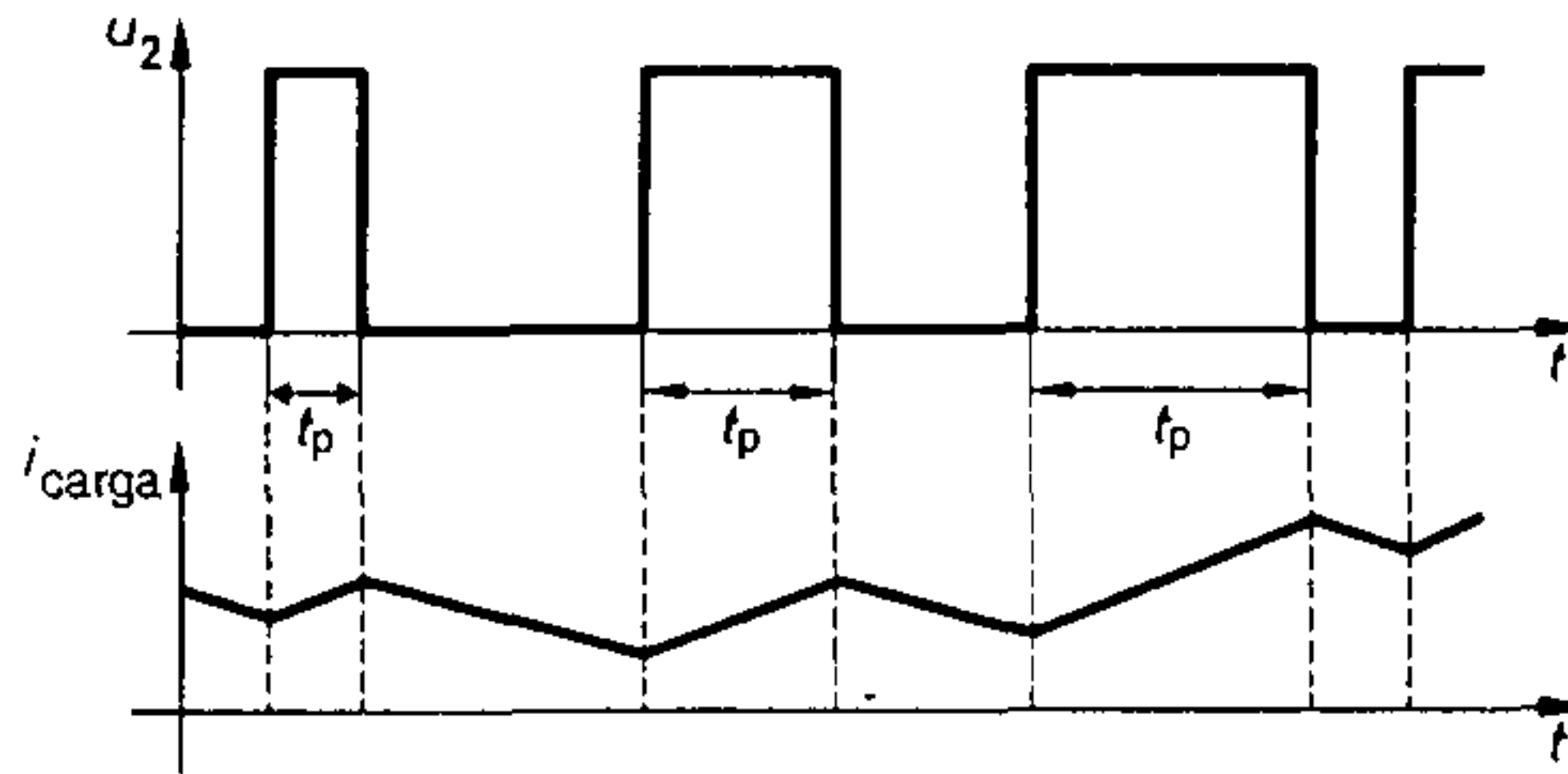
Mientras  $t_{p\text{máx}}$  es prácticamente idéntico a  $T$ ,  $t_{p\text{mín}}$  depende de las características dinámicas de las válvulas utilizadas en el controlador. Si hacemos  $U_{2\text{máx}} \approx U_1$  se obtiene una nueva relación:

$$\frac{U_1}{U_{2\text{mín}}} = \frac{T}{t_{p\text{mín}}}$$

Con  $f = \frac{1}{T}$ , finalmente obtenemos para la frecuencia de conmutación lo siguiente:

$$f = \frac{U_{2\text{mín}}}{t_{1\text{mín}} \cdot U_1}$$

El control de ancho de pulso se utiliza preferentemente en instalaciones en las cuales las frecuencias variables pueden causar interferencia a los circuitos de señal. La situación está nuevamente presentada en la **figura 3.47a**.



**Figura 3.47a** Control de ancho de pulso

### 3.6.4.2 Control de frecuencia

Este tipo de control trabaja con una duración de pulso  $t_p$  constante, duración de no-pulso variable y, por lo tanto, con un período o frecuencia variable.

A partir de  $T = t_p + t_0$ , obtenemos:

$$f = \frac{1}{t_p + t_0}$$

Este método de control de frecuencia, que también se denomina «control de tren de pulsos», no demanda gran inversión técnica.

Con la ecuación  $f_{\text{máx}} \approx \frac{1}{t_p}$  y  $f_{\text{mín}} = \frac{U_{2 \text{ mín}}}{U_1 \cdot t_p}$ , se obtiene el siguiente rango de frecuencia:

$$\frac{U_{2 \text{ mín}}}{U_1 \cdot t_p} < f < \frac{1}{t_p}$$

Mientras el control de la salida total se obtiene con  $f_{\text{máx}}$  cuando  $t_p \approx T$ ,  $f_{\text{mín}}$  se calcula a partir de la mínima tensión de salida permisible  $U_{2 \text{ mín}}$  y del ancho de pulso  $t_p$  seleccionado para una tensión de entrada  $U_1$ .

Debe tomarse en cuenta que las bajas frecuencias de trabajo generalmente requieren gran inversión de elementos de alisamiento – costosas inductancias en muchos casos – si se tiene que evitar un espacio en la corriente. La curva característica del control de tren de pulsos está nuevamente dibujada en la **figura 3.47b**.

### 3.6 Controlador de potencia de corriente continua

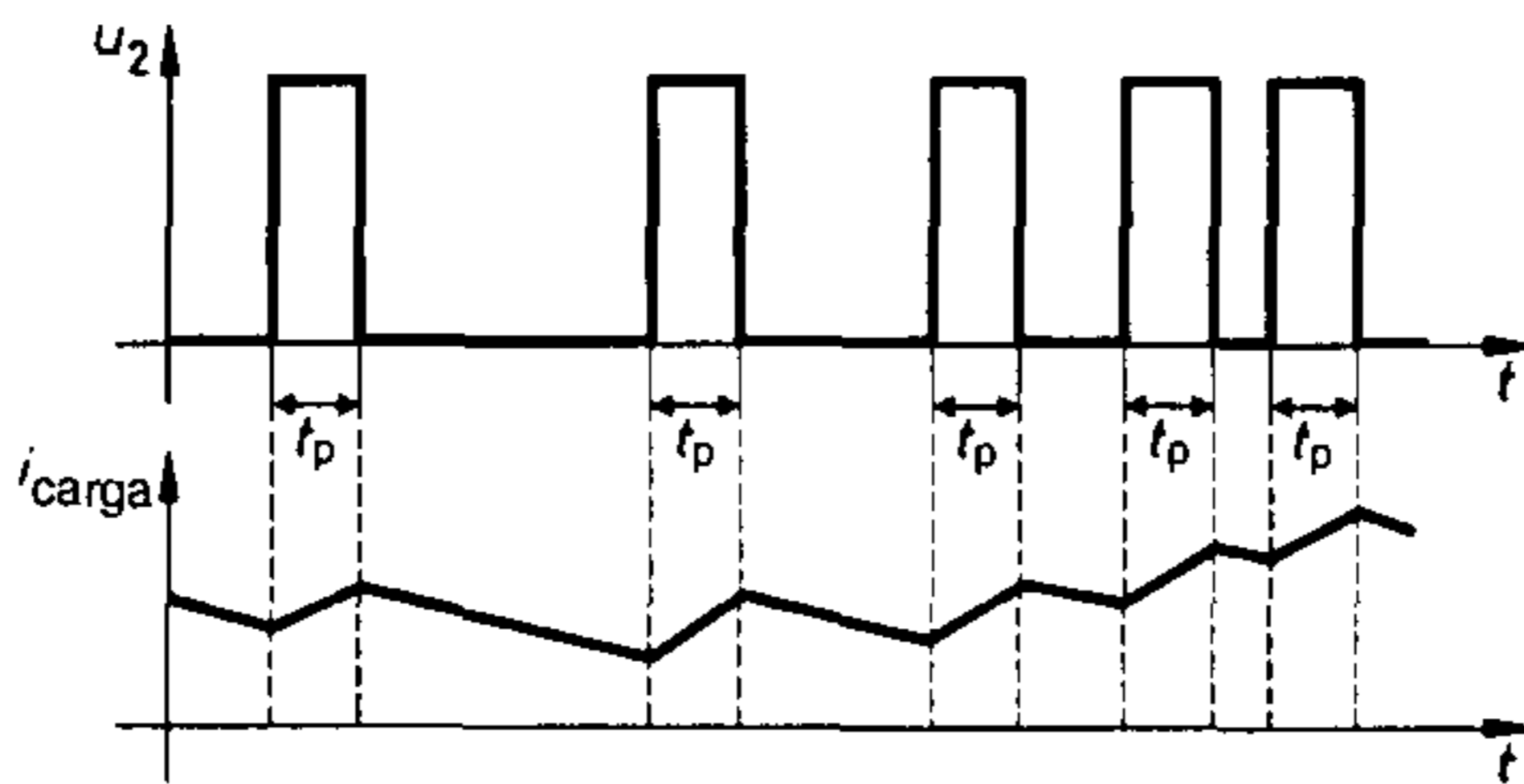


Figura 3.47b Control de tren de pulsos

#### 3.6.4.3 Control de dos posiciones

Este tipo de control se utiliza en sistemas de control de corriente de carga, y trabaja tanto con ancho de pulso variable como también con frecuencia de trabajo variable. Los pulsos de encendido y apagado apropiados son entregados por el controlador en lazo cerrado tan pronto como el valor real de la corriente se aparta del rango de tolerancia permisible. La **figura 3.48** muestra las curvas características asociadas.

En el siguiente capítulo explicaremos una vez más la forma de trabajo de un controlador de potencia de corriente continua transistorizado operado de acuerdo a este principio de control.

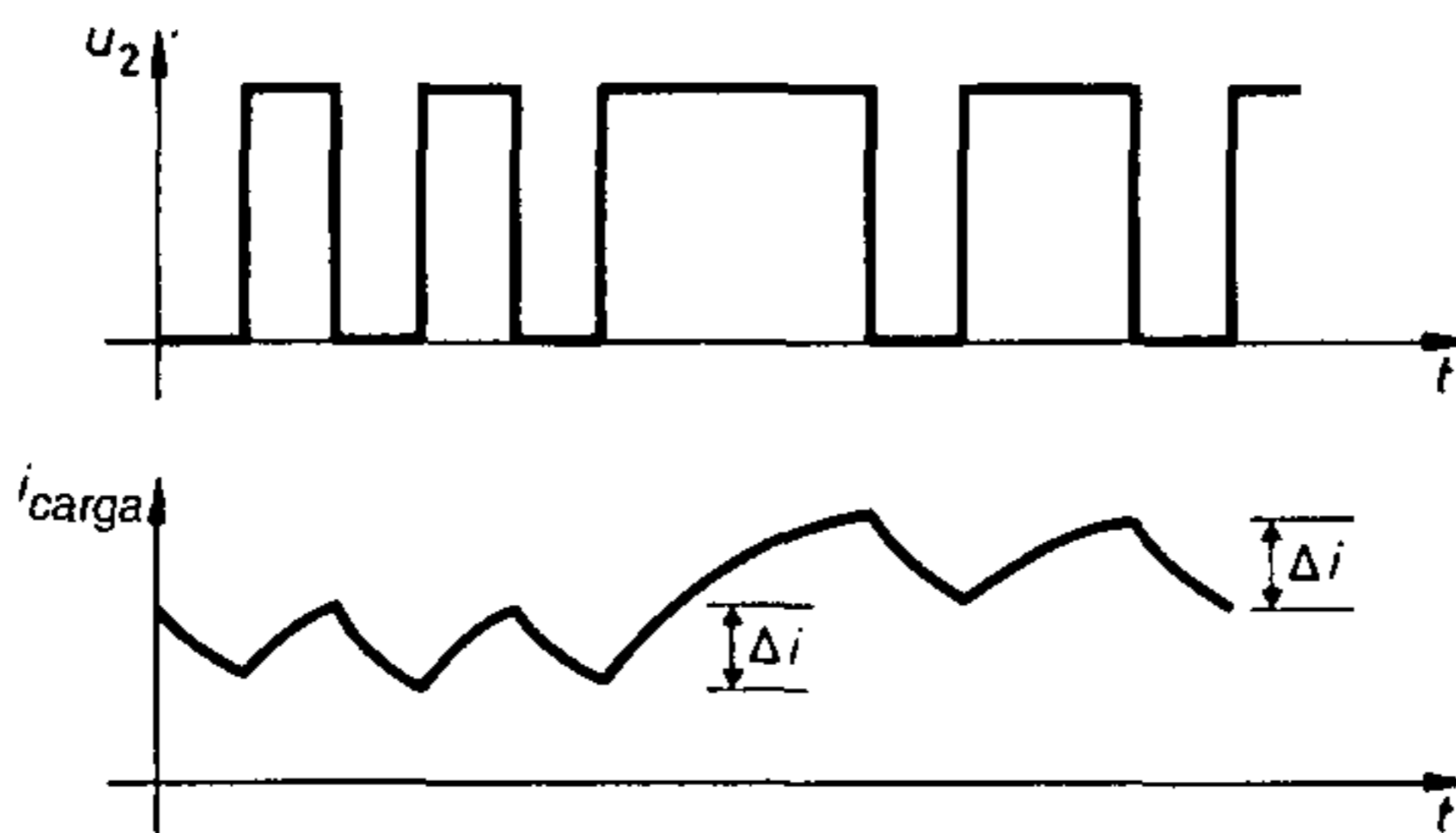
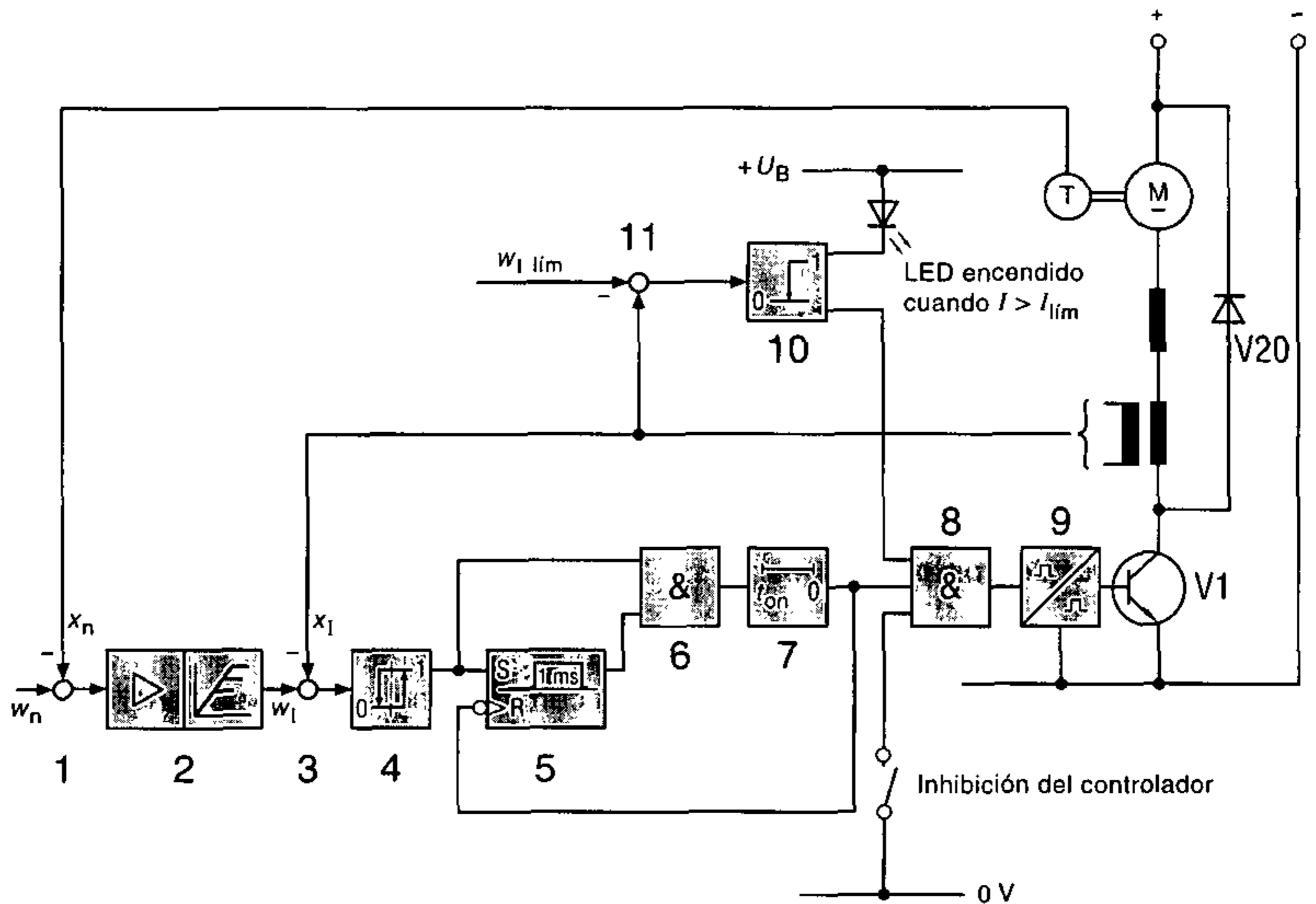


Figura 3.48 Control de corriente de dos posiciones

#### 3.6.5 Controlador transistorizado para un motor de corriente continua de 5,2 kW

El circuito básico de un sistema de control y la fuente de alimentación de potencia de un controlador de corriente continua transistorizado de «conmutación» (AEG Minipuls) se reproducen en la **figura 3.49**.

Con este controlador se maneja un motor de corriente continua en modo de un cuadrante, es decir, sus tensiones y corrientes de operación siempre se deben considerar como positivas.



**Figura 3.49** Circuito básico de un control en lazo cerrado de un controlador de corriente continua transistorizado

Por lo tanto tenemos operación puramente de motor sin inversión de rotación. Este impulsor se alimenta con una tensión de alimentación constante desde un sistema de tensión continua. Si el transistor V 1 conduce, la corriente del motor crecerá de acuerdo a una función exponencial. Cuando el transistor V 1 se bloquee nuevamente, la corriente del motor, que circula por el diodo de libre circulación V 20, decaerá similarmente en forma de una función exponencial. La unidad de control que también se muestra en la figura 3.49 se hace cargo del control de V 1.

Enseguida explicamos en mayor detalle el funcionamiento de este controlador.

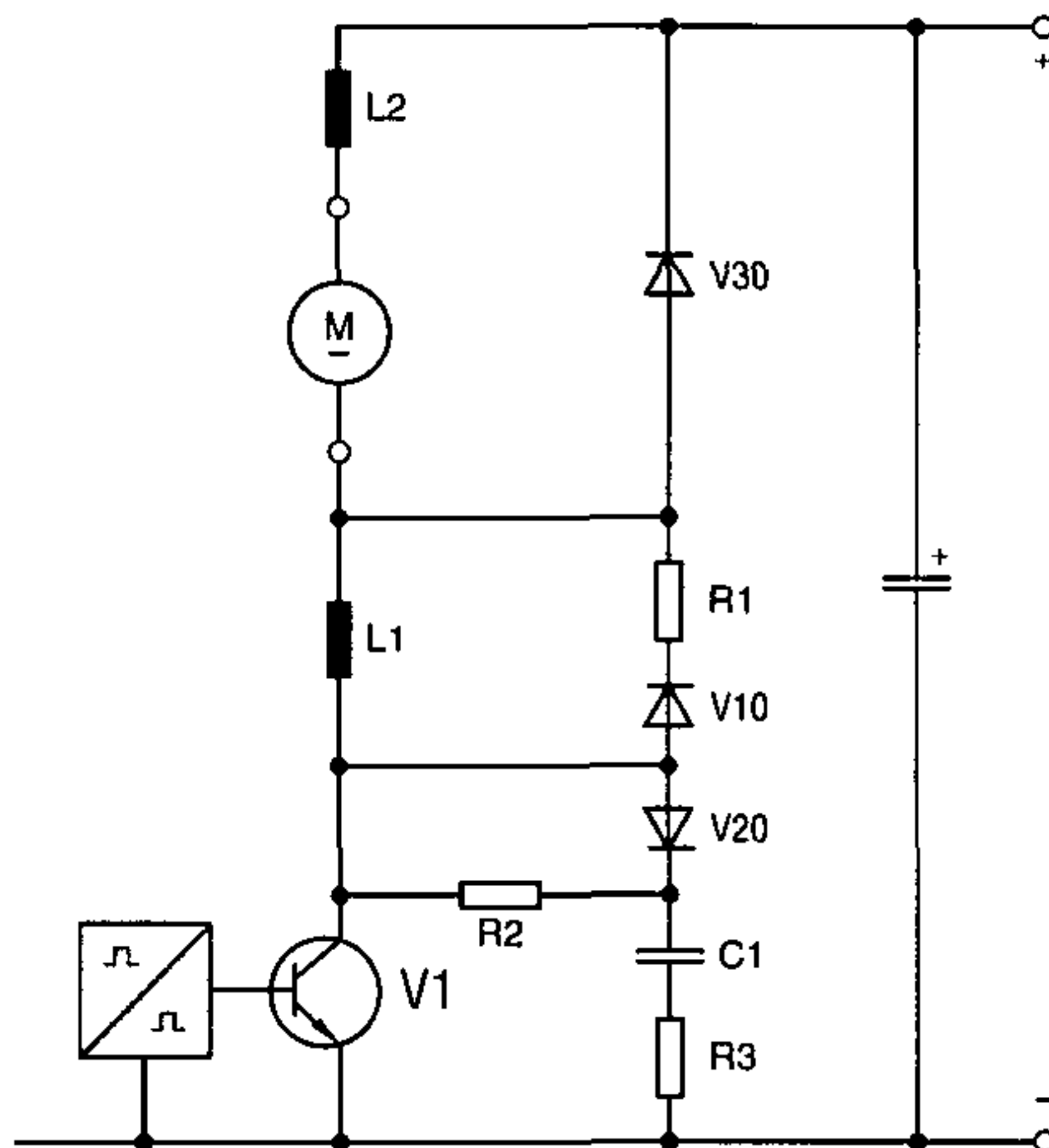
El tacogenerador T acoplado mecánicamente al motor suministra una tensión proporcional a la velocidad de rotación, el valor real de velocidad  $x_n$ . Esta tensión se compara, en el comparador 1, con la velocidad de rotación de referencia de entrada  $w_n$ , y la tensión de salida del comparador se amplifica en el controlador de velocidad 2. La familia de curvas características en 2 representa diferentes velocidades ajustables de rotación  $n_1, n_2 \dots n$ . Ahora la salida del controlador de velocidad 2 entrega la corriente de referencia de entrada  $w_l$ , la que se compara en el punto de comparación 3 con el valor real de corriente  $x_1$ . Cuando  $w_l > x_1$ , la salida del disparador Schmitt muestra una señal «1». El módulo temporizador redispensible 5 se inicializa y la condición AND 6 es satisfecha. El módulo temporizador 7 retarda la señal por  $t_{on} = 150 \mu s$ . Entonces se enciende V 1 a través de la condición AND 8 y la etapa de potencia 9. Para que el transistor V 1 permanezca apagado por un período definido de tiempo entre dos ciclos de conmutación, se requiere el mínimo tiempo de retardo de encendido  $t_{on} = 150 \mu s$ .

### 3.6 Controlador de potencia de corriente continua

También se debe tomar en cuenta que la condición AND 8 solamente es satisfecha cuando el control de inhibición ha sido liberado y el equipo de monitoreo 10 no responde.

Si el valor real de corriente formado a través de un convertidor de corriente continua  $x_i > w_i$ , la salida del disparador Schmitt 4 conmuta a una señal «0». No se satisfacen las condiciones AND 6 y 8, y V 1 aísla al motor del sistema. La corriente de carga conmuta hacia el diodo de libre circulación V 20. Como se mencionó anteriormente, la condición AND 8 no es satisfecha cuando el valor real de corriente  $x_i$  excede el valor límite ajustado de la corriente  $w_{i \text{ lim}}$ . Si  $x_i > w_{i \text{ lim}}$ , el comparador 11 ajusta la tensión de salida de la etapa de monitoreo desde señal «1» hasta señal «0». La lámpara de monitoreo (diodo emisor de luz) se ilumina, y la etapa AND 8 se bloquea.

Como se aprecia por la descripción de la electrónica de control de este impulsor, se tiene que implementar un sinnúmero de medidas para proteger a los costosos transistores de potencia. En la **figura 3.50** se presentan medidas de protección adicionales.



**Figura 3.50** Unidad de potencia con componentes para la protección de los transistores de potencia

El diodo V 30 así como la combinación de R 1 y V 10 actúan de forma conocida, en la que aseguran, que las inductancias no desarrollan tensiones inaceptablemente altas. Adicionalmente, para prevenir altos picos de disipación de potencia cuando se enciende y apaga al transistor de potencia, se provee de un reactor de saturación L 1 y de un circuito RCD. Durante el encendido, L 1 retarda considerablemente la subida de la corriente de colector, hasta que el transistor esté completamente encendido. Por otro lado, la combinación de V 20, C 1, R 2, y R 3 evita un aumento de la tensión de colector



hasta valores inaceptablemente altos. C 1 se descarga nuevamente a través del transistor, el cual está en estado de encendido en la siguiente fase de flujo de corriente. R 2 y R 3 se utilizan para limitación de corriente.

### 3.7 Controlador de corriente continua de tiristor con circuito en anillo

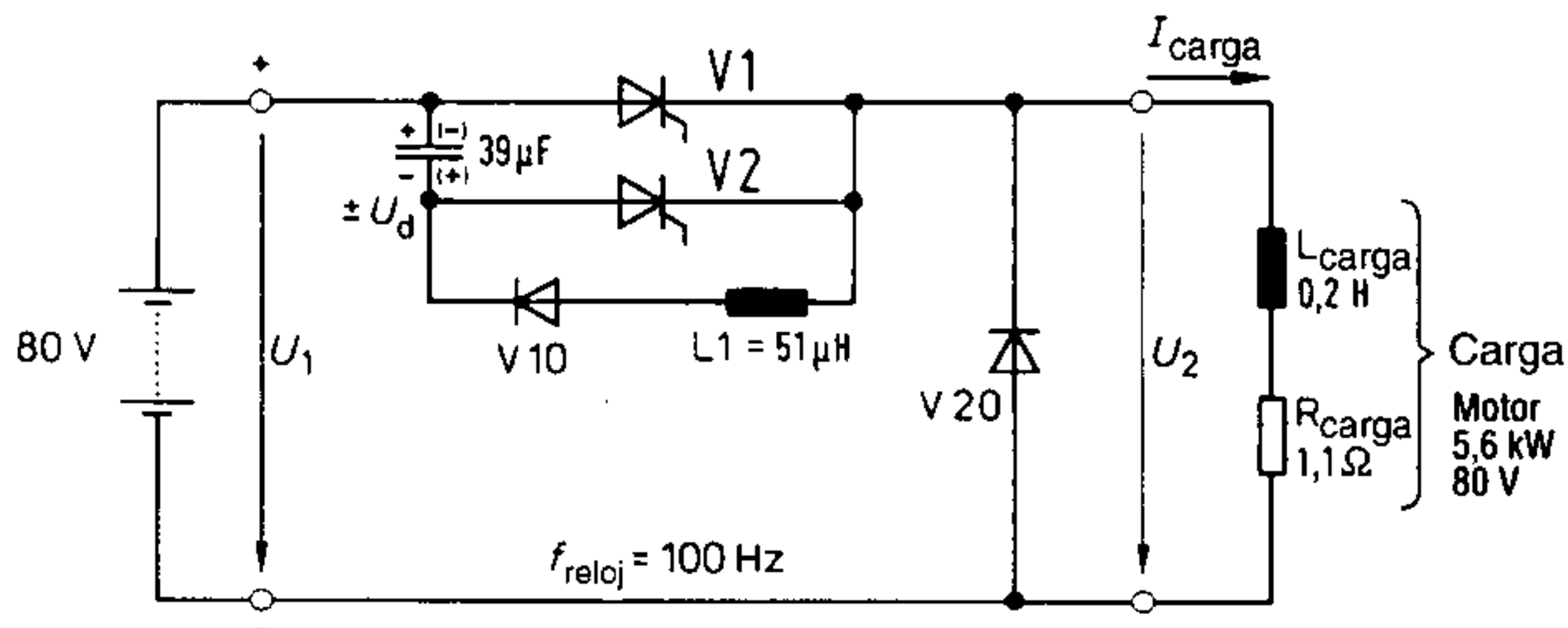
#### 3.7.1 Generalidades

Aparte de los controladores de corriente continua con tiristores GTO, cuando se utilizan tiristores normales disparados por el cátodo, se necesita un extenso equipo de apagado. Como en el caso de un interruptor de corriente continua, la energía para el apagado puede derivarse desde un condensador apropiado. Sin embargo, debido a que se requieren tiempos de encendido extremadamente cortos, el circuito es agrandado con una rama adicional que lleva el nombre de «circuito en anillo». En la siguiente sección explicamos su funcionamiento, por referencia a un circuito experimental.

#### 3.7.2 Circuito experimental de un controlador de corriente continua de tiristor con circuito en anillo

La **figura 3.51** muestra el circuito experimental de un controlador de corriente continua con un circuito en anillo, funcionando con una frecuencia de reloj constante de alrededor de 100 Hz.

En este controlador consideraremos las curvas cualitativas de tensiones y corrientes tanto para el proceso de encendido como para el proceso de apagado.

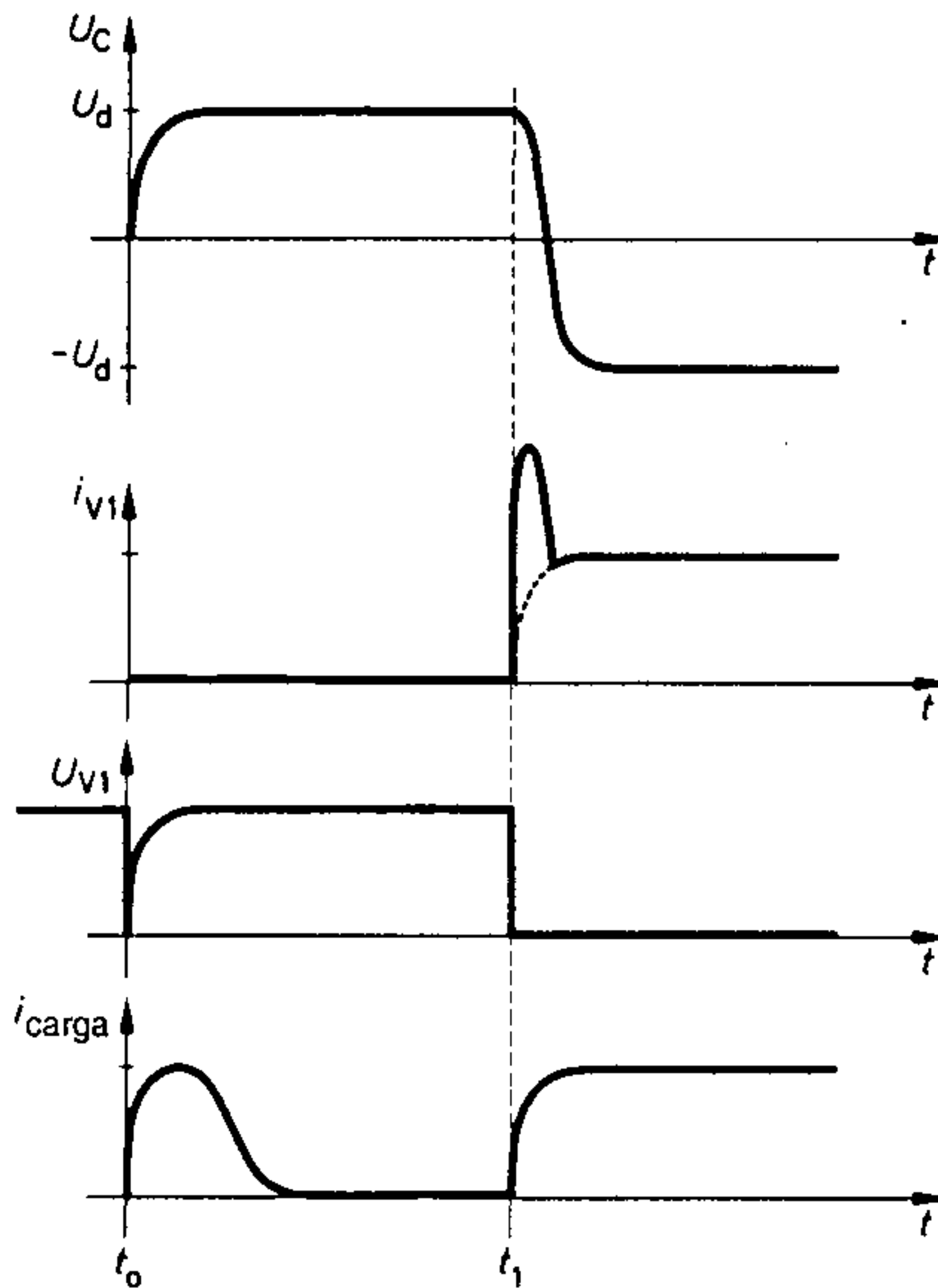


**Figura 3.51** Circuito experimental de un controlador de corriente continua

##### 3.7.2.1 Proceso de encendido

Las curvas de tensiones y corrientes asociadas están dibujadas en la **figura 3.52**. Primeramente se debe cargar el condensador de apagado C con un pulso de disparo en V 2 en el instante  $t_0$ , de forma que  $U_C = U_d \approx U_1$ .

### 3.7 Controlador de corriente continua de tiristor con circuito en anillo



**Figura 3.52** Proceso de encendido

Para que el proceso de apagado se realice apropiadamente tiene que revertirse esta polaridad, de forma que  $U_C = -U_d \approx -U_1$ . Este proceso toma lugar automáticamente tan pronto como se dispara el tiristor principal.

Por medio del disparo de V 1 – en el instante  $t_1$  – la carga se conecta y el condensador se carga inversamente a través de L 1 y V 10 con la frecuencia  $f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .

Además de la corriente de carga, V 1 soporta brevemente la corriente de carga inversa. Un retorno de esta corriente de carga inversa se evita con el diodo V 10. El proceso de apagado puede iniciarse con un pulso de disparo en el gate del tiristor GTO V 2.

#### 3.7.2.2 Proceso de apagado

Disparando V 2 en el instante  $t_2$ , el condensador C se conecta en paralelo con V 1. La tensión  $U_C$  se suma a la tensión de batería, de forma que se apaga V 1 y la corriente conmuta hacia V 2. La corriente de carga que ahora fluye por V 2 y C, recarga a C con la polaridad opuesta y la corriente conmuta hacia el diodo de libre circulación V 20. Se debe tomar en cuenta que un disparo de refrescamiento de V 1 no debe realizarse hasta que el condensador C esté cargado inversamente o la corriente de carga fluya por el diodo de libre circulación.

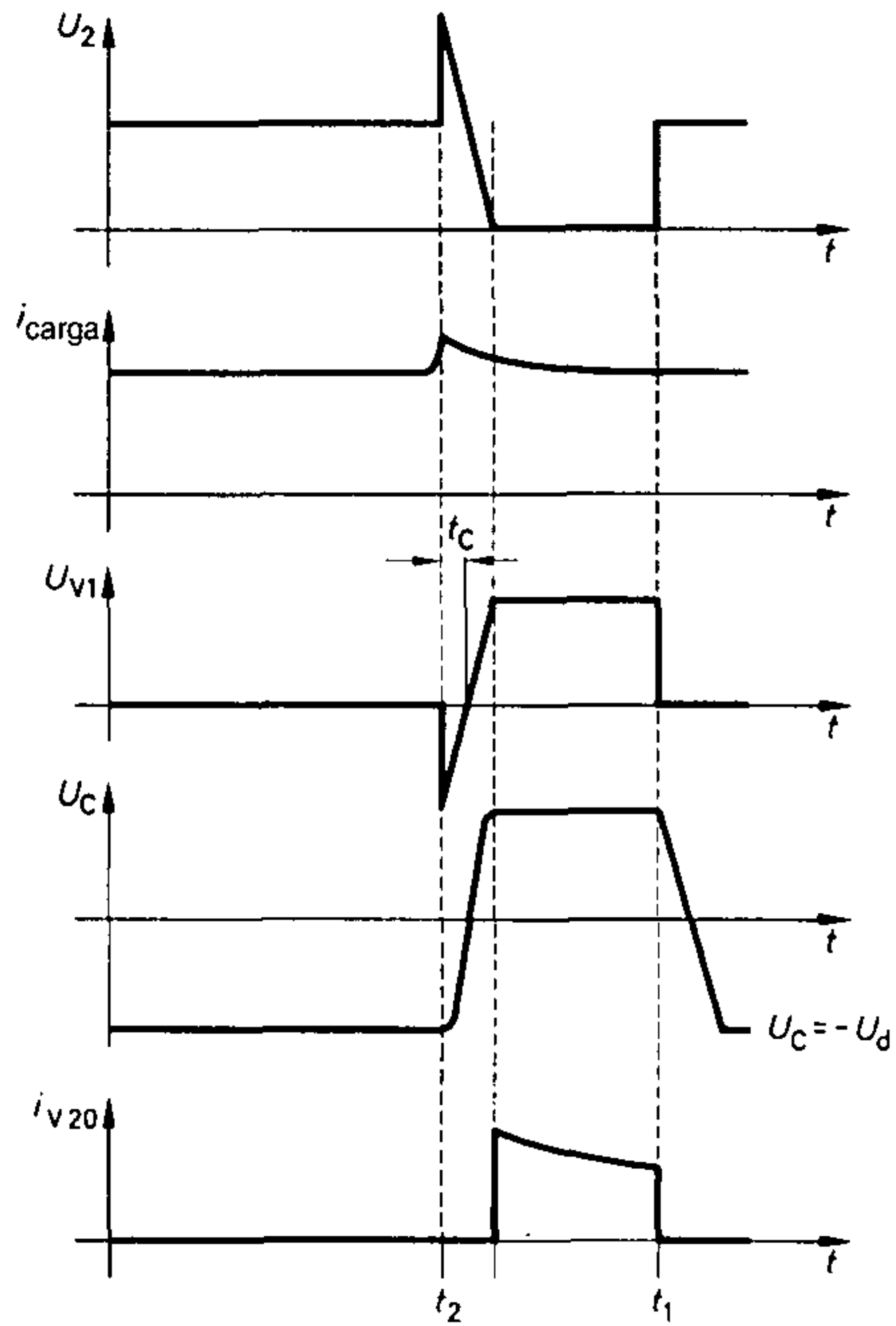


Figura 3.53 Proceso de apagado

Si se dispara nuevamente a V 1, el proceso de encendido descrito toma lugar. Las curvas asociadas de tensión y corriente para el proceso de apagado están dibujadas en la **figura 3.53**. En este caso, se asumió una carga predominantemente inductiva.

### 3.8 Conclusiones

Para un controlador de corriente continua se conoce un gran número de circuitos alternativos prácticos. Se debe distinguir entre circuitos de conmutación afectados por inductancias y circuitos de conmutación con un almacenador de energía capacitiva.

Debido a que estas técnicas dependen grandemente del fabricante, aquí nos referimos a la literatura dada por los fabricantes.

Una diferencia adicional se hace particularmente en el caso de vehículos impulsados con corriente continua tales como ferrocarriles subterráneos, carros eléctricos, montacargas y camiones eléctricos.

### 3.9 Símbolos utilizados

Debido a que, en estos casos, la carga del motor se diseña para operación directa e inversa, hablamos de operación de dos cuadrantes. Si es posible la conmutación inversa del controlador de corriente continua, la energía de frenado del vehículo puede realimentarse al sistema por la operación de generador del motor y hablamos de operación de cuatro cuadrantes.

Los detalles de los diferentes cuadrantes de operación de un motor de corriente continua se presentan en el capítulo 6.

## 3.9 Símbolos utilizados

### 3.9.1 Tensiones

$U$	Valor eficaz de la tensión alterna
$u$	Valor instantáneo de la tensión alterna
$\hat{u}$	Valor pico de la tensión alterna
$U_\alpha$	Valor eficaz de la tensión de carga de control de fase
$u_\alpha$	Valor instantáneo de la tensión de carga de control de fase
$U_c$	Tensión de condensador
$U_d$	Valor medio aritmético de la tensión continua
$U_{red}$	Valor eficaz de la tensión alterna de red
$U_{contr}$	Tensión de control $U_{contr}$
$U_{sin}$	Tensión de sincronización
$U_{reloj}$	Tensión de reloj
$U_{UV}$	} Valor eficaz de la tensión de línea
$U_{VW}$	
$U_{WU}$	
$U_{UN}$	} Valor eficaz de la tensión de fase
$U_{VN}$	
$U_{WN}$	

### 3.9.2 Corrientes

$I$	Valor eficaz de la corriente
$i$	Valor instantáneo de la corriente
$I_\alpha$	Valor eficaz de la corriente de ángulo de control
$i_\alpha$	Valor instantáneo de la corriente de ángulo de control
$i_G$	Corriente de disparo de gate
$I_{carga}$	Corriente de carga
$i_T$	Corriente de tiristor
$i_V$	Corriente de válvula

### 3.9.3 Potencias

$P$	Potencia de corriente alterna
$p$	Valor instantáneo de la potencia de corriente alterna
$P_\alpha$	Potencia de ángulo de control
$P_{\text{máx}}$	Máximo consumo de potencia
$P_0$	Máximo consumo de potencia con $\alpha = 0^\circ$

### 3.9.4 Otras magnitudes

$\alpha$	Angulo de control
$\alpha_0$	Angulo de retardo
$\theta$	Angulo de flujo de corriente
$\tau_{\text{carga}}$	Constante de tiempo de la carga
$\psi$	Punto de conmutación
$\lambda$	Factor de potencia total
$\omega$	Frecuencia angular
$\cos \varphi$	Factor de potencia
$\cos \varphi_1$	Factor de potencia, factor de desplazamiento
$f$	Frecuencia
$f_{\text{conm}}$	Frecuencia de conmutación
$L_{\text{carga}}$	Inductancia de la carga
$L_1, L_2, L_3$	Líneas del sistema trifásico
$N$	Conductor de neutro
$n$	Velocidad de rotación
$R_{\text{carga}}$	Resistencia de carga
$r$	Frecuencia de conmutación
$T$	Período
$t_{\text{on}}$	Tiempo de encendido, duración de encendido
$t_p$	Duración del pulso
$t_0$	Duración del apagado; duración del no-pulso, espacio del pulso
$t_{\text{rr}}$	Tiempo de recuperación inverso
$T_{\text{conm}}$	Duración del período de conmutación
$w_1$	Entrada de corriente de referencia
$w_n$	Entrada de velocidad de rotación de referencia
$x_1$	Valor real de corriente
$x_n$	Valor real de velocidad de rotación

## 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

### 4.1 Terminología básica y definiciones

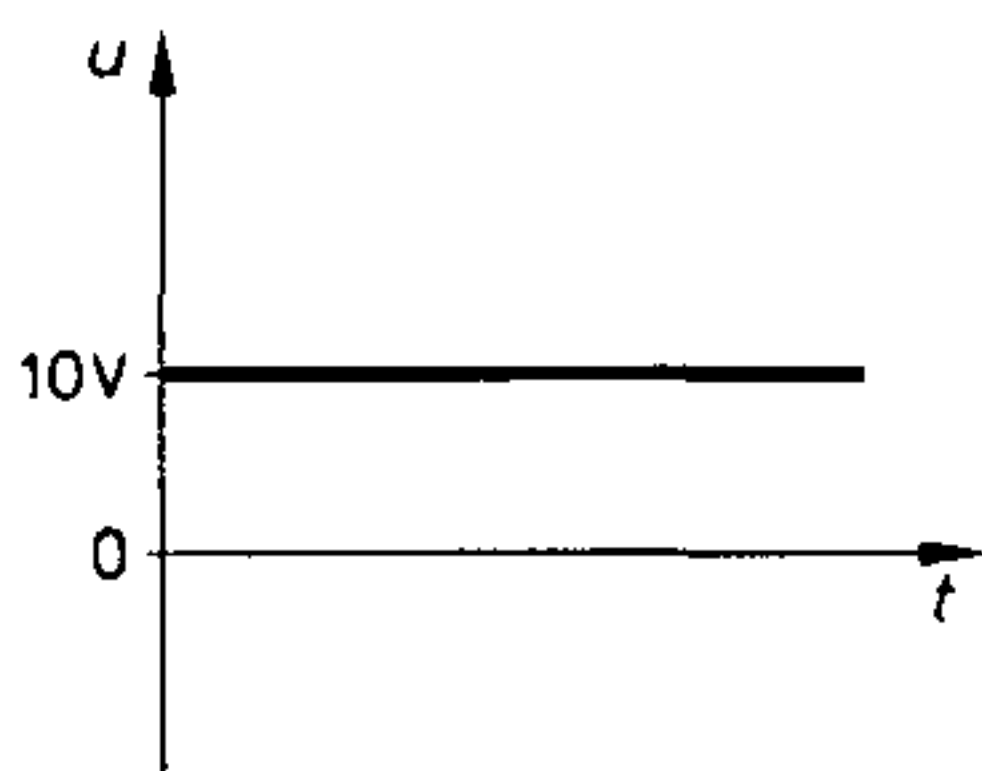
Como ya se mencionó en la sección 1.1, cuando se alimenta instalaciones de corriente continua, se requiere usualmente la rectificación de la corriente trifásica o corriente alterna, puesto que los generadores de corriente continua especiales son cada vez menos comunes. En la electrónica de potencia ocurren elevadas corrientes directas y elevadas tensiones inversas. Por esta razón, en los circuitos listados a continuación se deben utilizar solamente diodos de silicio como válvulas.

En contraste a la tensión continua ideal suministrada por celdas voltaicas o unidades de alimentación de potencia de tensión constante, la tensión de salida de los circuitos rectificadores aquí considerados no es constante con respecto al tiempo. La tensión continua pulsátil — también denominada tensión mixta — se puede medir con instrumentos de bobina móvil (valor medio aritmético) o con instrumentos de hierro móvil (valores eficaces). Si para la medición se utilizan instrumentos rectificadores, también llamados multímetros, se debe tomar en cuenta el factor de forma de la tensión que está siendo medida. Esto es necesario porque la escala de los instrumentos rectificadores está marcada en valores eficaces, empleando el factor de forma  $F = 1,11$ . Este problema se presentó en el capítulo 2, donde se consideró el factor de forma y las magnitudes características más importantes ( $I_{FAV} \neq I_{FRMS}$ ).

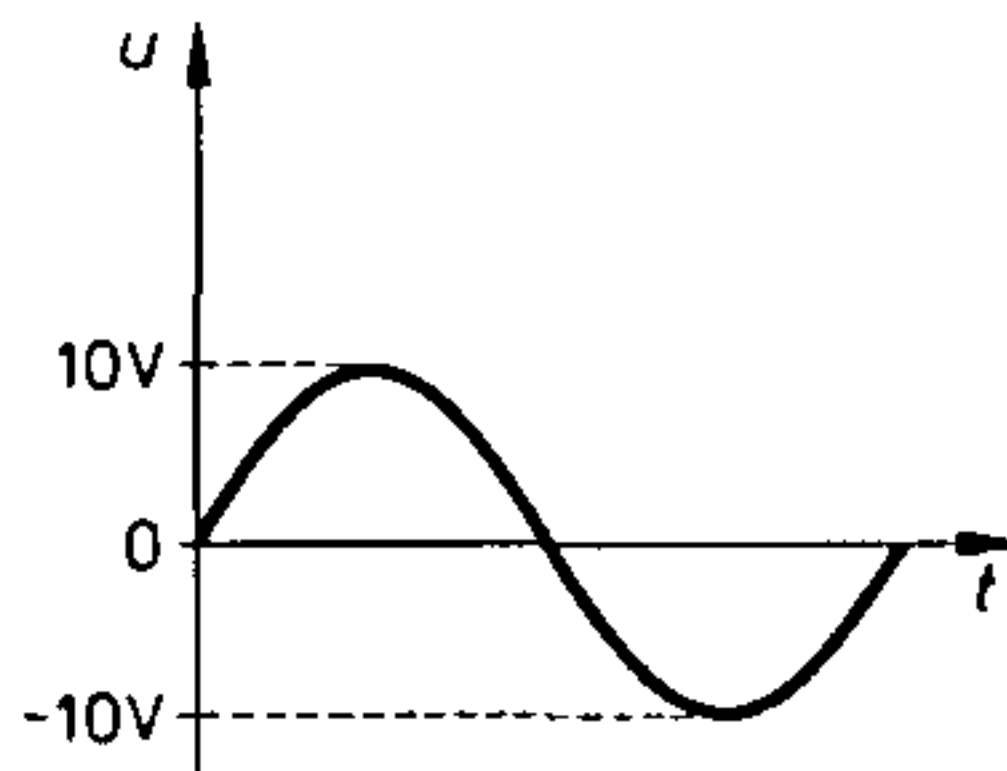
En tensiones y corrientes continuas pulsátiles, la desviación entre el valor medio aritmético y el valor eficaz es atribuible a los armónicos. Esto lo ilustraremos en el siguiente ejemplo.

#### 4.1.1 Ejemplo: tensión pulsátil; corriente pulsátil

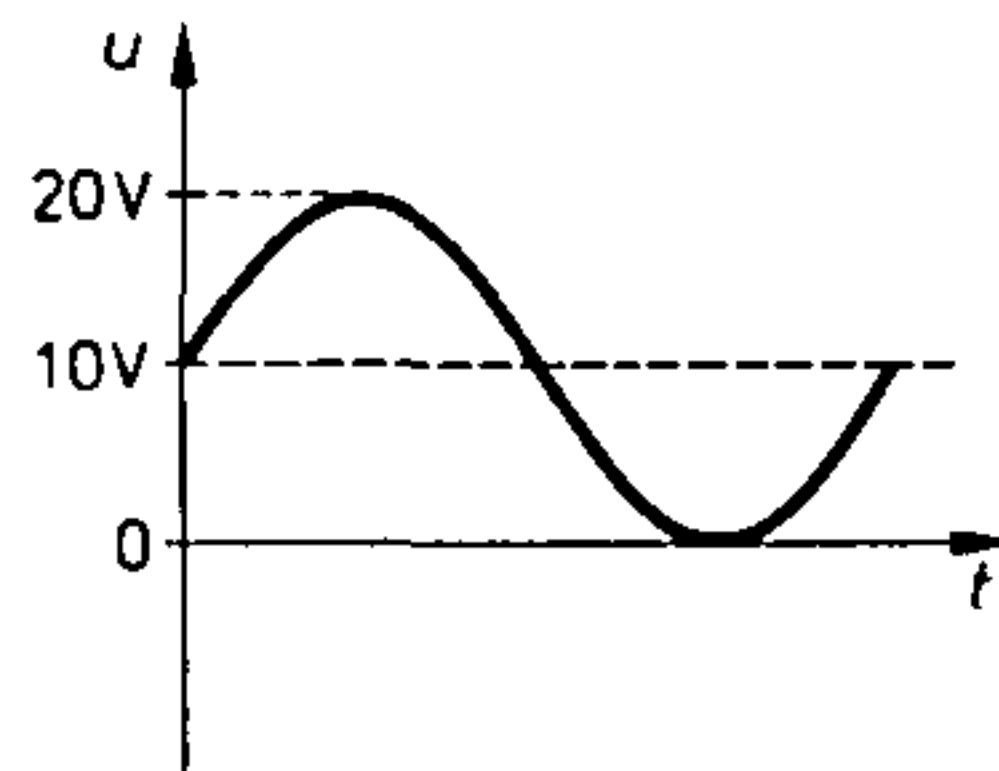
La tensión mixta de la **figura 4.3** consiste de la superposición de la tensión continua ideal  $U_d$  (**figura 4.1**) y la tensión alterna sinusoidal con  $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$  (**figura 4.2**).



**Figura 4.1** Tensión continua ideal  
 $U_d = 10 \text{ V} = \text{constante}$



**Figura 4.2** Tensión alterna  
 $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 7,07 \text{ V}$



**Figura 4.3** Tensión mixta  
 $U_d = 10 \text{ V}$   
 $U_{\text{mixta}} = 12,25 \text{ V}$

#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

Para la curva característica de la tensión en la figura 4.3, el valor medio aritmético de la tensión mixta medida con un instrumento de medición de bobina móvil es:

$$U_d = 10 \text{ V.}$$

El valor eficaz de la tensión mixta es:

$$U_{\text{mixta}} = \sqrt{U_d^2 + \frac{\hat{U}^2}{2}}$$

Con  $U_d = \hat{U} = 10 \text{ V}$ , se obtiene lo siguiente para este ejemplo:

$$U_{\text{mixta}} = \sqrt{\hat{U}^2 + \frac{\hat{U}^2}{2}} = \sqrt{\frac{3}{2}\hat{U}^2} = 1,225 \cdot 10 \text{ V} = 12,25 \text{ V.}$$

Como ya se mencionó, en la práctica estos valores eficaces usualmente se determinan utilizando instrumentos de hierro móvil.

En una carga puramente resistiva, la tecnología de medición diferenciada hasta ahora también se aplica cuando se considera la medición

$$U_d \neq U_{\text{mixta}} \text{ y consecuentemente también } I_d \neq I_{\text{mixta}}.$$

Estas dos desigualdades además permiten una consideración diferente de potencia.

#### 4.1.2 Consideración de potencia

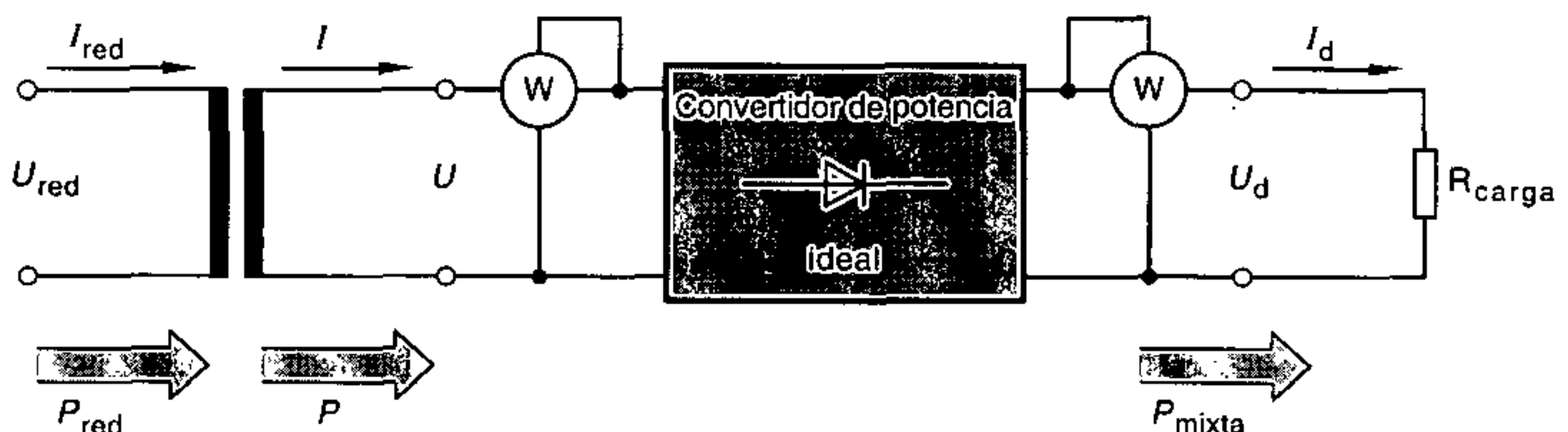
Inicialmente uno puede asumir  $P_{\text{pér}} = 0 \text{ W}$  para el circuito rectificador ideal y consecuentemente:

$$\eta = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = \frac{P_{\text{mixta}} \text{ (lado de tensión continua)}}{P \text{ (lado de tensión alterna)}} = 1.$$

A partir de esta ecuación se puede derivar directamente lo siguiente:

$$P_{\text{(corriente alterna)}} = P_{\text{mixta (corriente continua),}}$$

que además se puede demostrar directamente, utilizando instrumentos de medición electrodinámicos.



**Figura 4.4** Esquema de circuito básico de circuito rectificador ideal con medidores de potencia  $P = P_{\text{mixta}}$

#### 4.1 Terminología básica y definiciones

De acuerdo a la **figura 4.4**, esta afirmación de potencia es correcta solamente en el caso de la expresión:

$$P_{\text{mixta}} = U_{\text{mixta}} \cdot I_{\text{mixta}} > U_d \cdot I_d = P_d.$$

La potencia de corriente continua  $P_{\text{mixta}}$  en acción es consecuentemente mayor que la potencia de corriente continua  $P_d$ .

Si ahora se introduce una potencia de exceso  $P_{\text{ex}} - P_{\text{ex}}$  es causada por la tensión de rizado o por la corriente alterna o contenido armónico – se aplica lo siguiente:

$$P = P_{\text{mixta}} = P_d + P_{\text{ex}} = U_d \cdot I_d + U_{\text{riz ef}}^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{carga}}}.$$

Solamente en el caso ideal con  $U_{\text{riz}} = 0$ , consecuentemente tenemos:

$$U_{(\text{corriente alterna})} = U_d \cdot I_d.$$

La tensión de rizado aquí se define como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las tensiones armónicas:

$$U_{\text{riz ef}} = \sqrt{\sum U_{\gamma}^2} \text{ con } \gamma = 1, 2, 3, \dots$$

En el ejemplo de la sección 4.1.1, la tensión de rizado consiste simplemente de una oscilación sinusoidal fundamental:

$$U_{\text{riz ef}} = \sqrt{U_1^2} = U_1 = \frac{10 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 7,07 \text{ V}.$$

Puesto que, en electrónica de potencia, estos componentes de tensión de rizado son esencialmente dependientes del circuito rectificador concerniente, la introducción de un factor de rizo  $w$  resulta provechosa. Este se obtiene a partir de la relación de tensión de rizado a tensión continua:

$$w = \frac{U_{\text{riz ef}}}{U_d} \text{ o } w = \frac{U_{\text{riz ef}}}{U_d} \cdot 100 \text{ \%}.$$

#### 4.1.3 Ejemplo: Determinación del factor de rizo

Si la tensión reproducida en la figura 4.3 actúa sobre una resistencia de carga  $R_{\text{carga}} = 100 \Omega$ , la potencia real convertida

$$P_{\text{mixta}} = U_{\text{mixta}}^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{carga}}} = \frac{(12,25 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 1,5 \text{ W}$$

consiste de dos componentes:

$$P_d = U_d^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{carga}}} = \frac{(10 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 1 \text{ W} \quad \text{y}$$

$$P_{\text{ex}} = U_{\text{riz ef}}^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{carga}}} = \frac{(7,07 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 0,5 \text{ W}.$$

En este caso, el factor de rizo  $w$  de la tensión continua pulsátil es:

$$w = \frac{U_{\text{riz ef}}}{U_d} \cdot 100 = \frac{7,07 \text{ V}}{10 \text{ V}} \cdot 100 = 70,7 \text{ \%}.$$



## 4.2 Circuito rectificador de media onda (M 1)

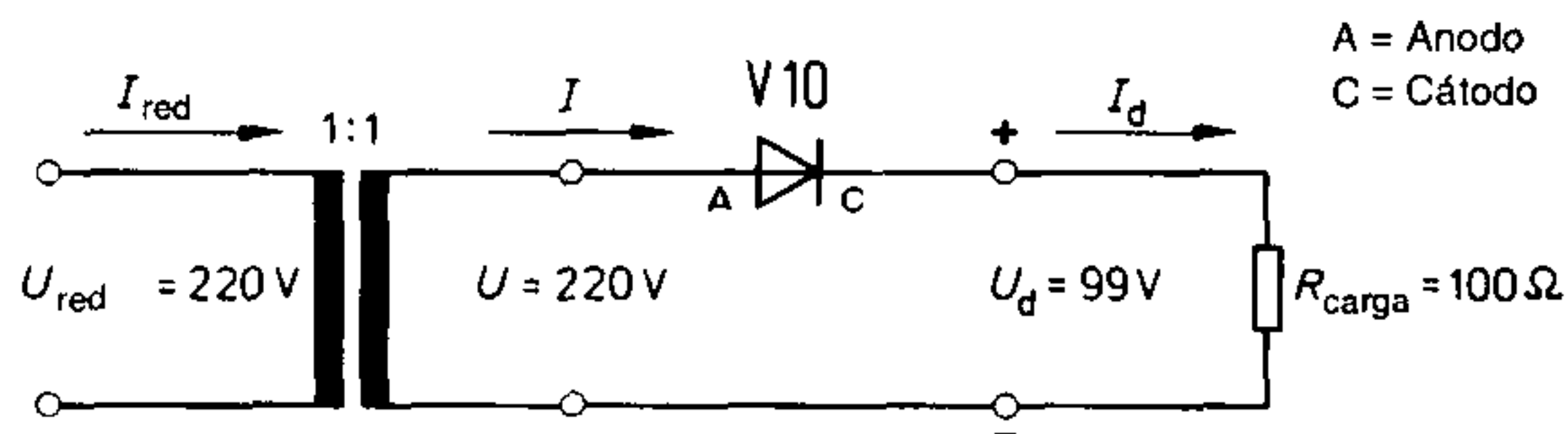
### 4.2.1 Generalidades

En la literatura técnica, el circuito rectificador de media onda también se denomina circuito de rama simple. Sin embargo, éste es de importancia menor en la electrónica de potencia, puesto que sus magnitudes características presentan los valores menos favorables de todos los circuitos convertidores de potencia.

No obstante, debido a su simplicidad, lo consideraremos a continuación, para la comprobación matemática y comprobación mediante medición de las características del convertidor.

### 4.2.2 Consideración de tensión

Puesto que la válvula no controlada V 10 de la **figura 4.5** solamente empieza a conducir cuando el ánodo es positivo respecto al cátodo, existe flujo de corriente a través de la resistencia  $R_{\text{carga}}$  conectada en el lado de corriente continua únicamente durante el semiciclo positivo de la tensión alterna aplicada. Asumiendo que  $r_F \ll R_{\text{carga}}$ , se aplica  $u$  (lado de tensión alterna) =  $u$  (lado de tensión continua) a cada valor instantáneo de este semiciclo. En el semiciclo negativo, por otra parte, bajo la condición de resistencias  $R_{\text{carga}} \ll R_R \approx \infty \Omega$ , el circuito se interrumpe, de manera que  $u = -u_{AC}$ .



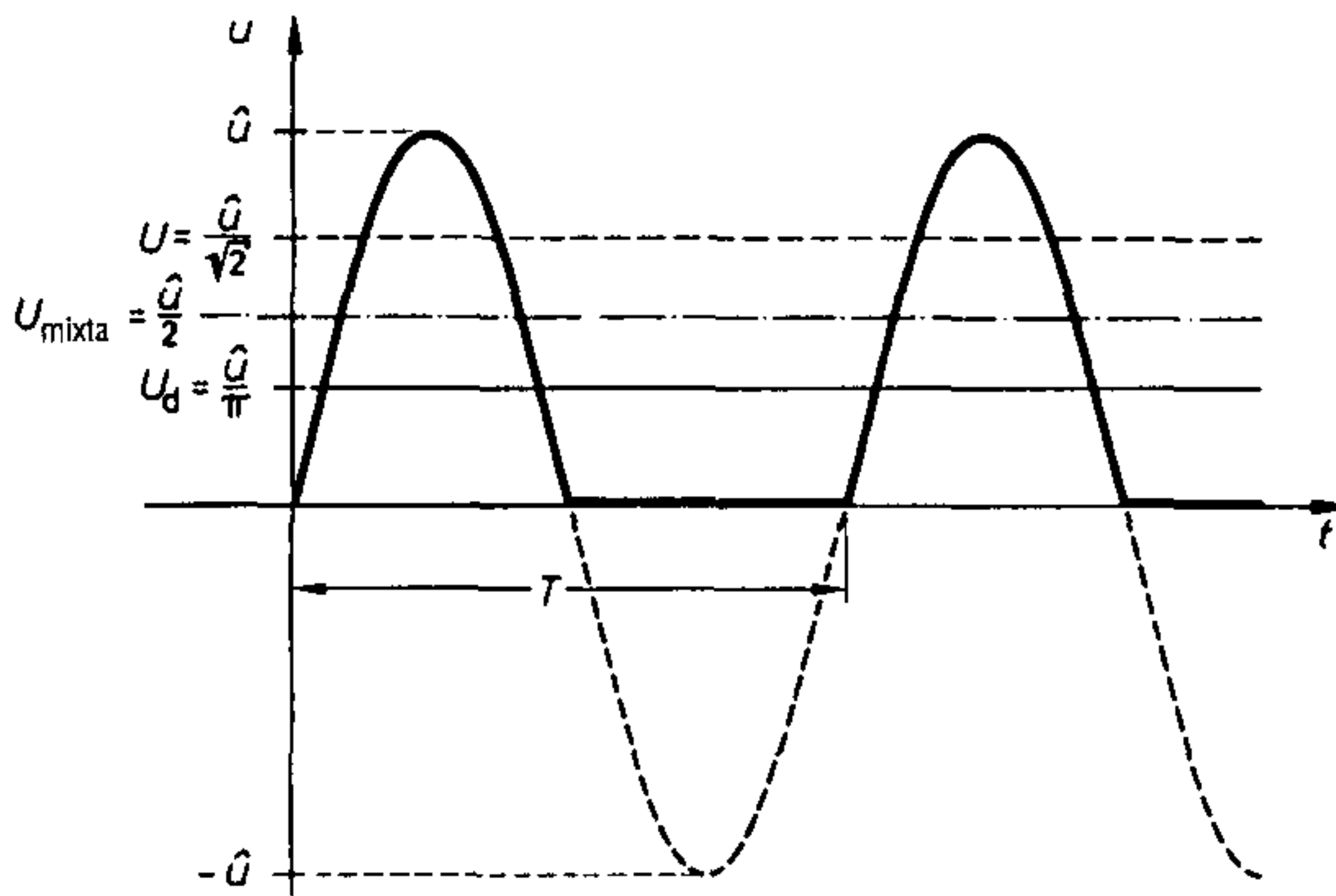
**Figura 4.5** Circuito rectificador de media onda (M 1)

En la **figura 4.6** los valores instantáneos de la tensión continua de salida se trazan con línea continua, y los de la tensión alterna de entrada se trazan con una línea entrecortada. Ambas tensiones se caracterizan por su valor pico  $\hat{u}$ .

Como sabemos, el valor eficaz  $U$  de la entrada sinusoidal de la tensión alterna se calcula de acuerdo a  $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot \hat{u}$  (línea recta entrecortada en la figura 4.6),

mientras que  $U_{\text{mixta}} = \frac{\hat{u}}{2} = \frac{U}{\sqrt{2}}$  ocurre como el valor eficaz de la tensión continua de salida (línea punteada y fina en la figura 4.6).

## 4.2 Circuito rectificador de media onda (M 1)



**Figura 4.6** Tensión continua de salida y tensión alterna de entrada para el convertidor de potencia de media onda

En la práctica, es importante el valor medio aritmético de la tensión continua de salida. Para el circuito M 1, éste es:

$$U_d = \frac{\hat{u}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{\pi} = 0,45 U \quad \text{o} \quad \frac{U}{U_d} = 2,22.$$

Puesto que, en el circuito M1, la formación de tensión continua sólo tiene lugar para la mitad de un período, con una carga resistiva ocurre una corriente altamente intermitente. Sin embargo, en muchas aplicaciones de electrónica de potencia, se debe evitar un espacio en la corriente (la corriente temporalmente llega a cero).

El alisamiento de tensión utilizando condensadores, el cual es por otra parte usual en la tecnología de rectificadores, no es mayormente significativo en este caso, porque las altas corrientes de carga también requieren condensadores muy grandes. En la ingeniería de los convertidores de potencia, el alisamiento de la corriente por lo tanto se ejecuta utilizando inductancias.

La tensión pico inversa periódica  $U_{RRM}$  en el diodo es idéntica al valor pico negativo de la tensión alterna:

$$U_{RRM} = \hat{u} \quad \text{o} \quad \frac{U_{RRM}}{U_d} = 3,14.$$

### 4.2.3 Número de pulsos y factor de rizo

El número de pulsos  $p$  significa el número de bloques de tensión continua que coinciden con un período de la tensión alterna de alimentación. En un circuito rectificador de media onda,  $p = 1$ , ocurre un solo pulso, es decir, un semiciclo sinusoidal por período, mientras en la segunda mitad del período no tiene lugar formación de tensión. Este largo lapso en la tensión es responsable de la alta tensión de rizado y el factor de rizo de la tensión continua con este rectificador.

#### 4.2.3.1 Determinación del factor de rizo $w$

Si una resistencia de  $100 \Omega$  se conecta a una tensión alterna  $U = 220 \text{ V}$ , la potencia convertida en ésta es:

$$P = \frac{U^2}{R_{\text{carga}}} = \frac{220 \text{ V} \cdot 220 \text{ V}}{100 \Omega} = 484 \text{ W (100 \%)}.$$

Si ahora se conecta la resistencia a la misma tensión con un diodo conectado en serie, entonces solamente el  $50 \% \cong 242 \text{ W}$  de la potencia máxima se convierte en la resistencia.

Como se determinó en la sección 4.2.2, en el circuito de media onda:

$$U_d = 0,45 \cdot U = 0,45 \cdot 220 \text{ V} = 99 \text{ V}.$$

La potencia de corriente continua se calcula por este medio como:

$$P_d = \frac{U_d^2}{R} = \frac{99 \text{ V} \cdot 99 \text{ V}}{100 \Omega} = 98,01 \text{ W (100 \%)}.$$

En este caso, la diferencia de potencia o potencia de exceso que ocurre es:

$$P_{\text{ex}} = P - P_d = 242 \text{ W} - 98,01 \text{ W} = 143,99 \text{ W}.$$

Por lo tanto la tensión de rizado presente es

$$U_{\text{riz ef}} = \sqrt{P_{\text{ex}} \cdot R} = \sqrt{143,99 \text{ W} \cdot 100 \Omega} = 120 \text{ V}.$$

El factor de rizo consecuentemente se obtiene como:

$$w = \frac{U_{\text{riz ef}}}{U_d} = \frac{120 \text{ V}}{99 \text{ V}} = 1,21 \quad \text{o} \quad w = 121 \text{ \%}.$$

#### 4.2.4 Consideración de corriente

En general, la corriente continua suministrada por un convertidor consta de componentes suministrados por válvulas contiguas, las cuales están conectadas unas con otras en el lado del cátodo o ánodo. El número de estas ramas de circuito también se denomina como el número de conmutación  $q$ . Puesto que, en este caso de rectificación de media onda, la corriente solamente fluye a través de una rama de válvula, aquí  $q$  debe ser igual a 1.

El componente de corriente de una rama de circuito es idéntico a la corriente directa media  $I_{\text{FAV}}$  de un diodo (excepción: conexión en paralelo de diodos), y consecuentemente:

$$I_{\text{FAV}} = I_d.$$

Por lo tanto en los circuitos de media onda, la duración del flujo de corriente en el diodo además se debe ajustar con el ángulo de flujo de corriente  $\theta = 180^\circ$  durante un semiciclo  $\frac{T}{2}$ .

## 4.2 Circuito rectificador de media onda (M 1)

Puesto que, con una carga puramente resistiva, la corriente  $I_d$  está vinculada a la tensión continua  $U_d$  a través de la Ley de Ohm, es decir,  $U_d = I_d \cdot R_{\text{carga}}$ , los factores de conversión determinados cuando se consideró la tensión de la sección 4.2.2 también se aplican aquí:

$$I_d = \frac{\hat{i}}{\pi} \quad \text{y} \quad I_{\text{mixta}} = \frac{\hat{i}}{2}$$

La relación de corriente

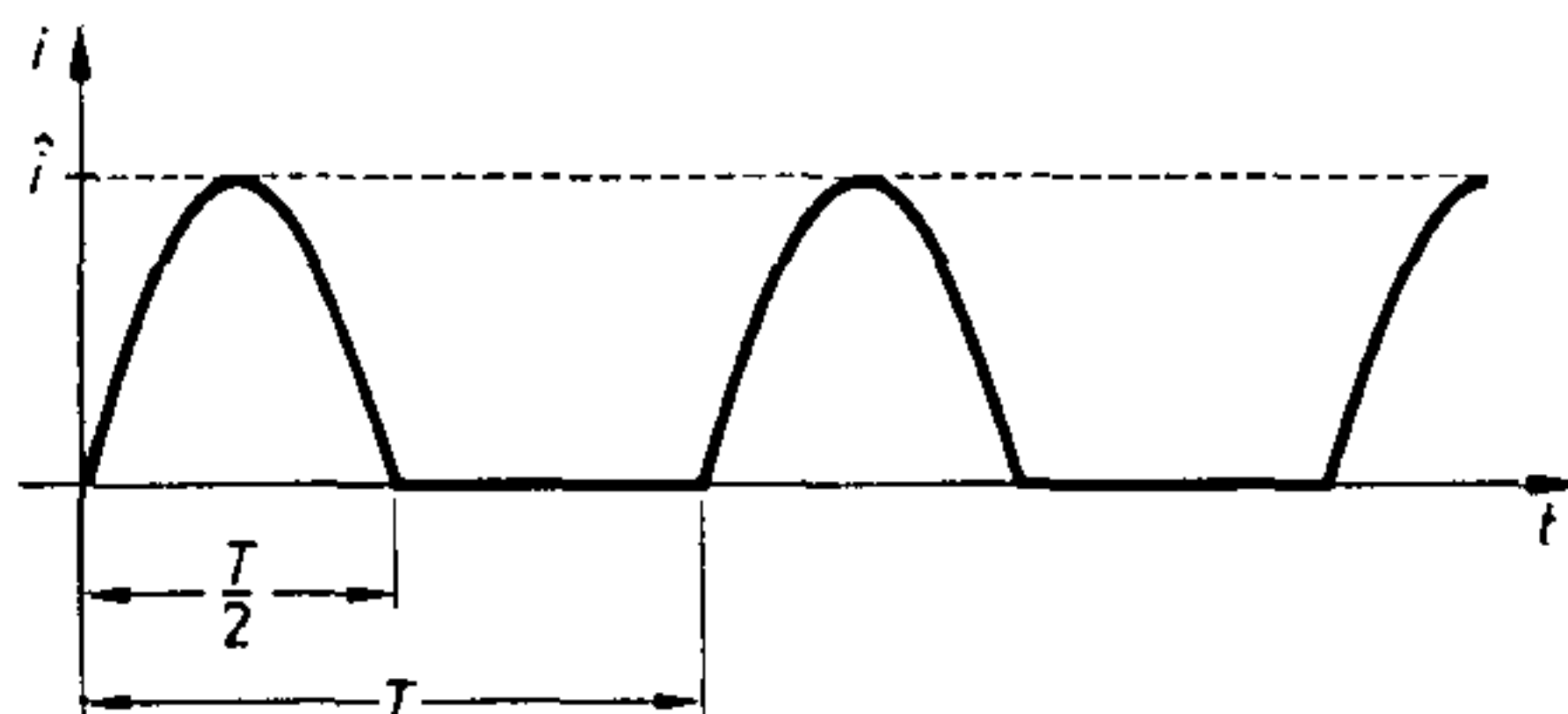
$$\frac{I_{\text{mixta}}}{I_d} = \frac{\hat{i} \cdot \pi}{2 \cdot \hat{i}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

también es frecuentemente listada como una magnitud relacionada. En rectificación de media onda, este valor numérico también se aplica a la relación  $\frac{I_{\text{FRMS}}}{I_d}$ , puesto que la corriente de fase es:

$$I = I_{\text{FRMS}} = I_{\text{mixta}}$$

Si el transformador (figura 4.5) también se incluye cuando se considera la corriente, surge una contradicción evidente. Aún con un transformador libre de pérdidas y con relación de transformación  $r = 1$ , el valor eficaz de la corriente de fase del lado primario  $I_{\text{red}}$  es menor que el valor eficaz de la corriente de fase del lado secundario  $I$ .

Explicaremos este hecho con la ayuda del siguiente diagrama (**figura 4.7**).

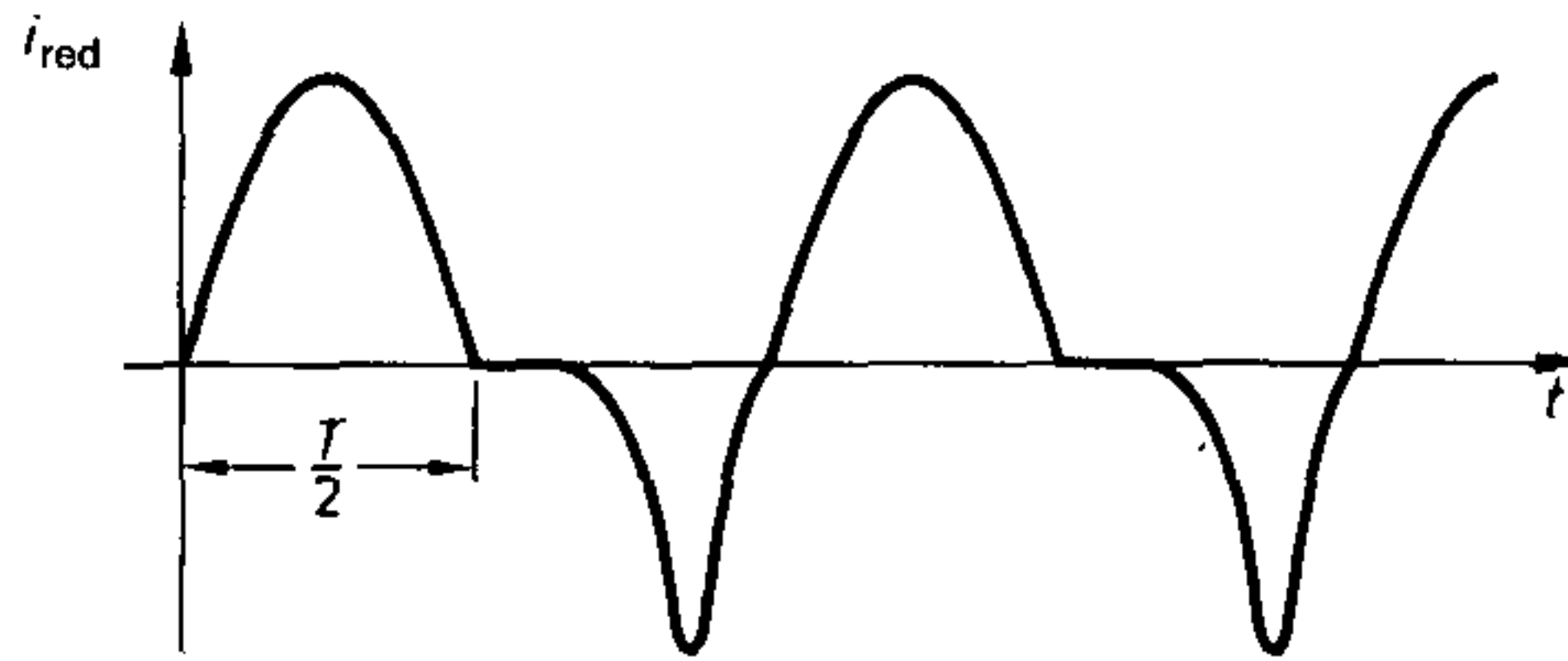


**Figura 4.7** Corriente de fase del lado secundario  $I$  con rectificación de media onda de precisión con carga puramente resistiva

Como ya se mencionó, la corriente de entrada de un convertidor de potencia de media onda es una corriente mixta, que consiste de un componente de corriente continua y uno de corriente alterna. Puesto que, sin embargo, un transformador solamente transmite corrientes alternas, el componente de corriente continua sólo fluye a través del bobinado secundario. Este, a su vez, resulta en premagnetización en el núcleo del transformador, lo cual se toma en consideración acordemente cuando se diseña el transformador convertidor.

En el caso ideal, el diagrama de línea de la corriente alterna primaria  $I_{\text{red}}$  se puede determinar desplazando los ejes de tiempo de la corriente mixta secundaria  $I$ . Para asegurar esto se necesita que las dimensiones de las áreas de corriente/tiempo positivas y negativas sean iguales. Lo que se obtiene realmente, sin embargo, es una curva cualitativa como de la **figura 4.8**.

#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)



**Figura 4.8** Curva cualitativa de corriente primaria para rectificación M1 con carga resistiva

Durante el semiciclo positivo, la potencia es consecuentemente transmitida al lado secundario. La energía de magnetización del transformador, por otra parte, es cubierta mediante un elevado pulso de corriente durante el semiciclo negativo de la tensión. En la sección 4.2.3.1, el factor de rizo de esta curva no sinusoidal (figura 4.7) se determinó como  $w = 121\%$ . La corriente alterna primaria bajo condiciones ideales es consecuentemente:

$$I_{red} = 1,21 \cdot I_d.$$

Puesto que, sin embargo, la corriente mixta secundaria se calcula como

$$I_{mixta} = 1,57 \cdot I_d$$

entonces, a pesar del igual número de espiras del lado primario y del lado secundario, ( $N_1 = N_2$ ), la relación de corriente no es 1, sino

$$\frac{I}{I_{red}} = \frac{I_{mixta}}{I_{red}} = \frac{1,57}{1,21} = 1,3.$$

Como ya se indicó, este estado es de particular significado cuando se calculan transformadores convertidores de potencia, y juega un papel importante en la sección 4.2.5.

#### 4.2.5 Consideración de potencia

Para tensiones y corrientes continuas ideales se introduce el concepto de potencia de corriente continua.

$$P_d = U_d \cdot I_d$$

Sin embargo, en la sección 4.1.2, se demostró que la potencia de la tensión continua pulsátil es

$$P_{mixta} = U_{mixta} \cdot I_{mixta}.$$

En un convertidor de potencia libre de pérdidas, ésta es idéntica a la potencia de corriente alterna secundaria  $P$ .

Se aplica lo siguiente para la potencia aparente  $S$  en el bobinado secundario:

$$S = U \cdot I = \frac{\pi \cdot U_d}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I_d = 3,49 U_d \cdot I_d = 3,49 P_d.$$

#### 4.2 Circuito rectificador de media onda (M 1)

Sin embargo, considerando la relación de transformación general  $r$ , la potencia de red es

$$S_{\text{red}} = U_{\text{red}} \cdot I_{\text{red}} = r \cdot U \cdot \frac{1,21 \cdot I_d}{r} = \frac{\pi \cdot U_d}{\sqrt{2}} \cdot 1,21 I_d = 2,69 P_d.$$

El cálculo de transformadores se basa en la potencia aparente  $S = U \cdot I$ . No se necesita considerar el factor de potencia  $\cos \varphi$ , porque el circuito magnético y el aislamiento están diseñados en base a la amplitud de la tensión de operación, mientras que la sección del conductor y medida de enfriamiento se seleccionan en función del valor eficaz de la corriente.

En la ingeniería eléctrica convencional, la igualdad de potencia aparente primaria y secundaria se aplica a un transformador ideal. La base de esta igualdad es la suposición de tensiones y corrientes sinusoidales. Esta suposición, sin embargo, raramente se aplica en electrónica de potencia. Las tensiones sinusoidales de hecho ocurren en un transformador convertidor de potencia, pero las formas de onda de la corriente no son sinusoidales y son frecuentemente diferentes en los lados primario y secundario:

$$S_{\text{red}} \neq S.$$

En base a esta igualdad, consecuentemente se ha sido introducido en la ingeniería de convertidores de potencia el término «relación de diseño del transformador»  $S_T$ , para tener en cuenta los esfuerzos especiales causados por los componentes de corriente continua que ocurren en el lado secundario.

Esta relación de diseño, que también se denomina relación kVA equivalente de dos bobinados o potencia nominal, corresponde, como el nombre sugiere, al valor medio de la potencia primaria y secundaria.

En el caso de un convertidor de potencia de media onda:

$$S_T = \frac{1}{2} (S_{\text{red}} + S) = \frac{1}{2} (2,69 + 3,49) P_d = 3,09 P_d.$$

Este resultado claramente muestra la pobre utilización del transformador convertidor de potencia en el circuito convertidor de media onda.

Nota: En muchas tablas, también se da la relación de potencia, y  $S_T$  es frecuentemente reemplazada por  $P_T$ .

Los valores desfavorables del factor de rizo y de la relación de diseño del transformador son los principales argumentos contra el uso de un convertidor de potencia de media onda. Por esta razón, prescindiremos de la investigación del comportamiento de este convertidor con carga resistiva-inductiva.

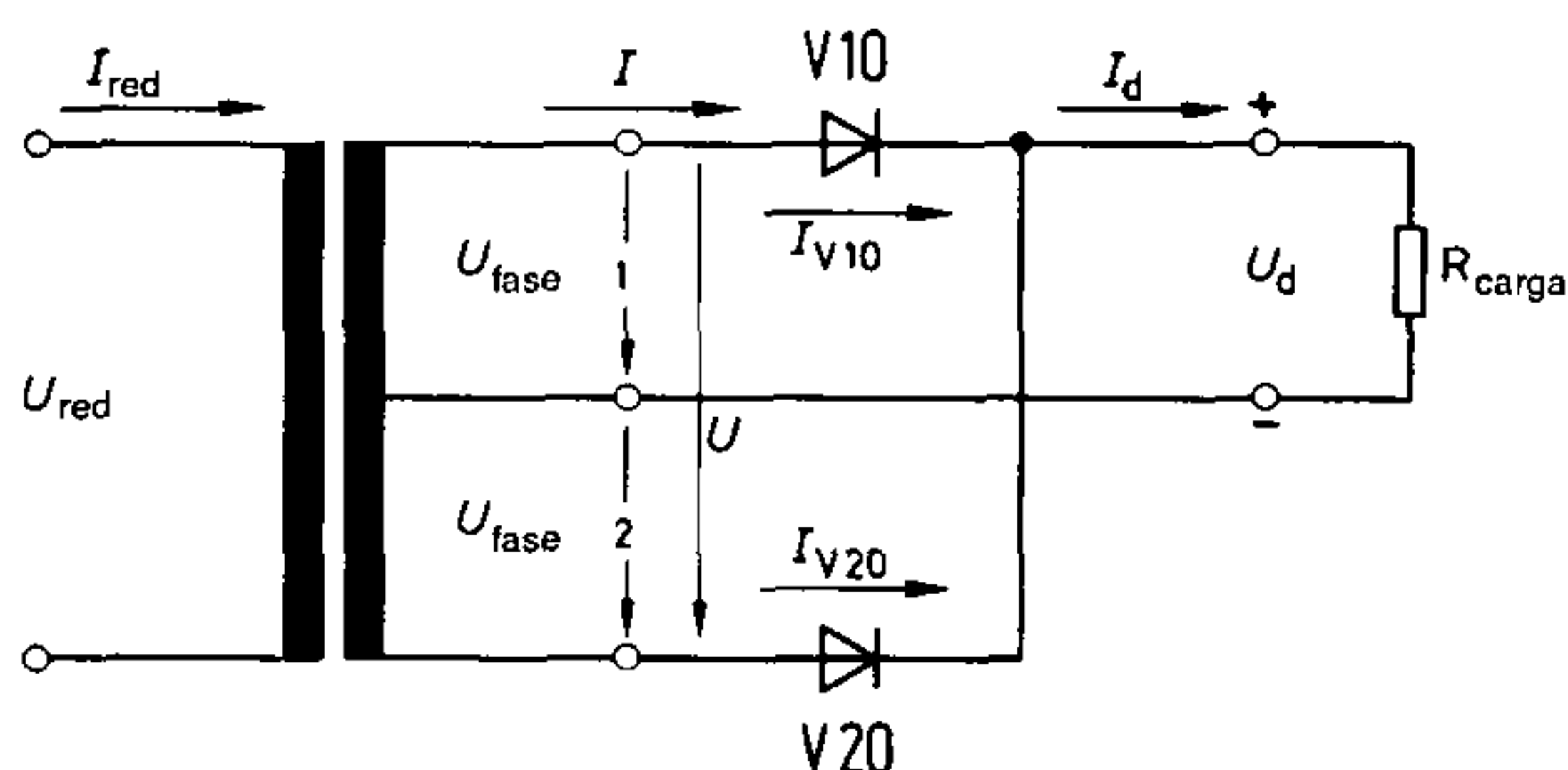
## 4.3 Convertidores de potencia de onda completa

### 4.3.1 Generalidades

De entre los circuitos de onda completa, consideraremos los circuitos con toma central y en puente. En estos circuitos, a diferencia del circuito de media onda, el semiciclo negativo de la tensión alterna de red se utiliza para rectificación, en adición al semiciclo positivo. En el caso del circuito de toma central, se provee un transformador con un diseño especial en el bobinado, mientras que el circuito en puente puede ser conectado directamente a la red, sin la conexión intermedia de un transformador. Esta es otra razón por la cual el circuito de onda completa se prefiere en la práctica.

### 4.3.2 Circuito con toma central de onda completa (M 2)

La base de este circuito con toma central (M o M 2) es un transformador convertidor con una toma central en el lado secundario. De acuerdo a la **figura 4.9**, el circuito M 2 se define como la conexión en paralelo de dos circuitos de media onda.



**Figura 4.9** Circuito rectificador de onda completa M 2

En base a la notación para circuitos trifásicos, aquí es oportuno denominar al lado secundario como un bobinado bifásico con las tensiones de fase  $U_{fase 1}$  y  $U_{fase 2}$ . La tensión fase-fase es entonces:

$$U = U_{fase 1} + U_{fase 2}.$$

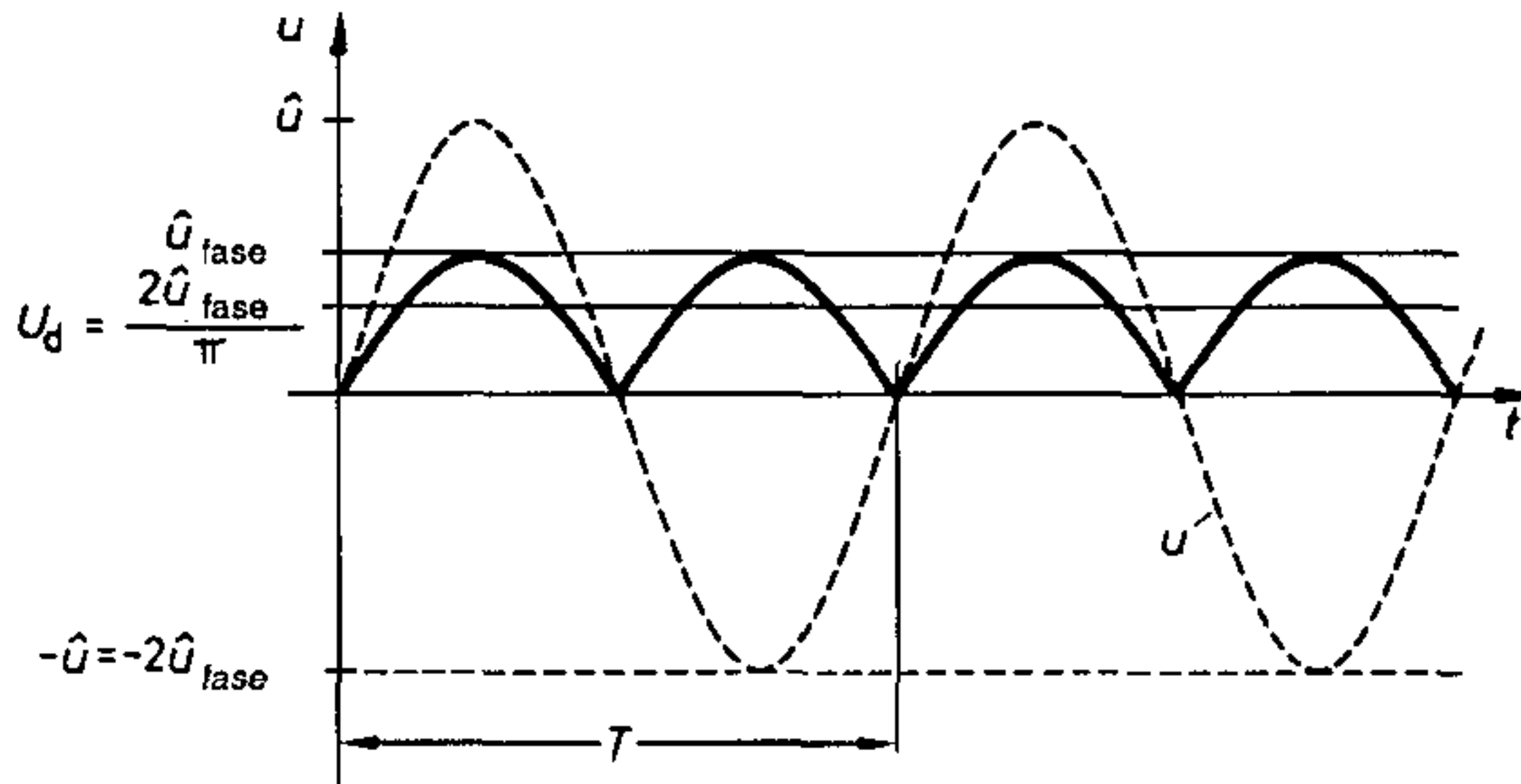
La tensión continua de salida de este circuito es por lo tanto dos veces más alta que cuando se utiliza solamente un bobinado de fase.

$$U_d = \frac{2 \cdot \hat{u}_{fase}}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} U_{fase}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U = 0,45 U.$$

Por lo tanto los diodos deben ser también determinados para dos veces la tensión inversa. Es una ventaja asegurar que las válvulas tengan el mismo potencial y puedan consecuentemente ser montadas directamente en un disipador de calor.

### 4.3 Convertidores de potencia de onda completa

Como ya se mencionó, este circuito no es muy importante en electrónica de potencia. Por lo tanto los valores característicos del circuito M 2 sólo se han incluido en el sumario (figura 4.21) para completarlo. En la figura 4.10, la curva de tiempo de la tensión continua de salida se dibuja con una línea continua, mientras que la tensión alterna de entrada fase-fase se representa mediante una línea entrecortada.



**Figura 4.10** Tensión continua de salida y tensión alterna de entrada fase-fase del convertidor de potencia de onda completa M 2

#### 4.3.3 Circuito en puente de onda completa (B 2)

Este circuito en puente (B o B 2) también se denomina circuito en puente de una fase o circuito Graetz. Como fue mencionado primero, éste tiene muchas ventajas sobre los circuitos rectificadores considerados anteriormente y es frecuentemente utilizado en la práctica.

##### 4.3.3.1 Consideración de tensión

Junto a las ventajas, existe también la desventaja menor con el B 2 de la tensión directa duplicada de válvula V 10 y V 40, y de V 20 y V 30, puesto que en cada caso dos válvulas que conducen corriente continua están conectadas en serie.

Según la figura 4.11, éstas son las válvulas V 10 y V 40 durante el semiciclo positivo de la tensión alterna de red y V 20 y V 30 durante el semiciclo negativo. Considerando las tensiones directas de los diodos, entonces tenemos:

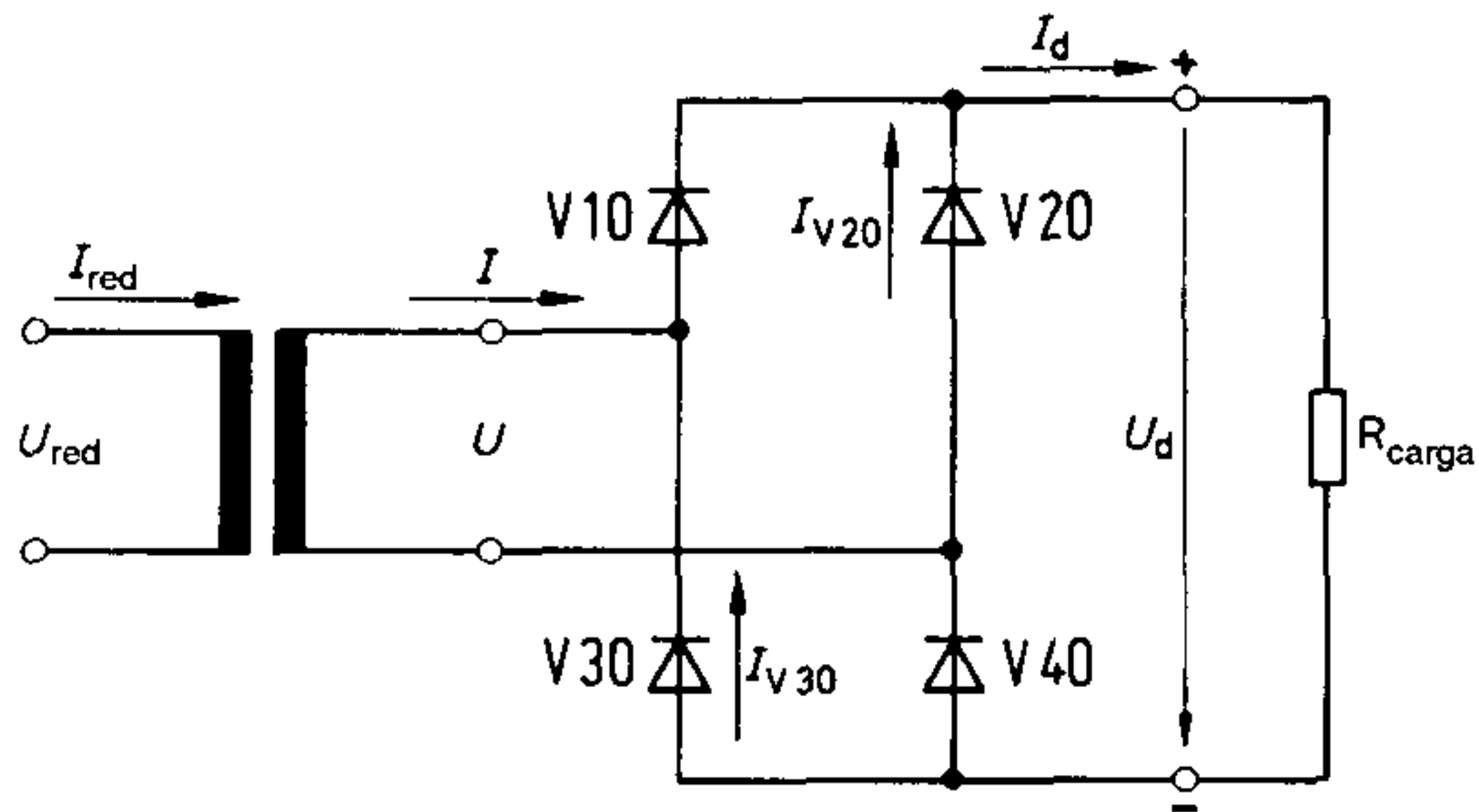
$$U_d = U - 2 U_F.$$

En el caso de alta tensión continua de salida, sin embargo, podemos hacer una buena aproximación:

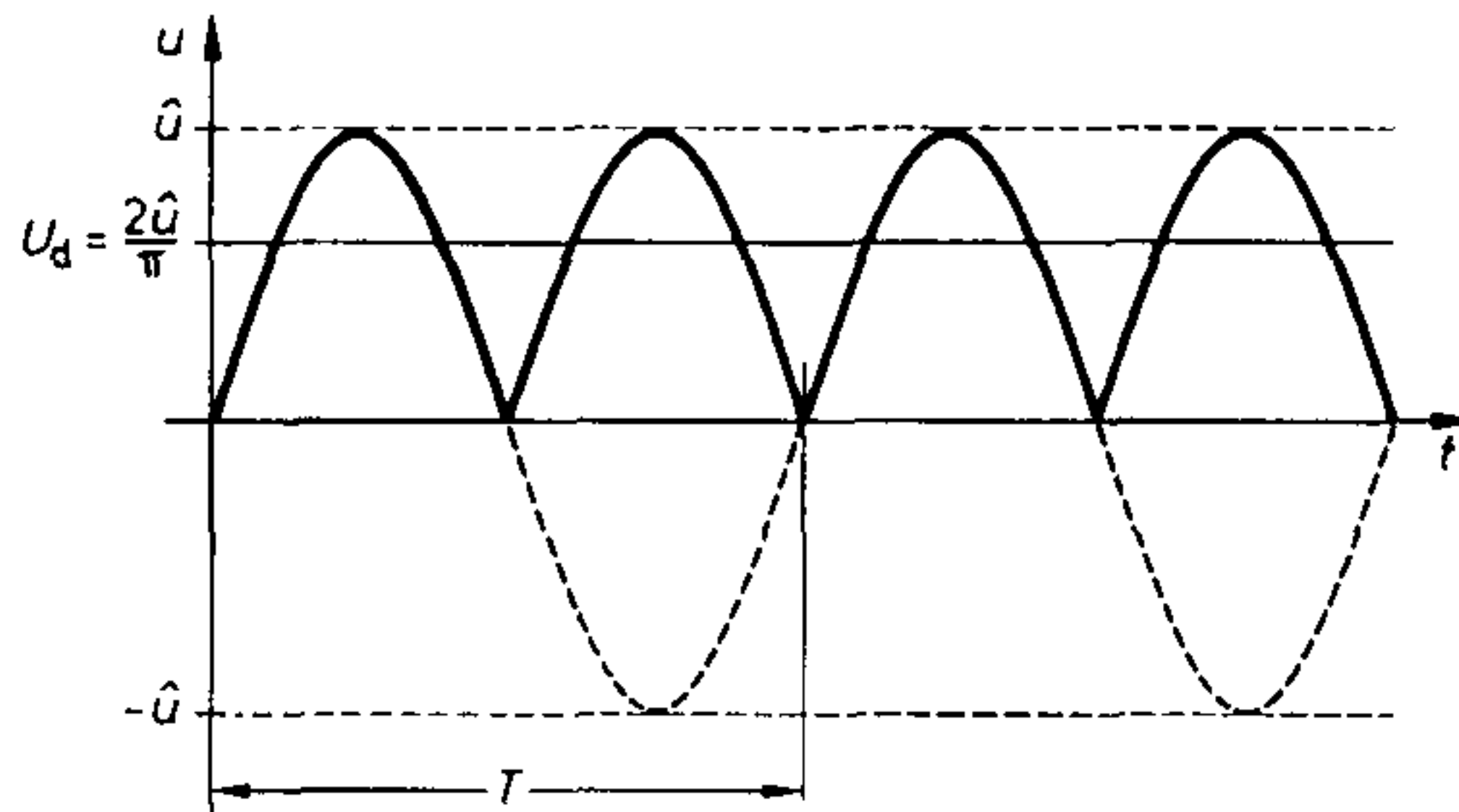
$$U_d \approx U.$$



4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)



**Figura 4.11** Circuito rectificador en puente de onda completa (B 2)



**Figura 4.12** Tensión continua de salida y tensión alterna de entrada para el convertidor de potencia de onda completa B 2

Debido al área tensión/tiempo doble en la **figura 4.12**, comparado con el rectificador M 1, el valor aritmético ideal es:

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u} = 0,637 \hat{u} \\
 &= \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U = 0,9 U.
 \end{aligned}$$

De arriba sigue que

$$\frac{U}{U_d} = 1,11 \quad \text{con } U = U_{\text{mixta}}.$$

Entonces, con  $U_{\text{RRM}} = \hat{u}$ , se aplica lo siguiente para la relación de tensión inversa:

$$\frac{\hat{u}}{U_d} = \frac{U_{\text{RRM}}}{U_d} = \frac{\hat{u} \pi}{2 \hat{u}} = \frac{\pi}{2} = 1,57.$$

### 4.3 Convertidores de potencia de onda completa

Transponiendo la ecuación, obtenemos:

$$U_{RRM} = 1,57 \cdot U_d,$$

lo cual se debe tomar en cuenta cuando se selecciona las válvulas.

#### 4.3.3.2 Número de pulsos y factor de rizo

Según la figura 4.12, ocurren dos pulsos de tensión por periodo de tensión de entrada alterna. El número de pulsos es por lo tanto  $p = 2$ .

Con  $\cos \varphi = 1$ , el 100 % de la conversión de potencia implicada es en este caso:

$$U \cdot I = P = P_{mixta} = \left( \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{carga}}.$$

Para el circuito B 2, el factor de rizo es entonces:

$$\begin{aligned} w &= \frac{U_{riz\ ef}}{U_d} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\frac{\hat{u}^2}{2} - \frac{4 \hat{u}^2}{\pi^2}}}{\frac{2 \hat{u}}{\pi}} \cdot 100 \\ &= \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \cdot 100 = 48,3 \%. \end{aligned}$$

#### 4.3.3.3 Consideración de corriente

Puesto que la corriente continua  $I_d$  fluye alternadamente en las dos ramas del circuito, el número de conmutación es  $q = 2$ . Conmutación es la transferencia de corriente desde una rama hacia la otra. Con iguales bloques de tensión, las corrientes en las dos ramas también son iguales. La corriente directa media  $I_{FAV}$  de la válvula es consecuentemente igual a la mitad de la corriente  $I_d$  a través de la carga:

$$I_{FAV} = \frac{1}{2} I_d.$$

Para el valor eficaz de la corriente directa de la válvula  $I_{FRMS}$ , obtenemos:

$$I_{FRMS} = 0,785 \cdot I_d.$$

El ángulo de flujo de corriente de cada rama de válvula es aquí nuevamente  $\theta = 180^\circ$ . A partir del modo de operación del circuito B2 sigue que, con una carga resistiva, la corriente de fase secundaria  $I$  es sinusoidal. Puesto que, sin embargo, el valor eficaz de la corriente de fase y corriente directa coinciden una con otra,

$$I_{mixta} = I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \text{ y con } \frac{\hat{u}}{U_d} = \frac{\pi}{2}.$$

$$\text{(sección 4.3.3.1) además } \frac{\hat{i}}{I_d} = \frac{\pi}{2}$$

#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

Por medio de eso podemos llegar a la relación de corriente:

$$\frac{I}{I_d} = \frac{\hat{i} \cdot \pi}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot \hat{i}} = 1,11.$$

Para el transformador, con  $r = 1$ ,  $I_{red} = I$ , y también obtenemos

$$\frac{I_{red}}{I_d} = 1,11.$$

#### 4.3.3.4 Consideración de potencia

Utilizando los resultados del capítulo anterior,  $U = 1,11 \cdot U_d$  e  $I = 1,11 \cdot I_d$ , la potencia aparente se puede calcular como:

$$S = U \cdot I = 1,11 \cdot U_d \cdot 1,11 \cdot I_d = 1,23 \cdot P_d.$$

En un transformador libre de pérdidas, ésta es igual a la potencia aparente primaria:

$$S_{red} = U_{red} \cdot I_{red} = S = 1,23 \cdot P_d$$

y la relación de diseño del transformador se obtiene como:

$$S_T = \frac{1}{2} (S_{red} + S) = 1,23 P_d.$$

El circuito B 2 consecuentemente tiene la relación de diseño más favorable de los circuitos rectificadores con conexión de corriente alterna considerados hasta ahora (vea además la figura 4.21).

#### 4.3.4 Convertidor de potencia de onda completa con carga inductiva

Las cargas de naturaleza resistiva-inductiva predominan en electrónica de potencia, por ejemplo la alimentación a los bobinados de excitación de máquinas eléctricas. El circuito básico corresponde a la figura 4.11, en el cual la resistencia de carga solamente tiene que ser reemplazada por una inductancia de carga. Puesto que las inductancias actúan como almacenadores de energía y traen consigo alisamiento de corriente, la corriente continua de la válvula cambia desde un semiciclo sinusoidal con  $L = 0$  H hasta una forma de onda rectangular en la medida que la inductancia aumenta (**figura 4.13**).

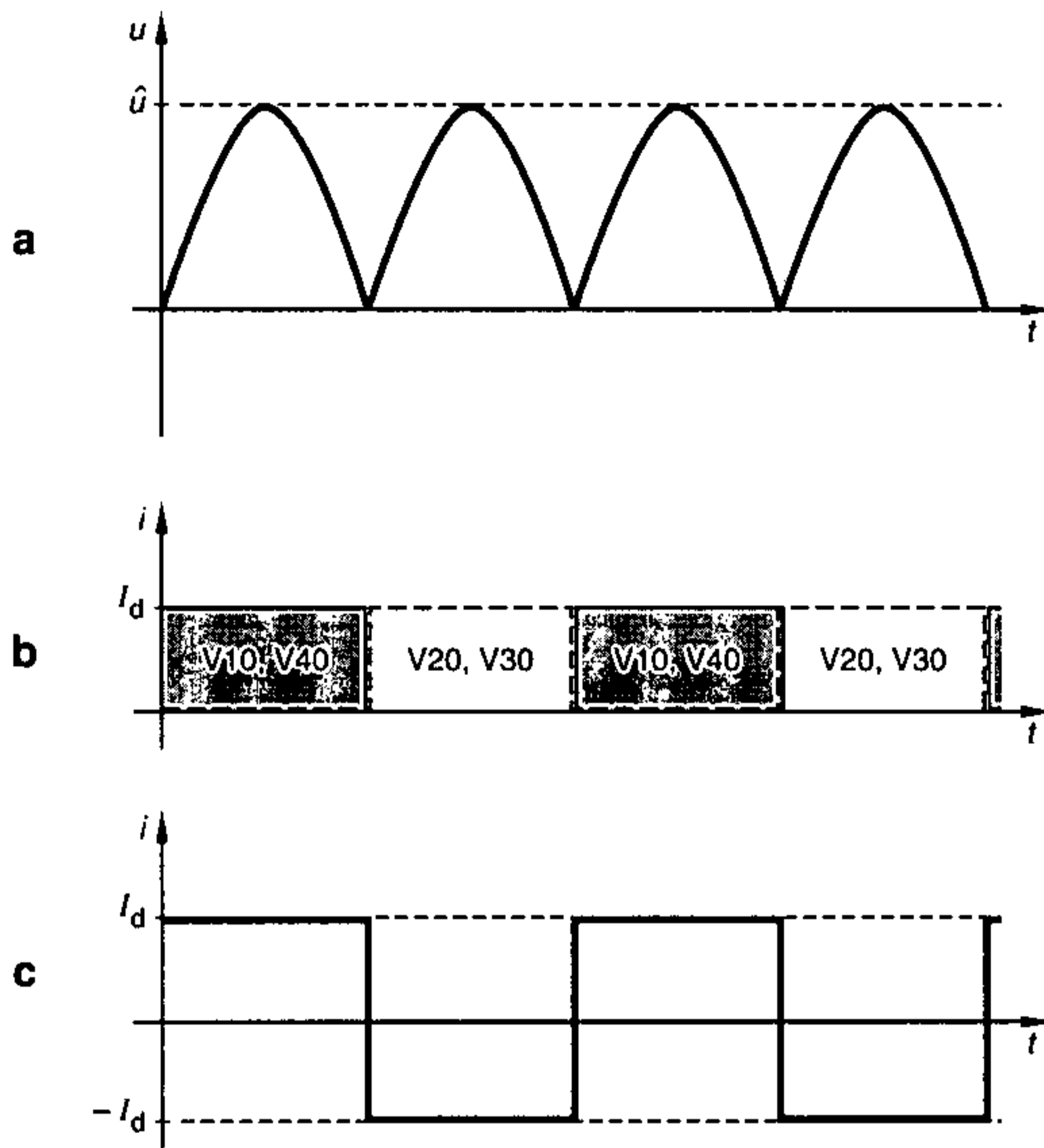
Mientras este tipo de carga también muestra un factor de rizo de tensión de  $w = 48,3 \%$ , el factor de rizo de la corriente ha decaído a  $w = 0 \%$  como resultado de la fuerte influencia inductiva.

Por lo tanto, para corriente continua ideal,  $I_{mixta} = I_d = I$ , la potencia aparente secundaria se puede calcular como:

$$S = U \cdot I = 1,11 \cdot U_d \cdot 1,0 \cdot I_d = 1,11 \cdot P_d.$$

Este valor más favorable también se aplica para la potencia aparente del lado primario y la relación de diseño del transformador convertidor.

4.3 Convertidores de potencia de onda completa



**Figura 4.13**

- a) Curva de tiempo de la tensión alterna con  $p = 2$
- b) Corriente continua  $I_d$  con corrientes de válvula  $i_{V10} = i_{V40}$  (línea continua) e  $i_{V20} = i_{V30}$  (línea entrecortada)
- c) Corriente alterna de entrada de onda rectangular

El valor eficaz de una corriente mixta de onda rectangular es  $I_{mixta} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d$  con  $T_p = T_0$ .

La siguiente relación de corriente consecuentemente se aplica para el diseño de válvula:

$$\frac{I_{FRMS}}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707.$$

Estos valores característicos para una carga inductiva también han sido incluidos en las líneas y columnas apropiadas de la figura 4.21.

## 4.4 Convertidor de potencia de tres pulsos

### 4.4.1 Generalidades

Los convertidores de potencia para altas y extremadamente altas relaciones están diseñados para conectarse al sistema trifásico.

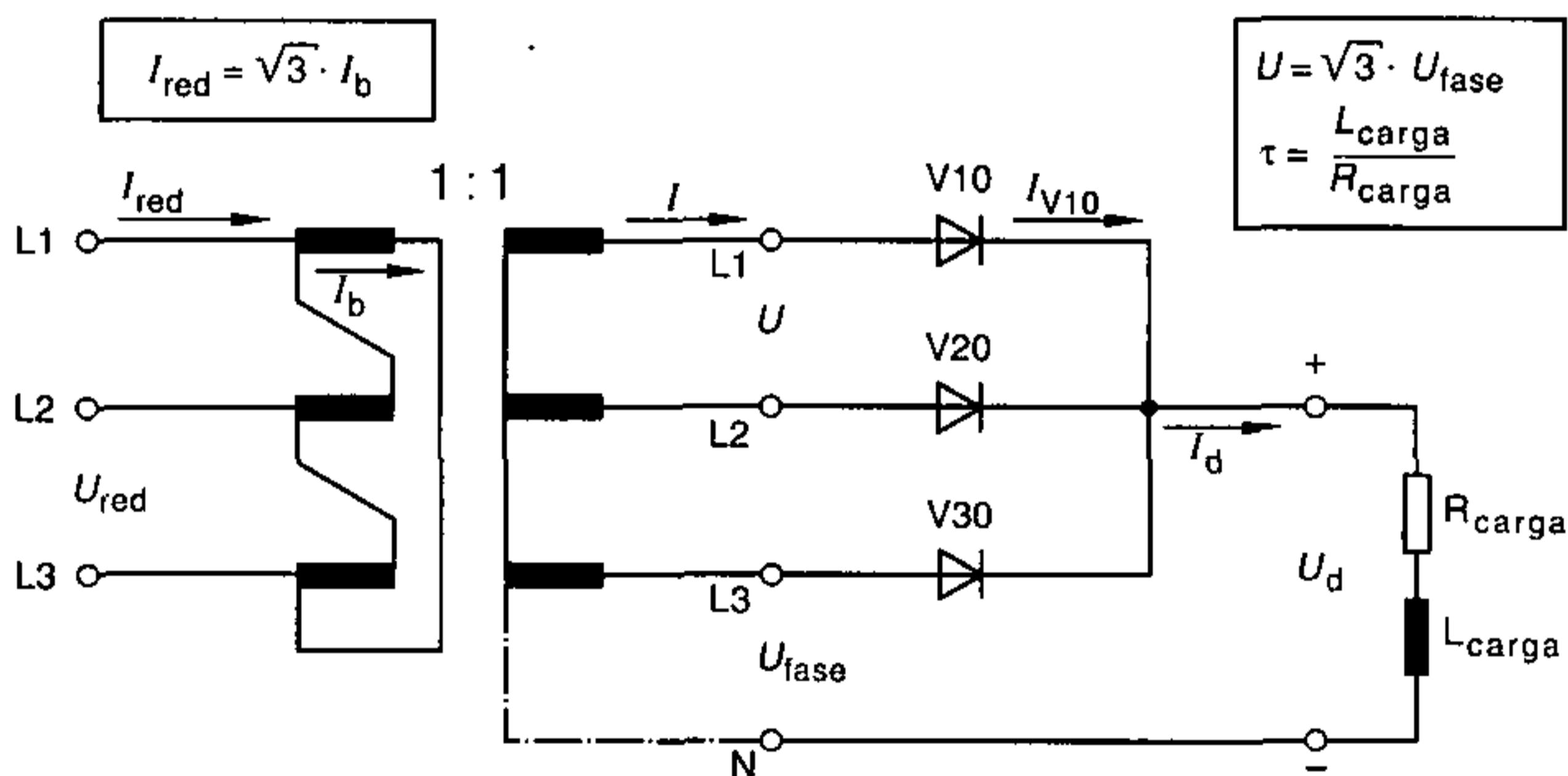
En la práctica se emplean varios circuitos. A continuación, solamente consideraremos un circuito rectificador de tres pulsos y uno de seis pulsos.

Aquí nuevamente, será evidente que el circuito en puente, como ya se determinó para circuitos de onda completa, ofrece apreciables ventajas, a pesar del gran costo de los componentes.

### 4.4.2 Circuito con toma central de tres pulsos (M 3)

El circuito rectificador trifásico más simple es el circuito M 3, el cual también se denomina «circuito estrella trifásico» (abreviado a «S»).

Como muestra la **figura 4.14**, las tres válvulas están insertadas en las fases L 1, L 2 y L 3. Debido a que los cátodos de las tres válvulas están al mismo potencial, se pueden conectar eléctricamente juntos. La carga de corriente continua es entonces conectada entre este punto de conexión y el punto neutro (punto estrella) del transformador convertidor. La conexión estrella del lado secundario del transformador es consecuentemente un prerequisite esencial para la adecuada operación de este circuito rectificador.

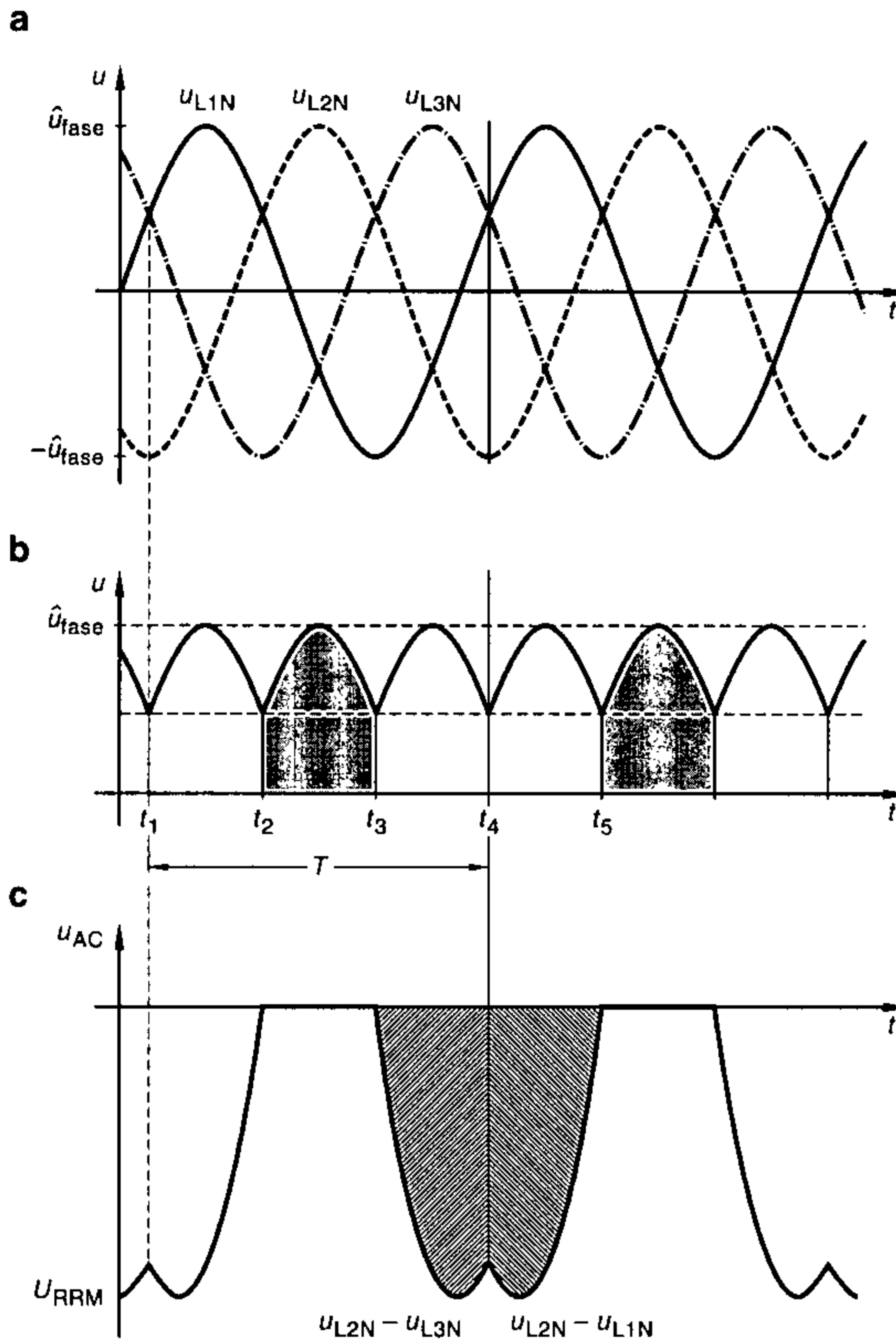


**Figura 4.14** Rectificación trifásica mediante interconexión, en el lado del cátodo, de las válvulas de un circuito M 3

#### 4.4.2.1 Consideración de tensión

Como se conoce, un diodo no conduce hasta que el ánodo sea más positivo que el cátodo. Si, de acuerdo con la **figura 4.15b**, suponemos la sección de tiempo desde  $t_1$  hasta  $t_2$ , la válvula V 10 está conduciendo, debido a que la tensión  $u_{L1N}$  presenta el potencial más positivo de las tensiones trifásicas (figura 4.15a). En el instante  $t_2$ , sin embargo,  $u_{L2N}$  llega a ser más positiva que  $u_{L1N}$ , y la válvula V 2 llega a conducir y toma la conducción de corriente (proceso de conmutación).

4.4 Convertidor de potencia de tres pulsos



**Figura 4.15**

- a) Curva de tiempo de la tensión de fase  $u_{L1N}$ ,  $u_{L2N}$  y  $u_{L3N}$
- b) Tensión continua de salida de tres pulsos
- c) Curva de la tensión en la válvula V 20

Puesto que la transferencia de corriente desde la válvula V 10 hacia la válvula V 20 la cual ha sido descrita tiene lugar debido al cambio en la válvula de la tensión alterna de red, estos circuitos rectificadores también se denominan convertidores de línea conmutada. Como se puede ver en la figura 4.15b, con el circuito M 3, la tensión continua  $u_d$  nunca más cae a cero, porque una nueva operación de conmutación tiene lugar cada  $120^\circ$ .

El instante de igualdad de tensión en el cual tiene lugar la conmutación también se llama instante de disparo natural.

#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

Puesto que la tensión pulsátil  $u_d$  tiene su valor más bajo en  $\text{sen } 30^\circ = 0,5$ , la tensión de rizado es solamente  $u_{\text{riz pp}} = 0,5 \cdot \hat{u}_{\text{fase}}$ . El valor medio aritmético de la tensión continua es consecuentemente también mayor que en los circuitos anteriores, y se calcula como:

$$\begin{aligned}U_d &= \frac{3}{\pi} \hat{u}_{\text{fase}} \cdot \text{sen } 60^\circ \\&= 0,827 \hat{u}_{\text{fase}} = 0,827 \sqrt{2} \cdot U_{\text{fase}} \\&= 1,17 U_{\text{fase}} \quad \text{y} \\ \frac{U_d}{U_{\text{fase}}} &= 1,17.\end{aligned}$$

Si arriba sustituimos la tensión alterna fase-fase  $U = \sqrt{3} U_{\text{fase}}$ , la expresión se leerá:

$$U_d = 0,676 \cdot U \quad \text{y} \quad \frac{U}{U_d} = 1,48.$$

En el circuito M3, la curva de tensión inversa en la válvula se deriva a partir de la diferencia entre los valores instantáneos de las tensiones de fase de las válvulas que están conduciendo y de las que no están conduciendo.

Por lo tanto la tensión pico inversa se calcula como:

$$U_{\text{RRM}} = \sqrt{3} \cdot \hat{u}_{\text{fase}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_{\text{fase}} = \sqrt{2} \cdot U.$$

Referido a la tensión continua ideal, esto da:

$$\frac{U_{\text{RRM}}}{U_d} = \frac{\sqrt{3} \hat{u}_{\text{fase}}}{0,827 \hat{u}_{\text{fase}}} = 2,09.$$

En la figura 4.15c se reproduce la curva de tensión de  $u_{\text{AC}}$  en la válvula V 20. Durante la fase de conducción desde  $t_2$  hasta  $t_3$  y después de  $t_5$ , la tensión de la válvula es cero (en la práctica,  $U_F \approx 1 \text{ V}$ ; vea la sección 2.1.2). La conmutación desde V 20 hasta V 30 tiene lugar en el instante  $t_3$ , de manera que los valores instantáneos de la tensión inversa están formados a partir de la diferencia entre las tensiones de fase  $u_{\text{L2N}} - u_{\text{L3N}}$  y la tensión fase-fase  $u_{\text{L2L3}}$ . La próxima conmutación tiene lugar en  $t_4$  desde V 30 hasta V 10, de manera que la diferencia entre las tensiones de fase  $u_{\text{L2N}} - u_{\text{L1N}}$  y la tensión fase-fase  $u_{\text{L2L1}}$  ahora se utiliza para la formación de tensión inversa.

#### 4.4.2.2 Número de pulsos y factor de rizo

Durante un período  $T$  de la tensión alterna, todas las tensiones de fase están implicadas en la formación de tensión continua, y existen también tres bloques de tensión igual por período.

El número de pulsos es consecuentemente  $p = 3$ .

El factor de rizo de esta curva de tres pulsos es claramente menor que en el caso de los rectificadores de onda completa, y es:

$$w = 18,3 \%$$

Este valor es muy difícil demostrar mediante medición. Sin embargo, también prescindiremos de la demostración matemática.

#### 4.4 Convertidor de potencia de tres pulsos

##### 4.4.2.3 Consideración de corriente

En una carga resistiva, nuevamente la curva de corriente continua  $i_d$  es proporcional a la curva de tensión  $u_d$ , de manera que la base inicial es asimismo tres bloques de corriente iguales por período.

Las tres ramas de conmutación ( $q = 3$ ) por lo tanto traen consigo una distribución simétrica de corriente, de forma que:

$$\frac{I_{FAV}}{I_d} = \frac{1}{3} \text{ y } \frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,587.$$

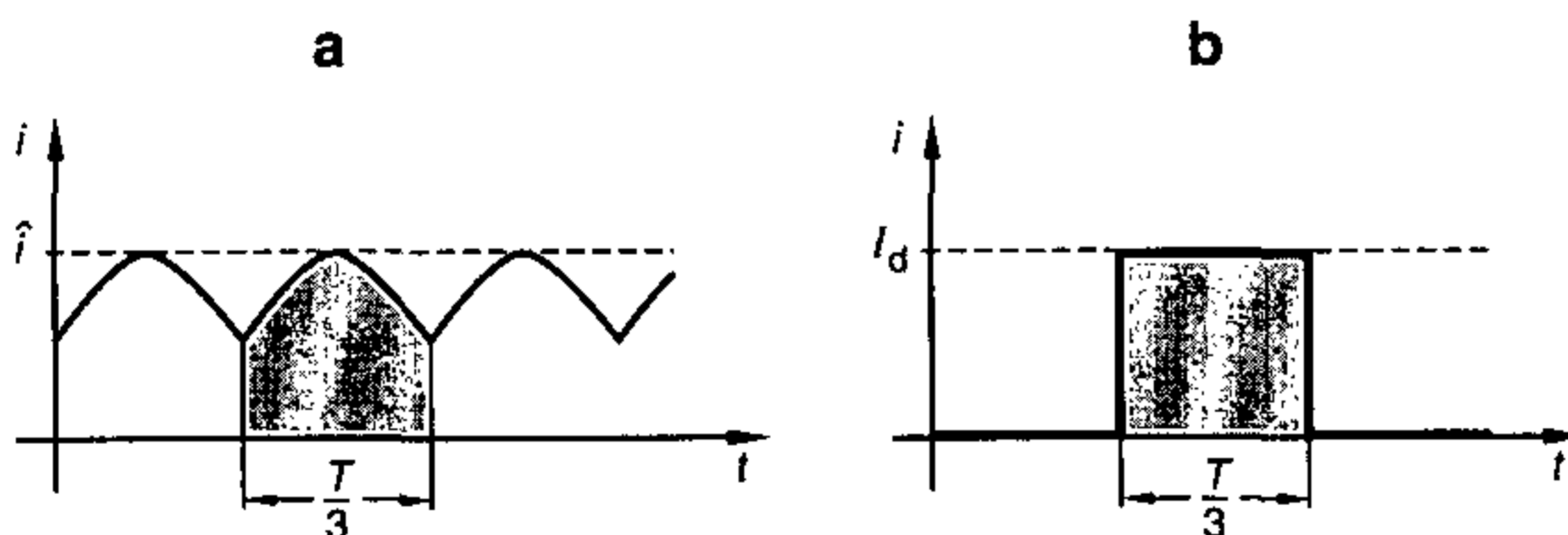
Se debe tener en cuenta que, con una carga inductiva, también tenemos  $\frac{I_{FAV}}{I_d} = \frac{1}{3}$ , pero se aplica  $\frac{I_{FRMS}}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$ .

El ángulo de flujo de corriente se reduce por la naturaleza de tres pulsos de la curva de corriente:

$$\theta = \frac{2\pi}{p} = 120^\circ.$$

En el pasado hemos dado detalles consistentes de la naturaleza de la carga. Puesto que, en el caso de circuitos de más pulsos, no existe una diferencia apreciable entre los bloques de corriente de las válvulas con una carga resistiva ( $\frac{L}{R} = 0$ ) y aquellos con una carga inductiva ( $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$ ), en lo siguiente asumiremos una corriente continua alisada idealmente.

En la **figura 4.16**, se ilustra la pequeña diferencia entre las curvas de corriente para los diferentes tipos de carga.



**Figura 4.16** Forma de onda de corriente en las válvulas y ramas de conmutación del circuito M3

a) en  $\frac{L}{R} = 0$

con  $\frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,587$

b) en  $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$

con  $\frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,577$

En la figura 4.21, por lo tanto, se lista solamente la relación de corriente para una carga inductiva.

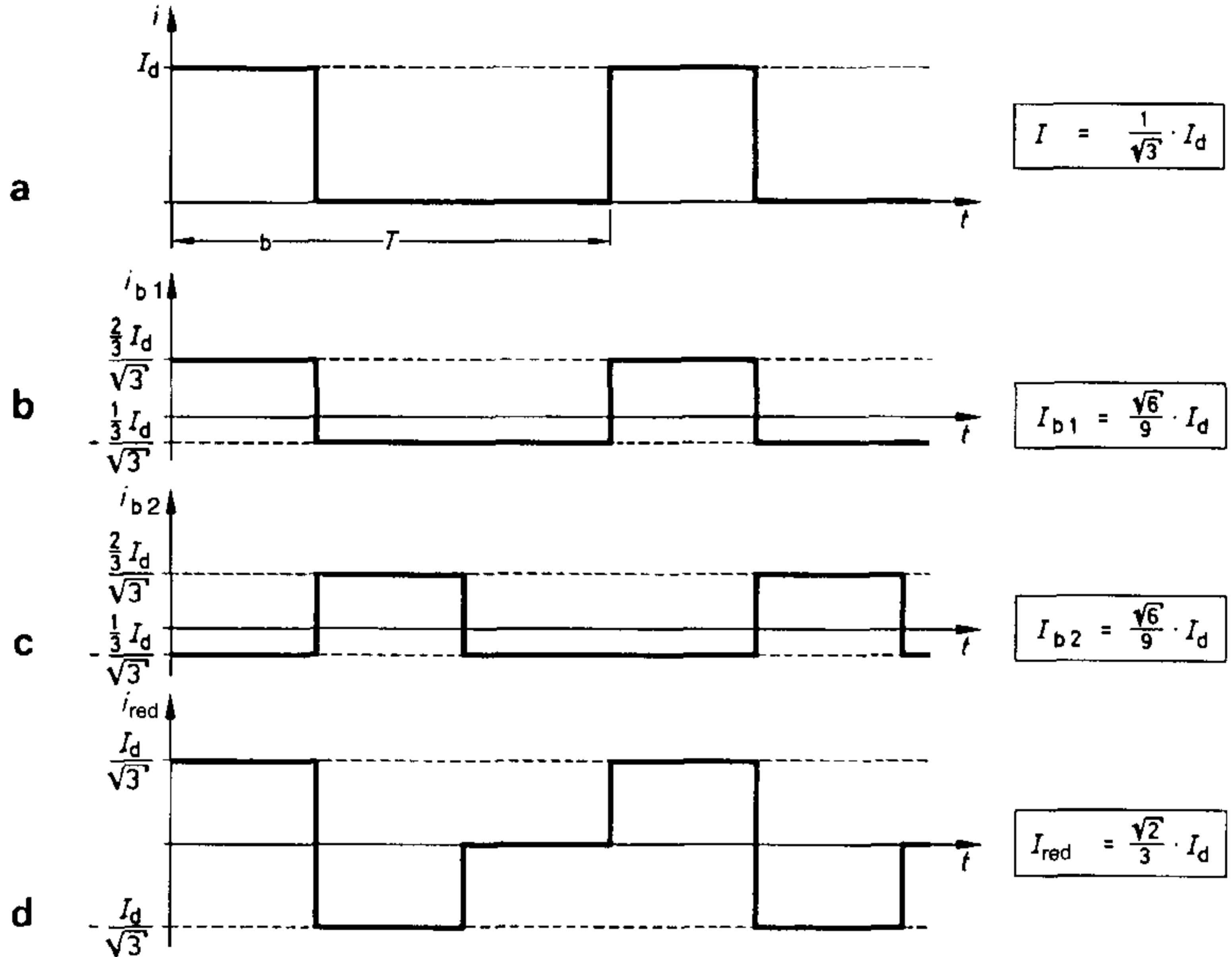
$$\frac{I_{FRMS}}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577.$$



#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

Como ya se mencionó, el tipo de conexión de los bobinados del transformador juegan un papel importante, por ejemplo la conexión  $\Delta$  del lado primario mejora la utilización del transformador convertidor. Para los circuitos M3, son particularmente apropiadas las conexiones Dy, Dz y Yz (D = delta, Y = estrella y Z = conexión zig-zag).

Aquí, solamente consideraremos la importante conexión Dy. La **figura 4.17** muestra la curva de corriente asociada (compare con la figura 4.14).



**Figura 4.17** Corrientes en un circuito M3 con transformador convertidor conectado en Dy

- a) Curva cualitativa de la corriente fase-fase secundaria
- b, c) Curva cualitativa de dos corrientes de bobinado
- d) Curva cualitativa de la corriente de red

#### 4.4.2.4 Consideración de potencia

En la ingeniería trifásica, la potencia aparente secundaria del circuito M3 es:

$$S = \sqrt{3} U \cdot I = \sqrt{3} \cdot 1,48 U_d \cdot 0,577 I_d = 1,48 \cdot P_d.$$

Según la figura 4.17d, se obtiene lo siguiente para el lado primario:

$$I_{red} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d = 0,471 \cdot I_d.$$

#### 4.5 Convertidor de potencia de seis pulsos

A partir de arriba, se sigue que

$$S_{red} = \sqrt{3} \cdot U_{red} \cdot I_{red} = \sqrt{3} \cdot 1,48 U_d \cdot 0,47 \cdot I_d = 1,21 P_d$$

Entonces se obtiene lo siguiente para la relación de diseño del transformador convertidor:

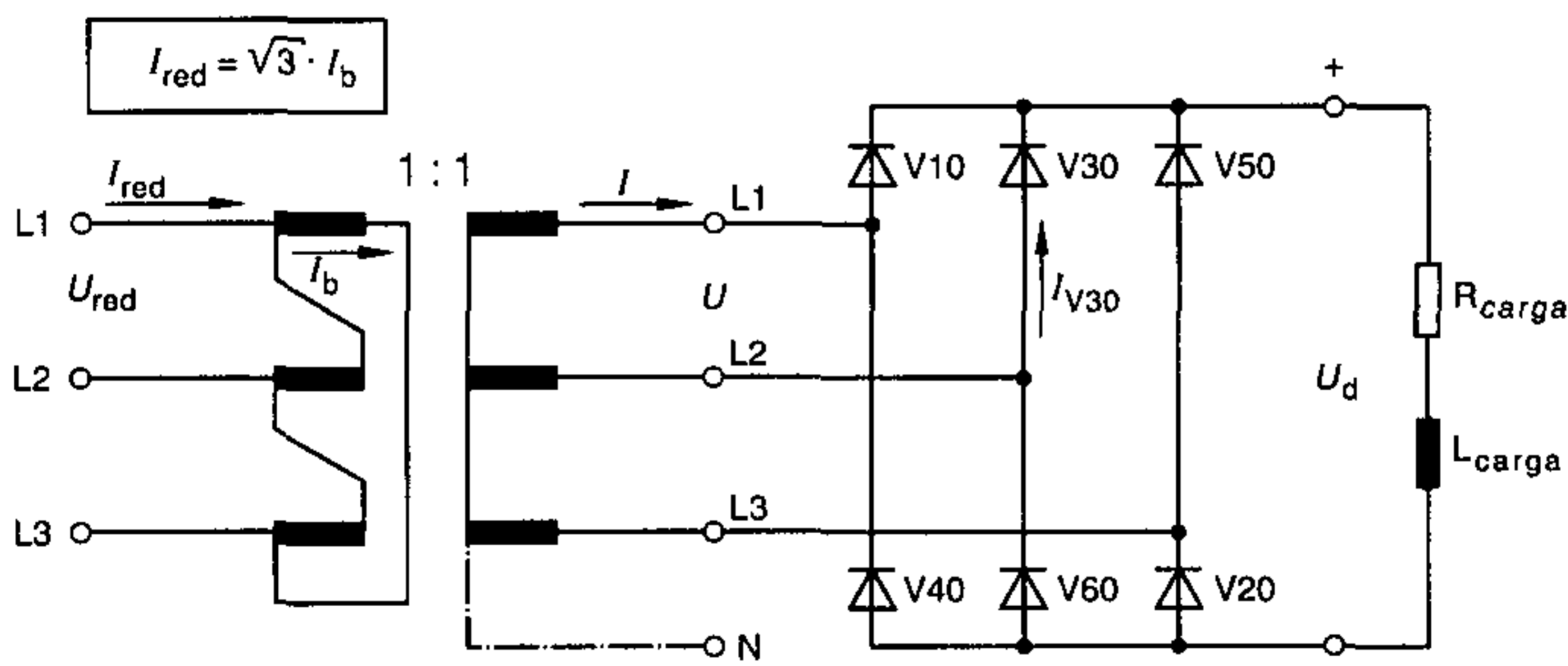
$$S_T = \frac{1}{2} (S_{red} + S) = 1,35 P_d.$$

### 4.5 Convertidor de potencia de seis pulsos

#### 4.5.1 Generalidades

Un circuito rectificador aún más ventajoso con respecto al factor de rizo y la relación kVA equivalente de dos bobinados (potencia nominal) es el circuito en puente trifásico, también conocido como circuito en puente de seis pulsos B 6. Puesto que, por otra parte, no se requiere el punto estrella del transformador, el cual en el circuito M 3 de hecho lleva la corriente total  $I_d$ , éste es el circuito rectificador dominante en los mayores rangos de potencia. Para el punto de vista de comprensión, es aconsejable considerar el circuito B 6 como la conexión en serie de un circuito de cátodo M 3 y un circuito de ánodo M 3.

En la **figura 4.18** se reproduce básicamente el circuito B 6, para el cual asumiremos una corriente continua ideal en lo que sigue.

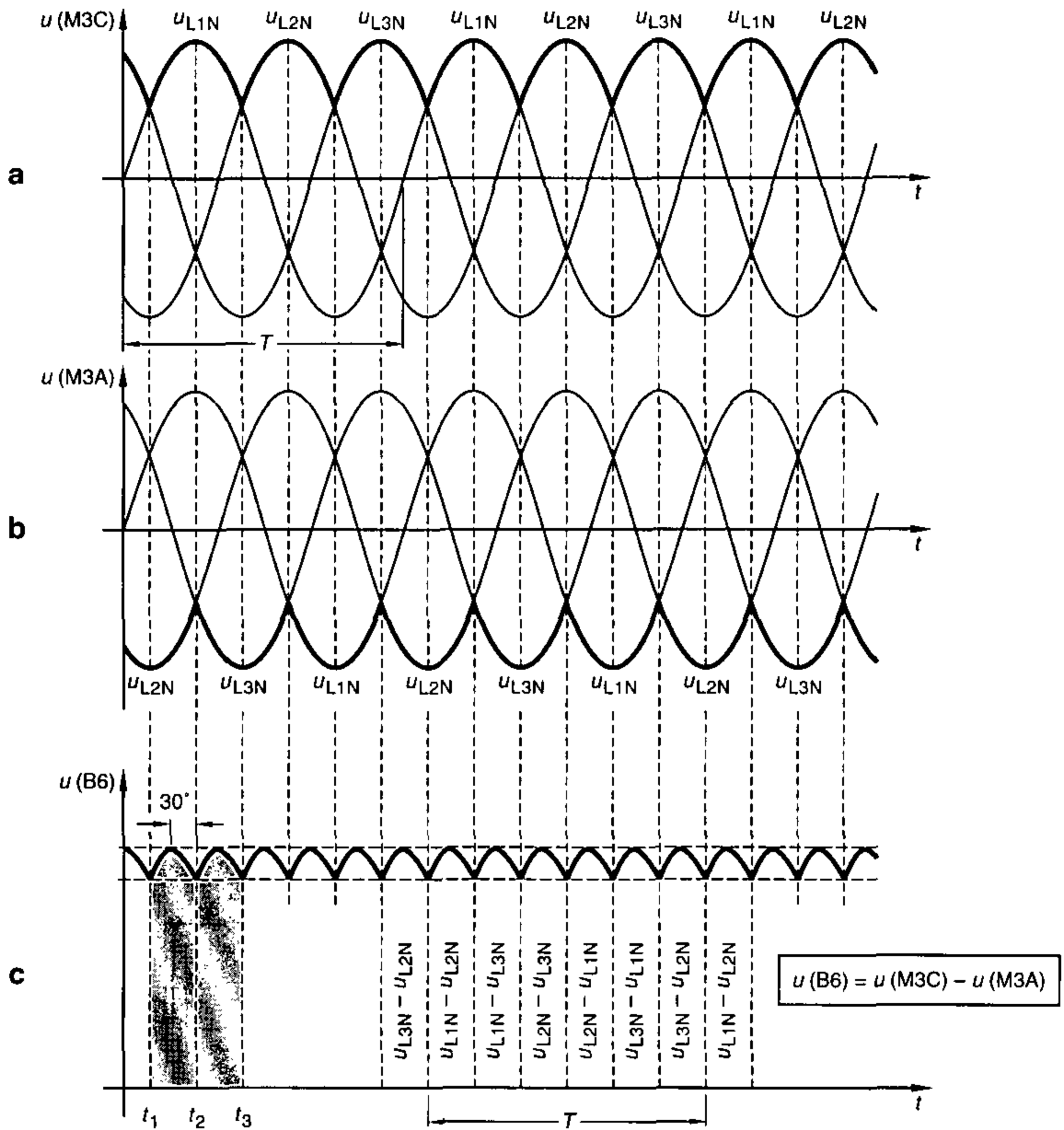


**Figura 4.18** Circuito en puente trifásico con las válvulas V 10, V 30 y V 50 en conexión estrella de cátodo M 3 C y V 40, V 60 y V 20 en conexión estrella de ánodo M 3 A

#### 4.5.2 Consideración de tensión

En la **figura 4.19**, la tensión continua de los dos circuitos M 3 se muestra como la curva envolvente de las tres tensiones trifásicas. Puesto que los valores pico de las dos tensiones de tres pulsos están desplazadas  $60^\circ$  o  $\frac{T}{6}$  una respecto de otra, la interacción entre las dos tensiones produce una naturaleza de seis pulsos, es decir,  $p = 6$ .

4. Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)



**Figura 4.19**

**a, b)** Curvas envolventes de las tensiones trifásicas

**c)** Formación de tensión continua en el circuito B 6 por la sustracción de dos tensiones continuas M 3

En cada caso, ocurren dos «copas de tensión» de la tensión B 6 entre dos amplitudes de las tensiones individuales M 3. Estas copas de tensión están desplazadas en fase  $30^\circ$  respecto a los valores pico de las tensiones individuales M 3 concernientes (figura 4.19c).

Se aplica lo siguiente:

$$u_d (B 6) = u_d (M 3 C) - u_d (M 3 A).$$

#### 4.5 Convertidor de potencia de seis pulsos

En cálculos aproximados, el muy pequeño factor de rizo de  $w = 4,2\%$  producido en el circuito B 6 puede ser ignorado razonablemente, puesto que éste es difícilmente detectable con los instrumentos de medición que usualmente se utilizan.

El valor medio aritmético del circuito B 6 es:

$$U_d = 2 \cdot \frac{3}{\pi} \hat{U}_{\text{fase}} \sin 60^\circ = 2 \cdot 0,827 \hat{U}_{\text{fase}}$$

$$\text{con } U = \sqrt{3} U_{\text{fase}} \text{ y } U_{\text{fase}} = \frac{\hat{U}_{\text{fase}}}{\sqrt{2}}$$

esto da

$$U_d = 2,34 \cdot U_{\text{fase}}, \quad \text{además } \frac{U_{\text{fase}}}{U_d} = 0,43$$

$$U_d = 1,35 \cdot U, \quad \text{además } \frac{U}{U_d} = 0,74.$$

El instante de disparo natural de las válvulas es nuevamente  $30^\circ$  después del cruce por cero de la tensión de fase, o  $60^\circ$  respecto al cruce por cero positivo de la tensión fase-fase asociada. La duración del flujo de corriente es  $\frac{1}{3} T \cong 120^\circ$ . Puesto que, también en este caso, dos válvulas están continuamente en serie, el número de grupo de conmutación  $s$  es citado muchos libros de referencia. Para los circuitos B 2 y B 6,  $s = 2$  indica el número de circuitos M conectados en serie.

Durante la mitad de la fase de conducción ( $60^\circ$ ) de una válvula, una válvula contigua se hace cargo desde la válvula conectada en serie en el segundo grupo de conmutación. Así es como el bloque de tensión conmutado obtiene su forma característica. Este se muestra como el área sombreada en la figura 4.19c.

V 10 conduce desde el instante  $t_1$  hasta el instante  $t_3$ , puesto que  $u_{L1N}$  presenta los valores más positivos durante este período para el circuito de cátodo M 3. Hasta el instante  $t_2$ , V 60 actúa como una válvula conectada en serie, y entonces es liberada por la válvula V 20 hasta  $t_3$ .

También en este circuito, la máxima tensión inversa es idéntica al valor pico de la tensión alterna fase-fase  $\hat{u}$ .

$$U_{\text{RRM}} = \hat{u}.$$

Referida a la tensión continua  $u_d$ , sin embargo, se obtiene solamente la mitad del valor, comparado con el circuito M 3.

$$\frac{U_{\text{RRM}}}{U_d} = \frac{\hat{u}}{1,35 \cdot U} = \frac{\hat{u} \cdot \sqrt{2}}{1,35 \cdot \hat{u}} = 1,05.$$

#### 4.5.3 Consideración de corriente

Puesto que existen tres ramas de conmutación para cada grupo de conmutación ( $q = 3$ ), la corriente de válvula es a su vez reducida a:

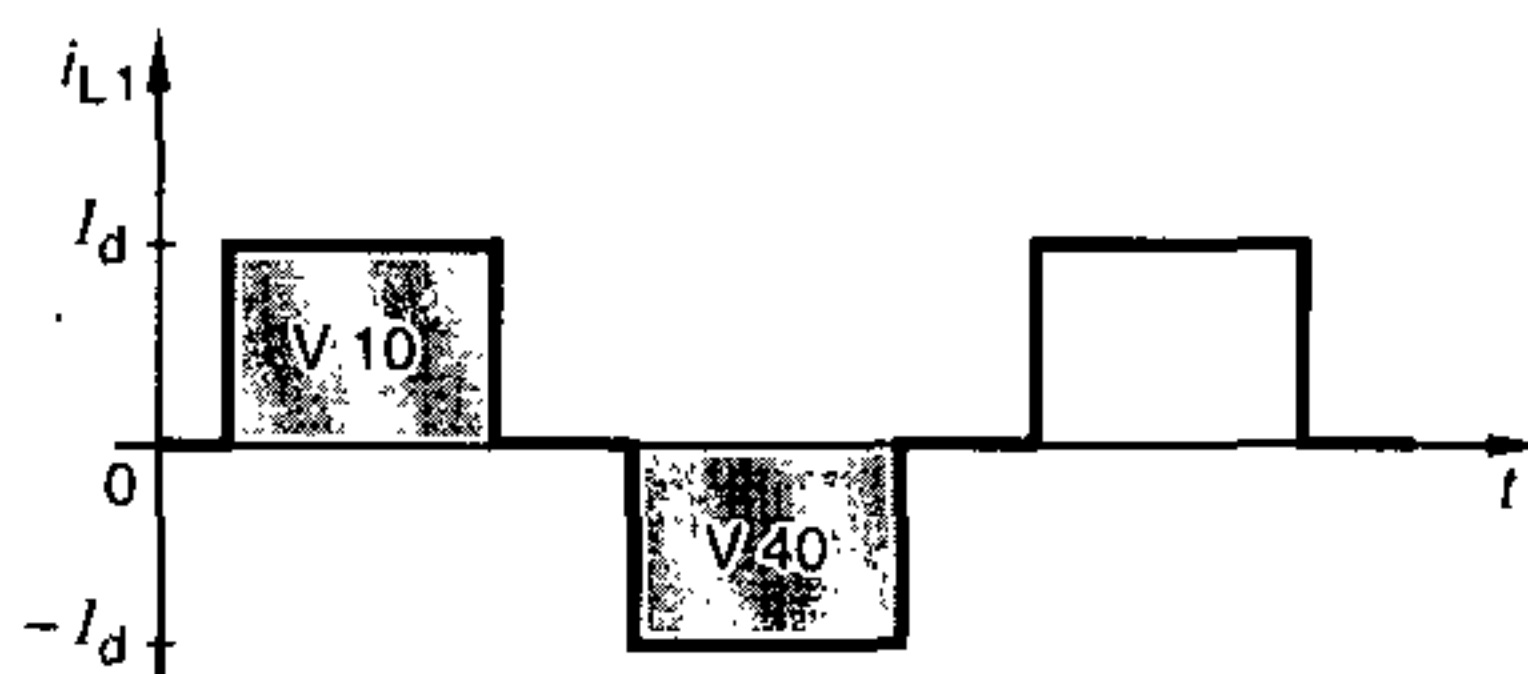
$$I_{\text{FAV}} = \frac{1}{3} I_d \text{ y } I_{\text{FRMS}} = 0,577 I_d.$$

#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

En estado alisado, la corriente alterna que fluye a través del bobinado secundario tiene un valor

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 0,816 \cdot I_d.$$

Esto se reproduce en la **figura 4.20** para el bobinado 1 del transformador convertidor.



**Figura 4.20** Curva cualitativa de la corriente fase-fase secundaria. En este caso, en la línea 1 con el bloque de corriente positiva a través de V 10 y con el bloque de corriente negativa a través de V 40

Con la relación de transformación convenida de  $r = 1$ , la corriente fase-fase secundaria es mayor que la corriente del bobinado primario, es decir,

$$\frac{I_b}{I} = \frac{1}{\sqrt{3}}, \text{ de modo que } I_{red} = I \text{ o, referido a } I_d:$$

$$\frac{I_b}{I_d} = 0,471 \text{ o } \frac{I_{red}}{I_d} = 0,816.$$

*Nota:*

Para el grupo de conexión seleccionado del transformador,  $\Delta Y$ , según la figura 4.17,  $r = 1$  representa la relación

$$r = \frac{U_{red}}{U} = \frac{N_{primario}}{\sqrt{3} \cdot N_{secundario}},$$

es decir, un número de vueltas mayor por el factor  $\sqrt{3} = 1,73$ .

En el circuito YY con  $r = 1$ , por otra parte, todas las tensiones y corrientes, y además el número de vueltas en los lados primario y secundario, son iguales.

#### 4.5.4 Consideración de potencia

Puesto que la corriente alterna fluye a través de ambos lados del transformador en el circuito B 6, las potencias aparentes secundaria y primaria son de igual magnitud. Por lo tanto éstas también son iguales a la relación de diseño (potencia nominal). Estas relaciones no dependen de la relación de transformación o del grupo de conexión.

En particular:

$$S = \sqrt{3} \cdot U \cdot I = 1,73 \cdot 0,74 U_d \cdot 0,816 I_d = 1,05 P_d$$

## 4.6 Sumario

y consecuentemente

$$\frac{S}{P_d} = \frac{S_{red}}{P_d} = \frac{S_T}{P_d} = 1,05.$$

## 4.6 Sumario

### 4.6.1 Datos importantes de un rectificador (figura 4.21)

Circuito de referencia según DIN 41 761	M 1	M 2	B 2		M 3	B 6
Circuito según la figura	4,5	4,9	4,11		4,14	4,18
Tipo de carga	$\frac{L}{R} \rightarrow 0$	$\frac{L}{R} \rightarrow 0$	$\frac{L}{R} \rightarrow 0$	$\frac{L}{R} \rightarrow \infty$	$\frac{L}{R} \rightarrow \infty$	$\frac{L}{R} \rightarrow \infty$
<i>Convertidor de potencia</i>						
Factor de rizo $w$ en %	121	48,2	48,2		18,3	4,2
Número de conmutación $q$	1	2	2		3	3
Grupos de conmutación $s$	1	1	2		1	2
Número de pulsos $p$	1	2	2		3	6
$U/U_d$	2,22	2,22	1,11		1,48	0,74
$I/I_d$	1,75	0,785	1,11	1,0	0,577	0,816
<i>Válvula</i>						
$U_{RRM}/U_d$	3,14	3,14	1,57		2,09	1,05
$I_{FAV}/I_d$	1,0	0,5	0,5		0,333	0,333
$I_{FRMS}/I_d$	1,57	0,785	0,785	0,707	0,577	0,577
Angulo de flujo de corriente	180°	180°	180°		120°	120°
<i>Transformador <math>r = 1</math></i>						
$I_b/I_d$	1,21	1,11	1,11	1,0	0,272	0,471
$I_{red}/I_d$	1,21	1,11	1,11	1,0	0,471	0,816
$S/P_d$	3,49	1,73	1,23	1,11	1,48	1,05
$S_{red}/P_d$	2,69	1,23	1,23	1,11	1,21	1,05
$S_T/P_d$	3,09	1,48	1,23	1,11	1,345	1,05
Notas					$\Delta y$	$\Delta y$

### 4.6.2 Diseño de un convertidor de potencia

Un circuito rectificador es para suministrar una corriente continua  $I_d = 600$  A con el factor de rizo más pequeño posible. La tensión continua nominal de la instalación es  $U_d = 400$  V.

El transformador convertidor se diseña para conexión estrella en el lado secundario. También se determinan los datos de válvula y se especifica el enfriamiento adecuado.

1. Se selecciona un circuito en puente trifásico de seis pulsos (vea la sección 4.5.1)

2. Consumo de potencia aparente del convertidor, según la figura 4.21

$$S = 1,05 \cdot P_d = 1,05 U_d \cdot I_d = 1,05 \cdot 400 \text{ V} \cdot 600 \text{ A} = 252 \text{ kVA.}$$

3. Potencia nominal del transformador convertidor

$$S_T = S = S_{\text{red}} = 252 \text{ kVA.}$$

4. Corriente de fase del convertidor de potencia

$$I = 0,816 \cdot I_d = 0,816 \cdot 600 \text{ A} = 490 \text{ A.}$$

5. Valor medio aritmético de la corriente directa de diodo

$$I_{\text{FAV}} = 0,333 \cdot I_d = 0,333 \cdot 600 \text{ A} = 200 \text{ A.}$$

6. Valor eficaz de la corriente directa de diodo

$$I_{\text{FRMS}} = 0,577 \cdot I_d = 0,577 \cdot 600 \text{ A} = 346 \text{ A.}$$

7. Valor eficaz de la tensión fase-fase

$$U = 0,74 \cdot U_d = 0,74 \cdot 400 \text{ V} = 296 \text{ V.}$$

8. Máxima tensión pico inversa periódica

$$U_{\text{RRM}} = 1,05 \cdot U_d = 1,05 \cdot 400 \text{ V} = 420 \text{ V.}$$

9. Máxima tensión pico inversa periódica considerando los factores de seguridad del capítulo 2:

$$U'_{\text{RRM}} = 2,5 \cdot U_{\text{RRM}} = 2,5 \cdot 420 \text{ V} = 1050 \text{ V.}$$

10. Selección de un diodo apropiado

$$I_{\text{FAV}} = 200 \text{ A}$$

$$I_{\text{FRMS}} = 346 \text{ A}$$

$$U'_{\text{RRM}} = 1050 \text{ V.}$$

Considerando estos valores, se puede utilizar un diodo D 250/1200 (AEG), por ejemplo.

Si se utiliza un disipador de calor DL 42, se debe proveer de enfriamiento forzado, con una velocidad de flujo de aire de  $6 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  a una temperatura ambiente  $\vartheta_A = 35$  °C (vea también la hoja de datos respectiva y la figura 4.21).

### 4.6.3 Conclusión

En la ingeniería de conversión de potencia se conocen otros circuitos rectificadores de seis pulsos y circuitos rectificadores con un número aún mayor de pulsos, por ejemplo, los circuitos doble estrella (DSS) y circuito de toma central de seis pulsos (M 6). Puesto que estos circuitos son raramente utilizados, no los trataremos aquí: debería hacerse referencia a la literatura relacionada. Para brindar una mejor vista global, los datos de los circuitos considerados están listados en la figura 4.21.

## 4.7 Símbolos utilizados

### 4.7.1 Tensiones

$U$	Valor eficaz de la tensión alterna (tensión alterna de entrada del convertidor)
$u$	Valor instantáneo de la tensión alterna
$\hat{u}$	Valor pico de la tensión alterna
$U_{\text{riz}}$	Tensión de rizado
$U_{\text{riz ef}}$	Valor eficaz de la tensión de rizado
$U_{\text{riz pp}}$	Valor pico de la tensión de rizado
$U_d$	Valor medio aritmético de la tensión continua
$u_d$	Valor instantáneo de la tensión continua
$U_F$	Tensión directa de diodo
$u_F$	Valor instantáneo de la tensión directa de diodo
$U_{AC}$	Valor instantáneo de la tensión ánodo-cátodo
$U_{L1N}$	Valor instantáneo de la tensión entre la fase 1 y el conductor del punto estrella (conductor neutro)
$U_{\text{mixta}}$	Valor eficaz de la tensión mixta
$U_{\text{red}}$	Valor eficaz de la tensión alterna de red del lado primario
$U_{1,2,3 \dots v}$	Tensión armónica de 1er, 2do, 3er . . . v-orden
$U_{RRM}$	Tensión pico inversa periódica de diodo
$U_{\text{fase}}$	Valor eficaz de la tensión de fase
$\hat{u}_{\text{fase}}$	Valor pico de la tensión de fase

### 4.7.2 Corrientes

$I$	Valor eficaz de la corriente de fase del lado secundario
$\hat{i}$	Valor pico de corriente



#### 4 Convertidores de potencia no controlados (rectificadores)

$I_d$	Valor medio aritmético de la corriente continua
$I_{FAV}$	Valor medio aritmético de la corriente directa de diodo
$I_{FRMS}$	Valor eficaz de la corriente directa de diodo
$I_{mixta}$	Valor eficaz de la corriente mixta (lado de corriente continua)
$I_{red}$	Valor eficaz de la corriente de fase del lado primario
$I_b$	Corriente del bobinado primario

#### 4.7.3 Potencias

$P$	Potencia de corriente alterna
$P_{sal}, P_{ent}$	Potencia entregada y suministrada
$P_d$	Potencia de corriente continua
$P_{mixta}$	Potencia efectiva de corriente continua
$P_{ex}$	Potencia de exceso
$S$	Potencia aparente en el bobinado secundario
$S_{red}$	Potencia aparente en el lado primario
$S_T; P_T$	Relación de diseño del transformador, potencia nominal

#### 4.7.4 Otras magnitudes

$\eta$	(eta) Eficiencia
$v$	(ny) Número ordinal
$\theta$	(theta) Angulo de flujo de corriente
$\cos \varphi$	Factor de potencia
$F$	Factor de forma
$N$	Número de vueltas
$\rho$	Número de pulsos de convertidor
$q$	Número de conmutación
$r_F$	Resistencia directa de diodo
$R_{carga}$	Resistencia equivalente pura
$R_R$	Resistencia inversa de diodo
$s$	Número de grupo de conmutación
$T$	Período
$T_p; T_0$	Duración de pulso, duración de espacio (duración del no-pulso)
$r$	Relación de transformación del transformador
$w$	Factor de rizo

## 5 Convertidores de potencia controlados

### 5.1 Generalidades

Puesto que básicamente solamente se utilizan diodos en los circuitos convertidores de potencia considerados en el capítulo 4, no existe posibilidad de influenciar la tensión de salida con el convertidor. Si, sin embargo, las válvulas no controladas se reemplazan por tiristores, se puede ajustar una tensión continua de salida dependiente del disparo respectivo. Entonces hablamos de convertidores controlables o controlados.

En el caso de rectificadores en puente, también es posible reemplazar solamente la mitad de los diodos por tiristores. Las características de los siguientes circuitos convertidores de potencia son consecuentemente dependientes de las válvulas con las cuales ellos están equipados. Por lo tanto éstos se subdividen en convertidores semicontrolados y totalmente controlados.

De la gran variedad de posibles circuitos, en este capítulo solamente presentaremos los convertidores controlados más importantes.

Para todos estos convertidores, el retardo de disparo de los tiristores está descrito por el ángulo de retardo de disparo  $\alpha$ . El valor medio aritmético de la tensión continua de salida está representado por  $U_{d\alpha}$ . Cuando  $\alpha = 0^\circ$ , se tienen los valores característicos de circuito de los convertidores no controlados (figura 4.21). La tensión en  $\alpha = 0^\circ$  se escribe como  $U_{d0}$ .

Si los tiristores son disparados más tarde ( $\alpha > 0^\circ$ ), se puede reducir la tensión continua de salida  $U_{d\alpha}$  del convertidor concerniente.

Puesto que un tiristor solamente cae en un estado de bloqueo con valores por debajo de la corriente de retención, el tipo de carga del convertidor controlado también tiene una influencia sobre el valor de la tensión continua de salida  $U_{d\alpha}$ .

Por lo tanto en la siguiente sección, los circuitos presentados se analizan con una carga resistiva, inductiva y mixta.

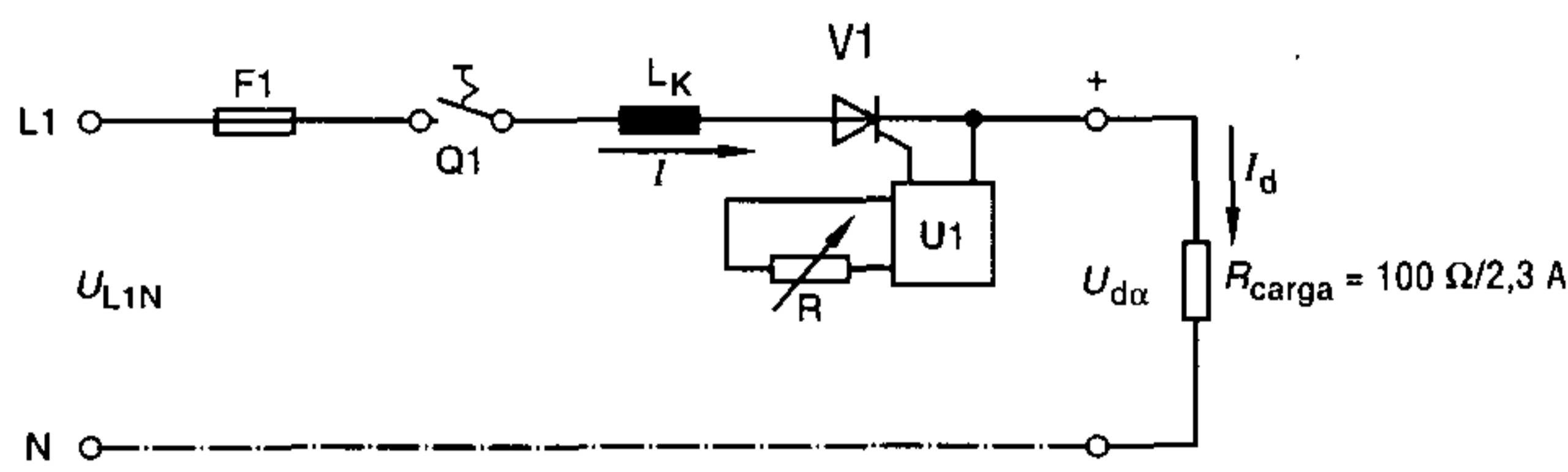
### 5.2 Convertidor de potencia de media onda

#### 5.2.1 Generalidades

Para que sea fácil de comprender el convertidor controlado, aquí nuevamente consideramos al convertidor de media onda controlado, el cual no es de importancia práctica.

#### 5.2.2 Convertidor de potencia de media onda con carga resistiva

El circuito básico de la **figura 5.1** ya se presentó en la introducción a los capítulos sobre interruptores y controladores electrónicos. Puesto que, en este caso, el disparo del tiristor es únicamente posible en el semiciclo positivo de la tensión continua, también debe ocurrir una tensión positiva a través de la carga. En el caso ideal, se puede ajustar un área tensión/ángulo desde cero con  $\alpha = 180^\circ$  hasta un semiciclo positivo completo con  $\alpha = 0^\circ$ .



**Figura 5.1** Convertidor de potencia de media onda controlado M 1, que se utiliza como el circuito de prácticas SR 6

### 5.2.2.1 Consideración de tensión

En el convertidor de potencia de media onda ilustrado en la figura 5.1, como en todos los convertidores de potencia controlados, la tensión continua  $U_{d\alpha}$  es función del ángulo de control  $\alpha$ . Esta se describe mediante la fórmula:

$$U_{d\alpha} = U_{do} \left( \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad \text{con } U_{do} = 0,45 U.$$

Cuando el ángulo de disparo  $\alpha = 0^\circ$ , las relaciones de la sección 4.2.2 también se aplican a estos convertidores de potencia, por ejemplo

$$\frac{U}{U_{do}} = 2,22.$$

A partir del rango posible de retardos de disparo, los casos de  $\alpha = 45^\circ$  y  $\alpha = 135^\circ$  se presentan en la **figura 5.2**.

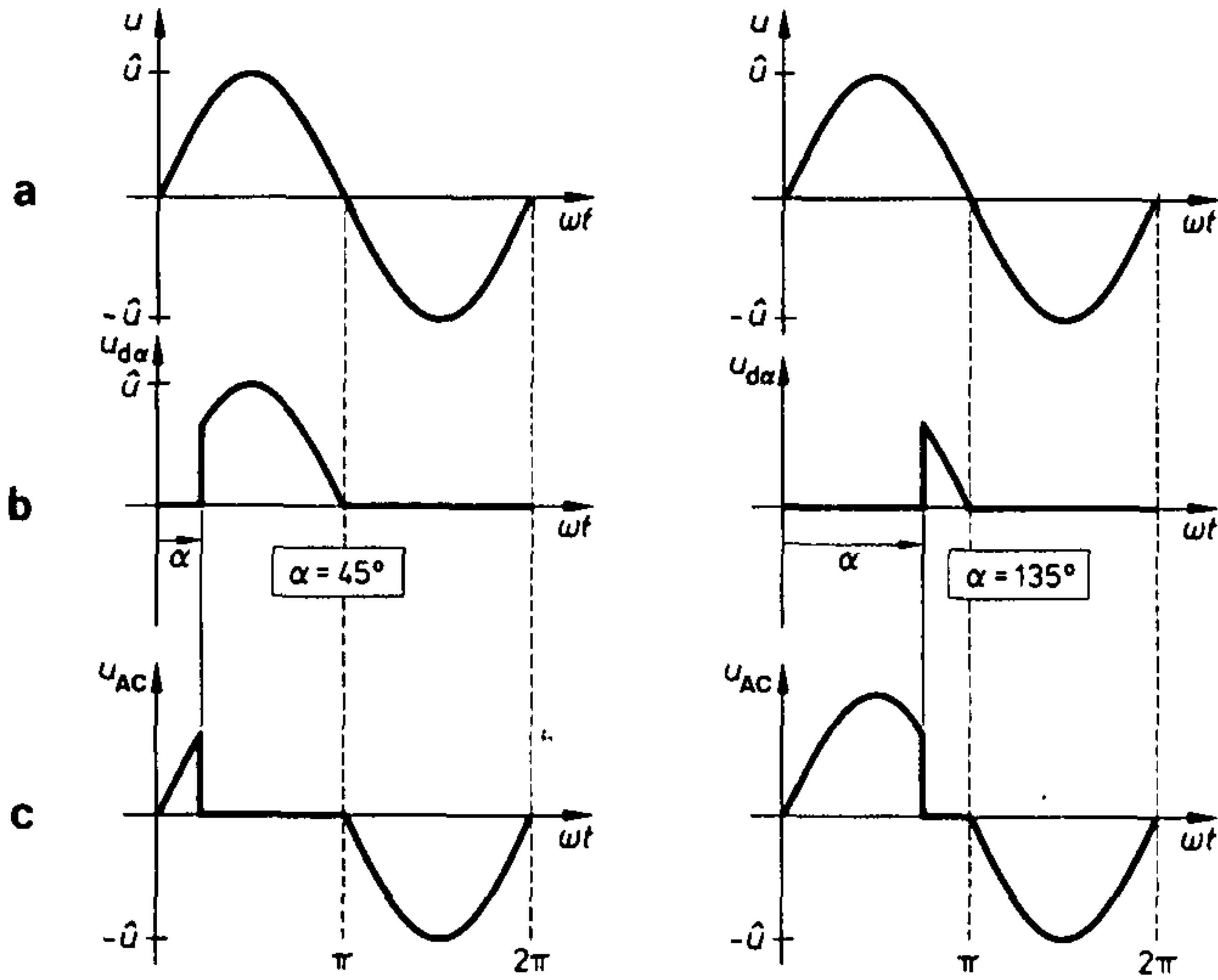
Con un ángulo de disparo  $\alpha = 180^\circ$ , este convertidor de potencia no puede ser disparado, porque el valor instantáneo de la tensión alterna es cero. Si  $\alpha > 180^\circ$ , éste no puede ser disparado, puesto que el ánodo del tiristor es más negativo que el cátodo durante el semiciclo negativo, de manera que se da la operación de bloqueo en el tiristor.

### 5.2.2.2 Consideración de corriente

En base de una carga puramente resistiva, una vez que el tiristor se haya disparado, la tensión y la corriente de la carga están siempre en fase. Puesto que la mayor corriente fluye cuando  $\alpha = 0^\circ$ , aquí nuevamente, como en un rectificador, la válvula se puede diseñar en base de la fórmula  $\frac{I}{I_{do}} = 1,57$ .

Para los otros convertidores de potencia controlados, las condiciones de corriente en  $\alpha = 0^\circ$  son idénticas a aquéllas de los convertidores no controlados comparables. Consecuentemente los valores numéricos determinados en el capítulo 4 y listados en la figura 4.21 también pueden ser adoptados para el diseño de válvulas en otros casos. Por lo tanto, no los repetiremos para los siguientes circuitos.

## 5.2 Convertidor de potencia de media onda

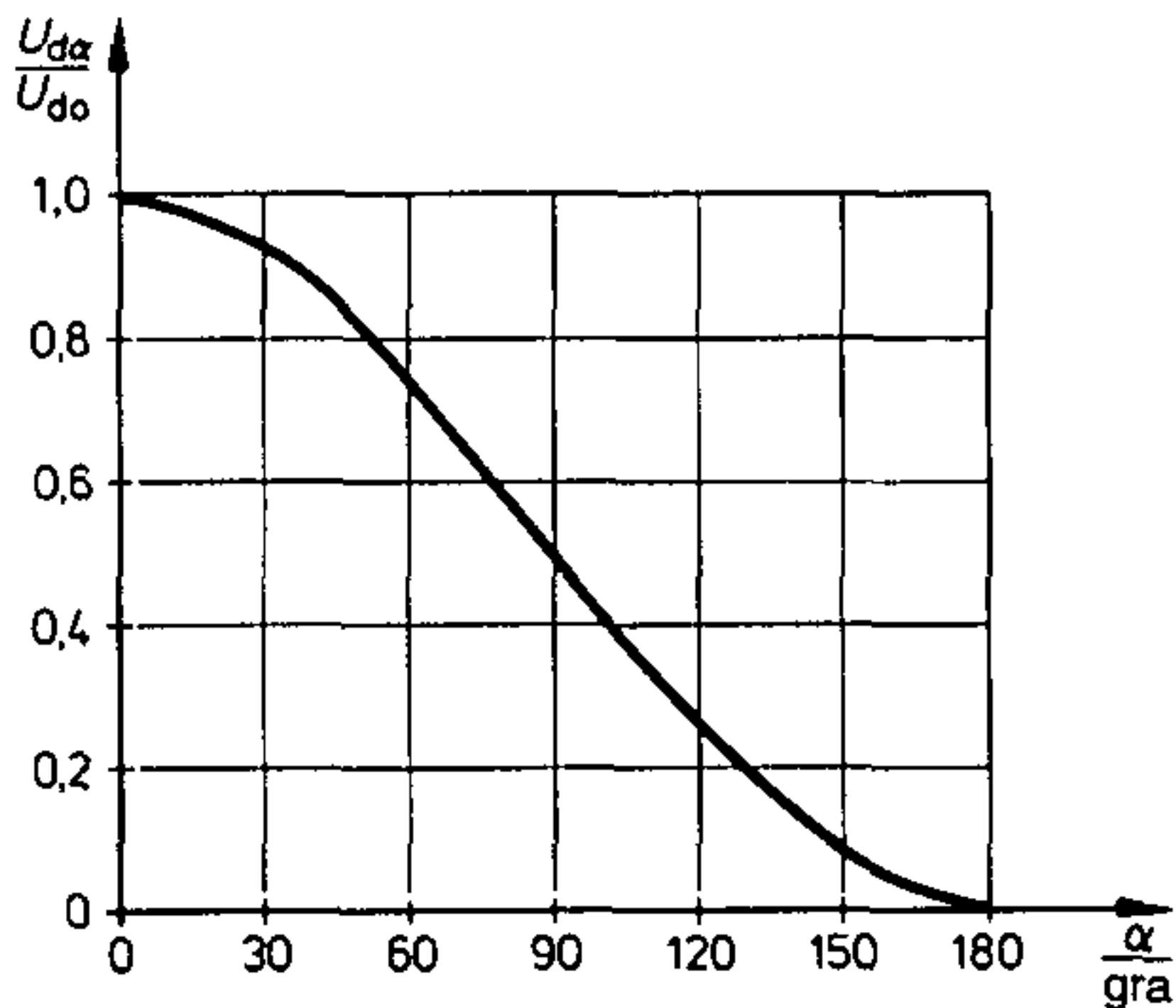


**Figura 5.2**

- a) Tensión alterna de entrada sinusoidal  $U$
- b) Tensión continua de salida  $U_{d\alpha}$  para  $\alpha = 45^\circ$  y  $\alpha = 135^\circ$
- c) Curva de la tensión asociada  $U_{AC}$  en el tiristor  $V_1$

### 5.2.2.3 Curva característica de control

La representación gráfica de la relación de tensión  $\frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}}$  en función del ángulo de control  $\alpha$  es referida como la curva característica de control y se reproduce en la **figura 5.3** para el circuito M 1.



**Figura 5.3** Curva característica de control de un convertidor de potencia de media onda con carga resistiva

**5.2.2.4 Ejemplo: convertidor de potencia de media onda con  $U = 220\text{ V}$  y  $\alpha = 120^\circ$**

Para  $\alpha = 120^\circ$ , la función coseno tiene el valor  $\cos 120^\circ = -0,5$ . Por lo tanto la tensión continua  $U_{d\alpha}$  se calcula como:

$$U_{d\alpha} = U_{do} \left( \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)$$

$$U_{d120} = 0,45 \cdot U \left( \frac{1 + \cos 120^\circ}{2} \right)$$

$$= 0,45 \cdot 220\text{ V} \left( \frac{1 + (-0,5)}{2} \right)$$

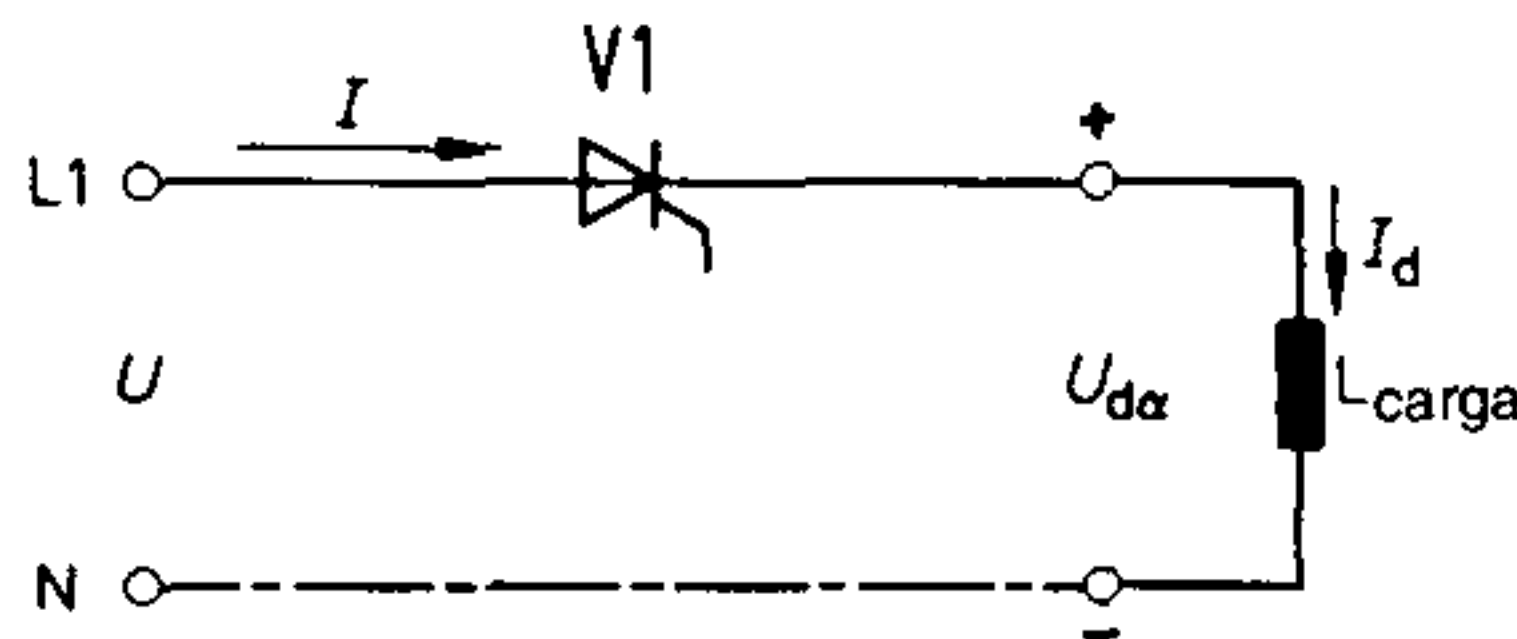
$$= 99\text{ V} \left( \frac{1 - 0,5}{2} \right)$$

$$U_{d120} = 24,75\text{ V}$$

Referido a  $U_{do}$ , con  $U_{do} = 99\text{ V}$ , esto da:

$$\frac{U_{d120}}{U_{do}} = \frac{24,75\text{ V}}{99\text{ V}} = 0,25.$$

**5.2.3 Convertidor de potencia de media onda con carga inductiva**

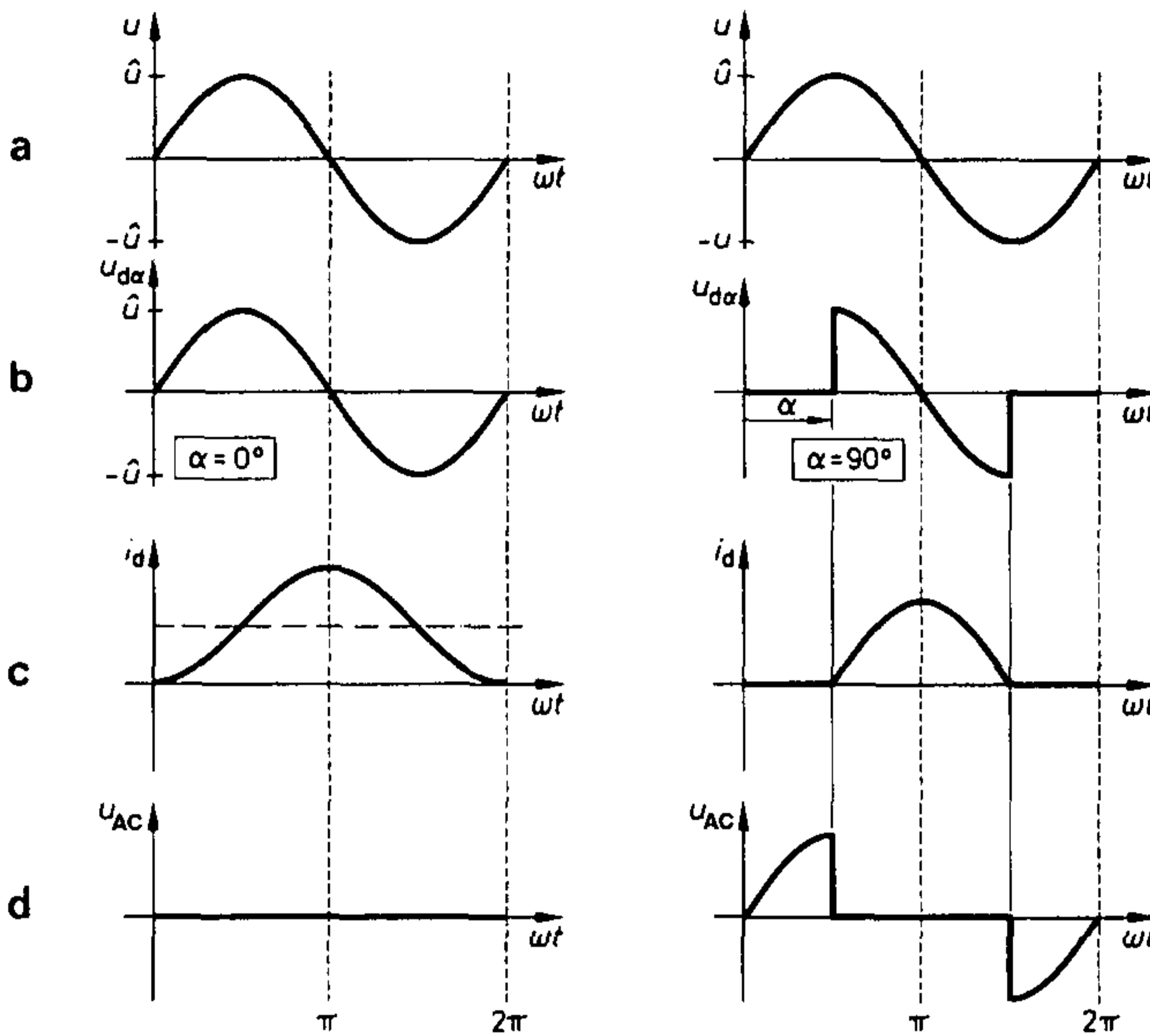


**Figura 5.4** Circuito básico de un convertidor de potencia M 1 con inductancia de carga ideal

Por un lado, las cargas inductivas almacenan energía electromagnética ( $W_{\text{magn}} = \frac{1}{2} Li^2$ ), por otro lado, éstas entregan su energía nuevamente. Esto significa que el tiristor continúa conduciendo, aún después de invertir la polaridad y que la tensión de impulsión llegue a ser negativa. La energía almacenada produce una elevada tensión autoinducida en la bobina que continúa impulsando la corriente en la dirección previa de flujo a costa de la energía magnética. Puesto que una bobina ideal se «descarga» en un tiempo tan largo como en el que previamente fue «cargada», entonces, con  $\alpha = 0^\circ$ , existe flujo de corriente continua durante el período completo  $T$ . La válvula permanece en un estado de conducción, y existe, a través de la carga, una tensión alterna « $U_{d\alpha}$ » cuyo valor medio es siempre cero en este caso.

Esta situación, la que por supuesto se puede dar sólo aproximadamente en la práctica, se reproduce en la **figura 5.5**.

## 5.2 Convertidor de potencia de media onda



**Figura 5.5** Curvas de tensión y corriente para un convertidor de potencia M 1 con carga inductiva para  $\alpha = 0^\circ$  y  $\alpha = 90^\circ$

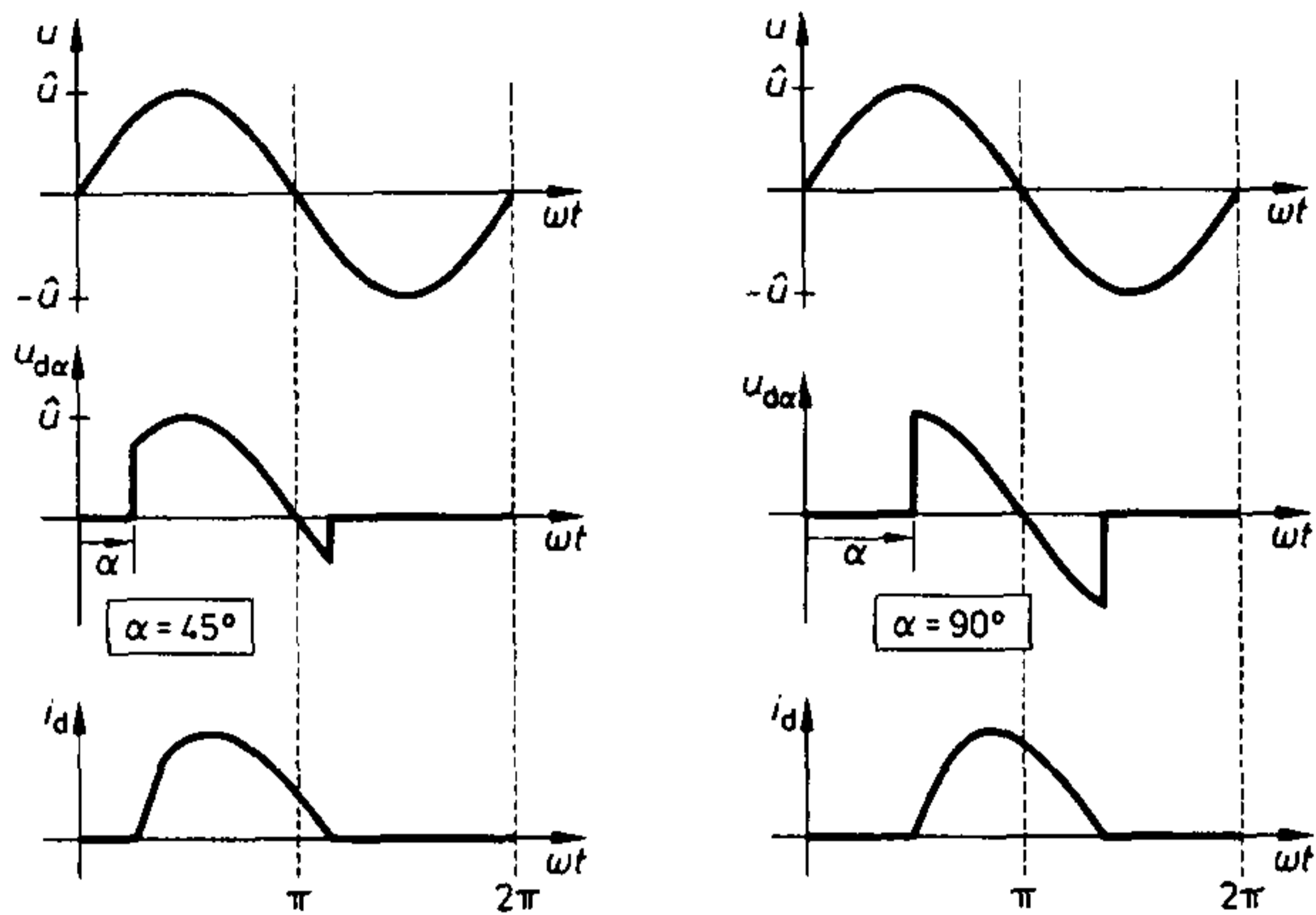
a) Tensiones alternas de entrada  
b) Tensiones continuas de salida

c) Corrientes de carga  
d) Tensiones de válvula

La energía recibida de la tensión alterna aplicada durante el semiciclo positivo debe por lo tanto retornar al sistema durante el semiciclo negativo. Este modo de operación es referido como la transición desde el modo rectificador (importación de energía) hacia el modo inversor (exportación de energía). Puesto que  $U_{d\alpha} = 0$  V para este modo particular, la potencia de corriente continua también es  $P_d = 0$  W.

### 5.2.4 Convertidor de potencia de media onda con carga resistiva-inductiva

Este tipo de carga, con  $0 < \frac{L}{R} < \infty$ , ocurre muy frecuentemente en convertidores de potencia. Respecto a su funcionamiento en función de  $\tau = \frac{L}{R}$ , éste se encuentra entre los dos tipos de carga considerados en la sección 5.2.2 y 5.2.3. Al contrario de la corriente en el caso de una carga puramente resistiva ( $\tau = \frac{L}{R} = 0$ ), no es posible una curva súbita de la corriente de carga  $i_d$  debido al componente inductivo. Similarmente, ocurren áreas tensión/ángulo positivas y negativas, en mayor o menor grado, en función del ángulo de retardo de disparo  $\alpha$ . En la **figura 5.6** se presentan dos casos característicos para  $\alpha = 45^\circ$  y  $\alpha = 90^\circ$ .



Componente de carga inductiva pequeño,  $\alpha = 45^\circ$

Componente de carga inductiva pequeño,  $\alpha = 90^\circ$

**Figura 5.6** Corrientes y tensiones para un convertidor de potencia M 1 con carga resistiva-inductiva

## 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

### 5.3.1 Generalidades

En los convertidores de potencia totalmente controlados, se pueden controlar todas las válvulas. Ocurre una tensión continua, la cual es función de la tensión de red, del tipo de carga y del ángulo de control  $\alpha$ . El retardo de disparo se calcula a partir del instante de disparo natural del circuito concerniente. Por motivos de claridad, a pesar del comportamiento fundamentalmente similar de los circuitos convertidores de potencia totalmente controlados, consideraremos por separado los circuitos B 2, M 3 y B 6. De hecho, una vez que el ángulo de control  $\alpha$  se haya establecido, éste debe ser el mismo para cada válvula en el circuito concerniente.

### 5.3.2 Circuito en puente de onda completa (B 2)

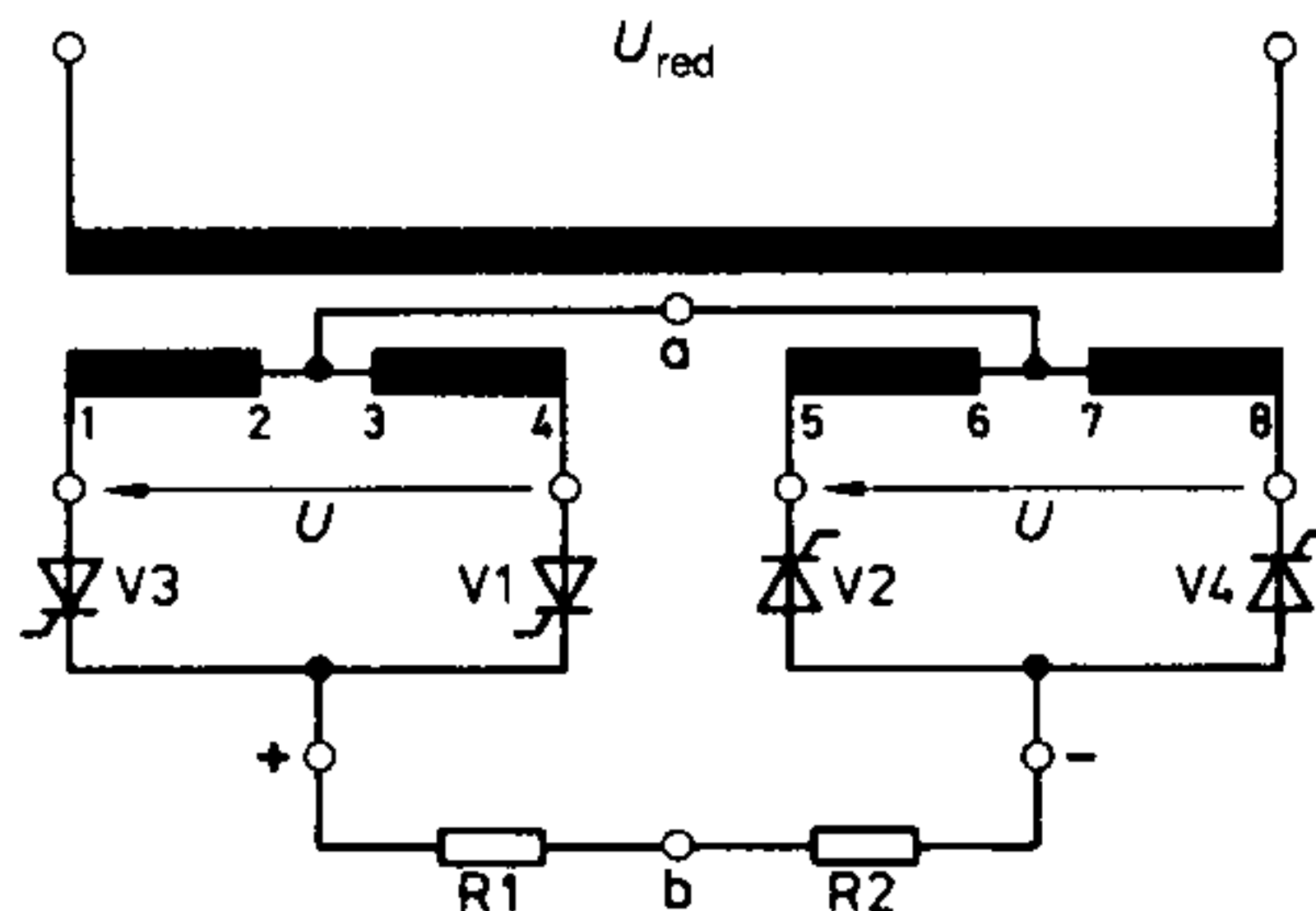
#### 5.3.2.1 Generalidades

Cuando se consideraron los convertidores de potencia no controlados, se mencionó que el circuito en puente es un convertidor de potencia muy frecuentemente utilizado. Sus ventajas radican en el hecho que, en primer lugar, es apropiado para conexión directa a la red, y en segundo lugar utiliza favorablemente al transformador convertidor

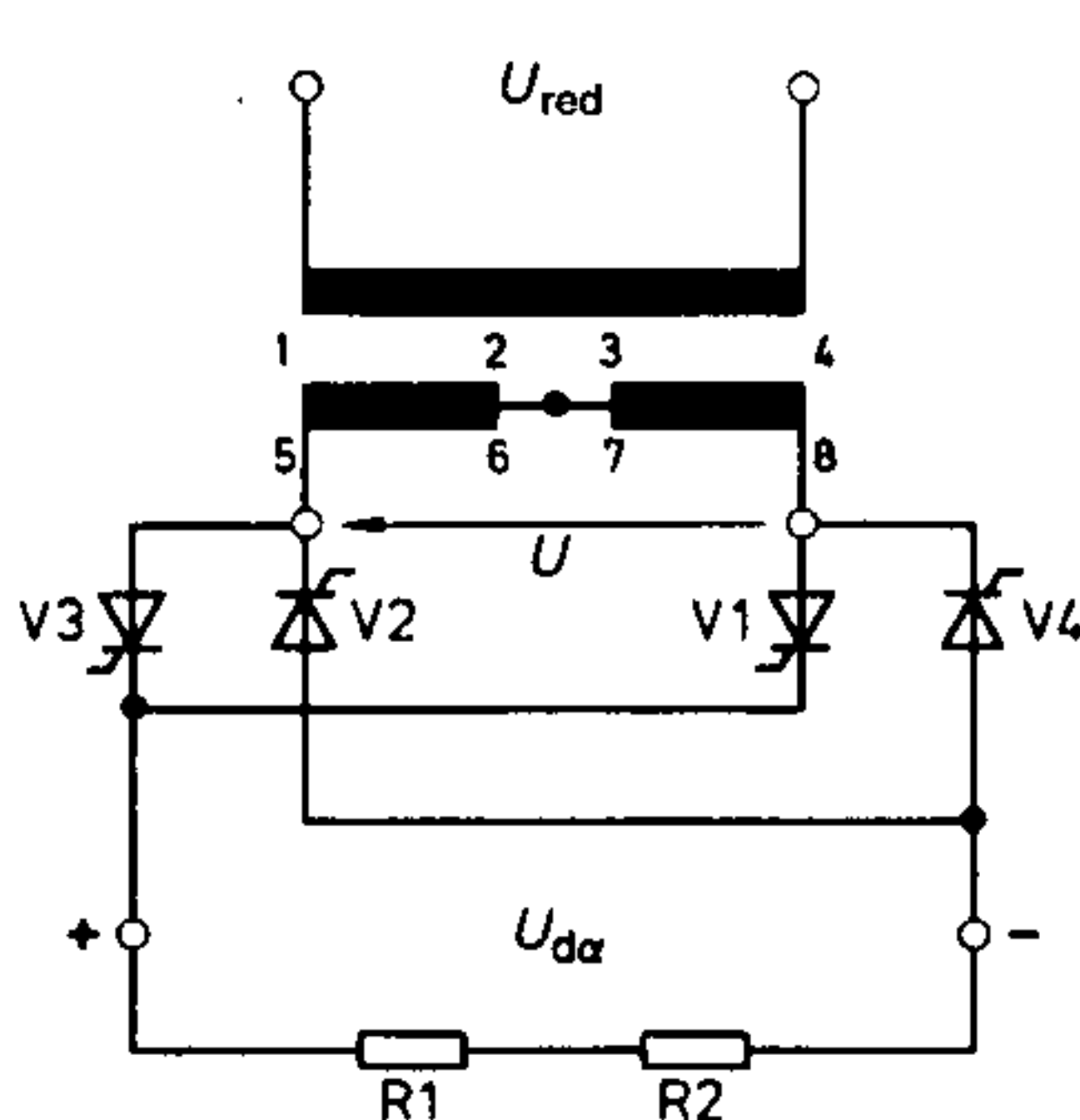
### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

conectado en serie. En redes industriales, sin embargo, el circuito B 2 es solamente utilizado para potencias de hasta 10 kW, puesto que el uso de este circuito carga al sistema trifásico asimétricamente. No obstante, a pesar de esto, el circuito B 2 se utiliza en locomotoras de Ferrocarriles Federales de Alemania en un sistema de una fase hasta el rango de los megavatios.

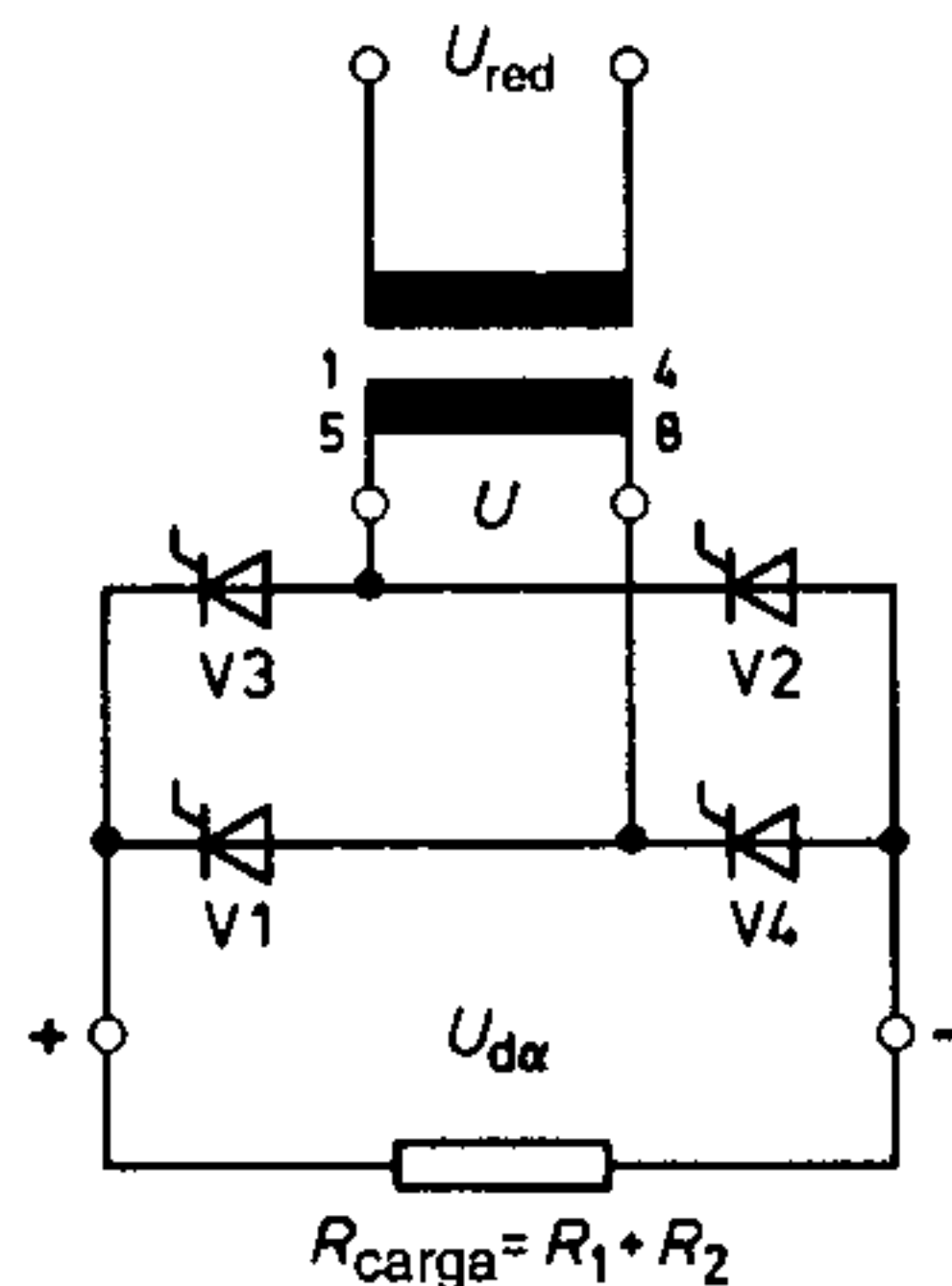
La operación básica del circuito B 2 ya se describió en la sección 4.3.3. En la **figura 5.7**, sin embargo, una vez más describiremos paso a paso la transición desde la conexión en serie de dos circuitos M 2 hasta el circuito B 2.



a) Conexión en serie de dos circuitos M 2



b) Circuito B 2 con dos bobinados secundarios



c) Representación usual del circuito B 2

**Figura 5.7** Desarrollo del circuito B 2 a partir de dos convertidores de potencia conectados en serie

De los cuatro tiristores de un circuito B 2, deben estar conduciendo al mismo tiempo dos válvulas para que se produzca un flujo de corriente a través de la carga. Los dos tiristores diagonalmente opuestos de la figura 5.7c siempre trabajan conjuntamente. A partir de esto sigue, sin embargo, que los dos tiristores siempre tienen que ser disparados simultáneamente. En un circuito como el de la figura 5.7c, los tiristores V 1 y V 2



conducen durante el semiciclo positivo de la tensión de red, y los tiristores V 3 y V 4 conducen durante el semiciclo negativo. Por lo tanto la unidad de control debe suministrar dos pares de pulsos de disparo desfasados  $180^\circ$ . Una unidad de control completamente simple se puede producir utilizando transformadores de pulso con dos bobinas secundarias para un par de tiristores.

### 5.3.2.2 Consideración de tensión

Como ya se mencionó, cuando se calcula la tensión continua  $U_{d\alpha}$ , también se necesita tomar en cuenta el tipo de carga. Con una carga puramente resistiva, la tensión  $U_{d\alpha}$  no alcanza el valor cero sino hasta que  $\alpha = 180^\circ$ . Si la carga es puramente inductiva,  $U_{d\alpha}$  llega a ser cero tan pronto como  $\alpha = 90^\circ$ . Si ahora llega a ser  $\alpha > 90^\circ$ , y una carga de máquina de polaridad apropiada está actuando como generador,  $U_{d\alpha}$  aún asume valores negativos. Bajo estas condiciones, la tensión continua de salida alcanza la máxima tensión negativa en  $\alpha = 180^\circ$ , con  $U_{d180} = U_{do}$ . Esta situación también está descrita por la siguiente expresión matemática para el circuito en puente de onda completa:

Carga resistiva:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2} U_{do} (1 + \cos \alpha); \quad U_{do} = 0,9 U.$$

Carga inductiva:

$$U_{d\alpha} = U_{do} \cdot \cos \alpha; \quad U_{do} = 0,9 V.$$

Entre los valores de tensión que se pueden obtener utilizando estas ecuaciones se encuentra la tensión continua de salida para carga mixta resistiva-inductiva, que es función no solamente del ángulo de control  $\alpha$ , sino también de la relación de los componentes resistivos a los inductivos.

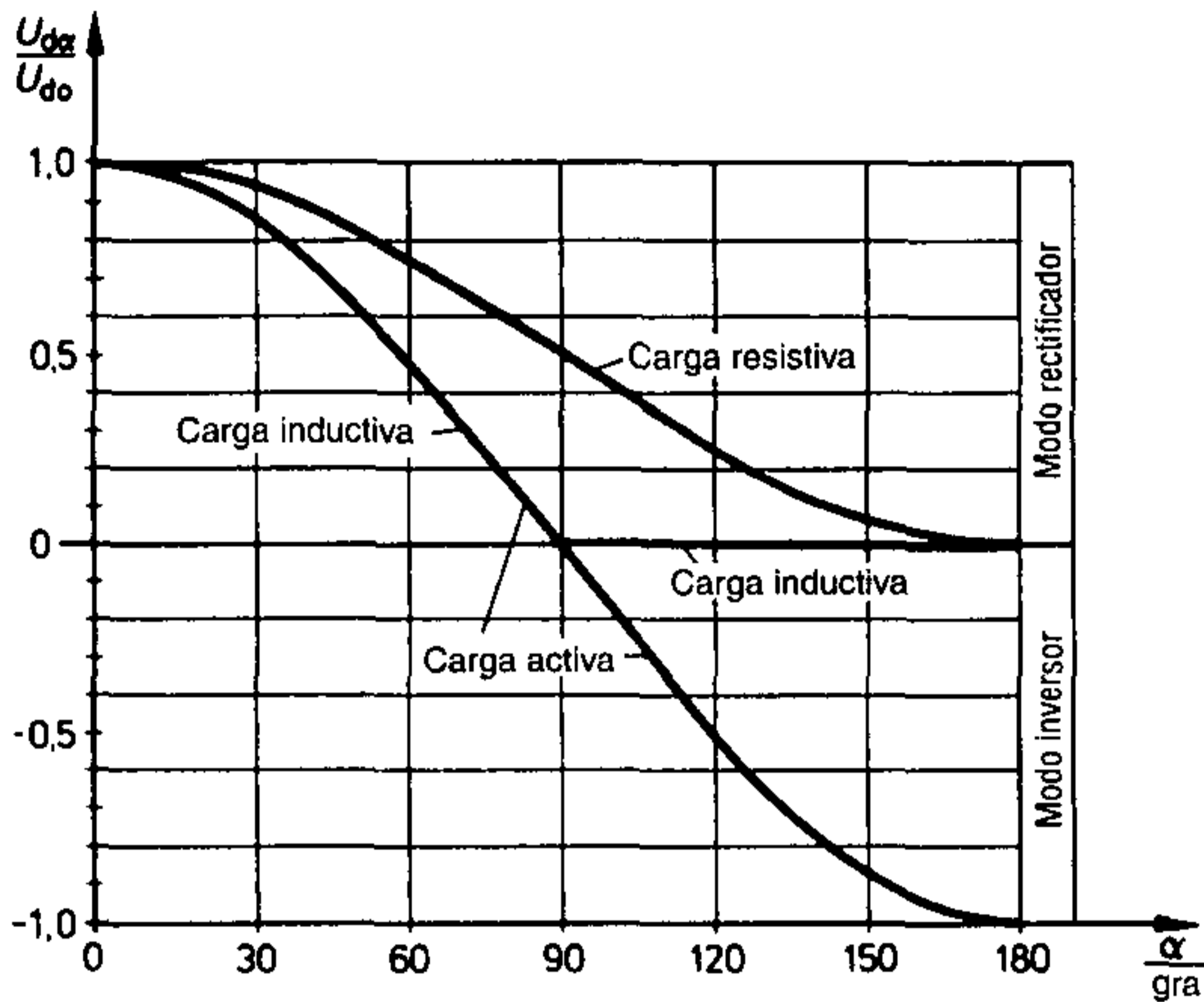
Debido a la naturaleza de los dos pulsos de la tensión continua de salida de un circuito B 2, con cargas inductivas y ángulos de control  $\alpha < 90^\circ$ , la energía magnética almacenada no decae completamente. En este caso, la realimentación de energía termina prematuramente mediante el segundo semiciclo de la tensión, y tiene lugar nuevamente el almacenamiento de energía.

### 5.3.2.3 Curva característica de control

Dado su amplio campo de aplicación, en la curva característica de control del circuito B 2 (**figura 5.8**), está dibujada la relación de tensión  $\frac{U_{d\alpha}}{U_{do}} = f(\alpha)$  para una carga resistiva y también para una carga puramente inductiva, o activa. Se observará que las curvas características solamente coinciden para  $\alpha = 0^\circ$ . Entre estas curvas características, también se encontrarán los valores de  $\frac{U_{d\alpha}}{U_{do}}$  para cargas mixtas.

También se debería considerar que la carga debe ser de naturaleza activa con efecto a partir de  $\alpha > 90^\circ$  si la energía se alimenta al sistema mediante la operación del inversor que existe. Esta energía se puede derivar, por ejemplo, desde un generador de corriente continua.

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

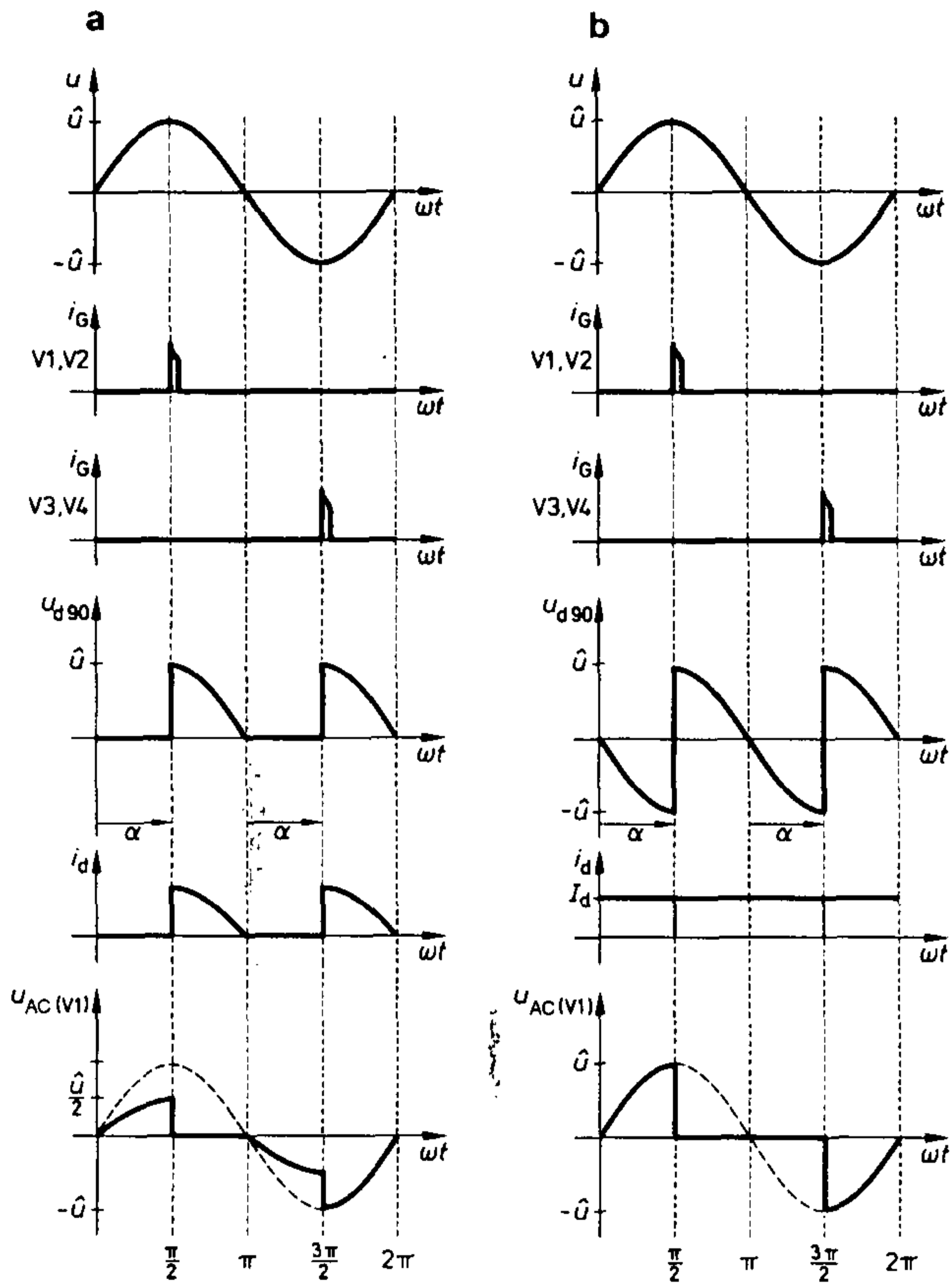


**Figura 5.8** Curvas características de control dependientes de la carga de un convertidor de potencia B 2 totalmente controlado

#### 5.3.2.4 Modo de espacio

A pesar de la naturaleza de dos pulsos ( $p = 2$ ) de la tensión continua de salida, y particularmente con una carga resistiva, ocurren flujos intermitentes de tensión y corriente (flujo-espacio) con ángulos de retardo de disparo  $\alpha > 0^\circ$ . En el caso de convertidores de potencia, hablamos de «modo de espacio» cuando  $i_d$  temporalmente llega a ser cero dentro de la duración de pulso de la corriente continua de salida. Este modo de operación tiene un problema, particularmente para situaciones de control. Si, por ejemplo, en un sistema electrónico de control de corriente, el controlador de potencia está activo, entonces, debido al modo de espacio, el valor real de corriente será igual a cero por un cierto tiempo. Por lo tanto, frecuentemente se requiere una considerable inversión en inductores de alisamiento o en un controlador en lazo especial para evitar espacios en la corriente. Para ilustrar la influencia de la carga, en la **figura 5.9** se comparan los dos casos de carga  $\frac{L}{R} = 0$  y  $\frac{L}{R} = \infty$  con  $\alpha = 90^\circ$ . Los diagramas de línea han sido suministrados mediante representación del pulso de disparo en la función  $i_G = f(\omega t)$ .

Como muestra la figura 5.9, la tensión de red y la posición de pulso son las mismas para los dos tipos de carga. Como ya se mencionó, el modo de espacio existe con una carga resistiva, mientras que, con una carga puramente inductiva, no ocurren espacios, aún hasta  $\alpha = 90^\circ$ . En contraste a la operación con una carga resistiva, las válvulas V 1 y V 2, por ejemplo, continúan conduciendo más allá de  $\pi$  hasta  $\frac{3}{2}\pi$  y consecuentemente conmutan componentes del semiciclo de tensión alterna negativa completamente a la carga.



**Figura 5.9** Curvas de tiempo de tensión alterna de entrada, corrientes de gate, tensión continua de salida, corriente de carga y tensión inversa de válvula para un convertidor de potencia B 2 con  $\alpha = 90^\circ$  y diferentes tipos de carga

a) Carga resistiva

b) Carga inductiva

### 5.3.2.5 Consideración de tensión inversa

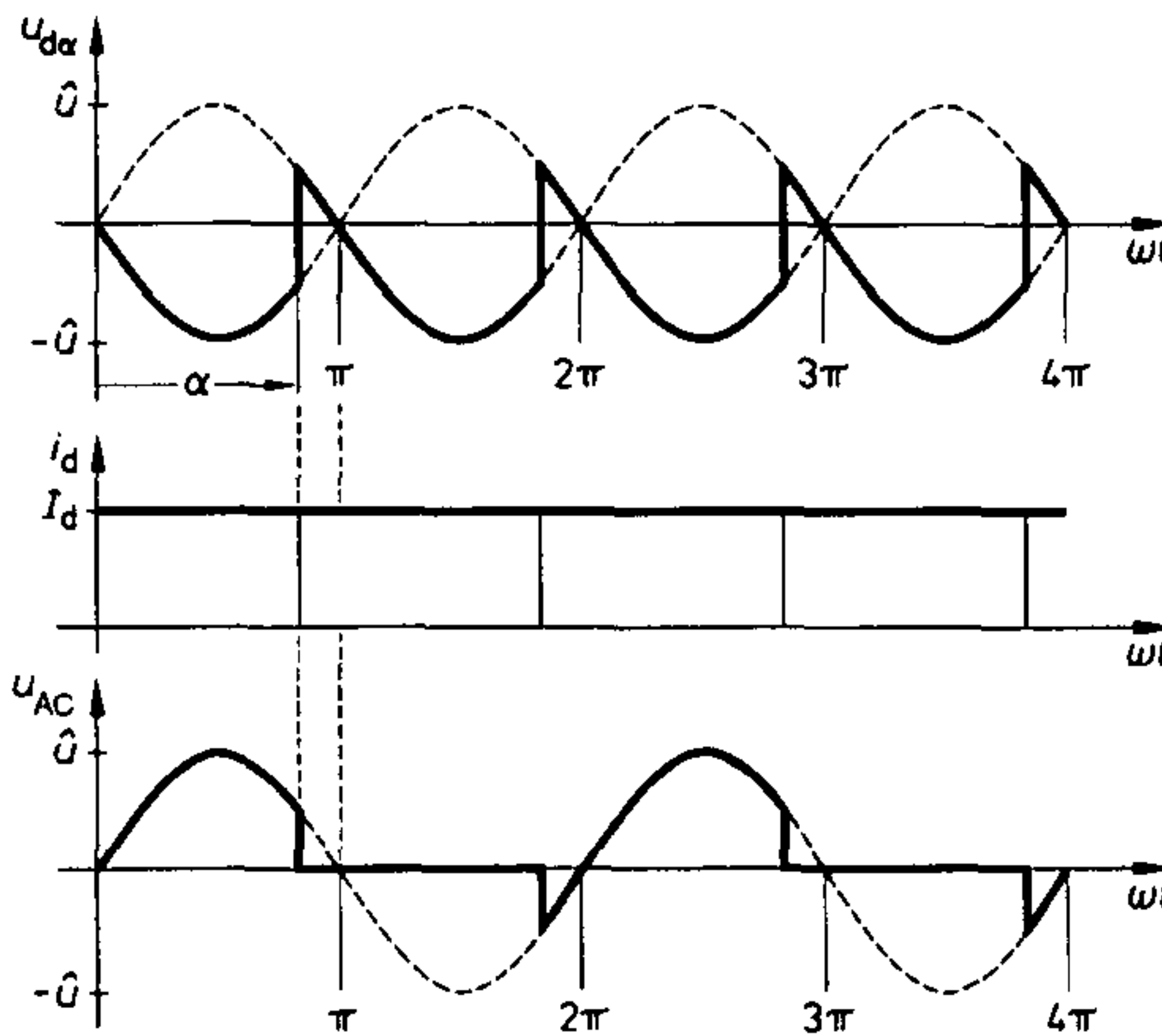
La tensión inversa en el tiristor V 1 también puede ser determinada mediante referencia a la figura 5.9. Con una carga resistiva, la tensión ánodo-cátodo  $u_{AC}$  en el rango desde 0 hasta  $\frac{\pi}{2}$  es igual a la mitad de la tensión de red, puesto que, debido a la ausencia de

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

flujo de corriente, esta tensión se distribuye entre las dos válvulas. En el rango  $\frac{\pi}{2}$  hasta  $\pi$ , la válvula está en estado de conducción, y  $u_{AC} = 0$  V cuando  $r_T = 0 \Omega$ . Después V 3 y V 4 son disparadas en  $\alpha = 270^\circ$ , la tensión a través de V 1 salta a  $-\hat{u}$ . Si existe una carga inductiva con corriente continua constante  $I_d$ , la tensión inversa es, por otra parte, siempre igual a la tensión de red.

#### 5.3.2.6 Modo Inversor

Si, con convertidores de potencia totalmente controlados, uno presupone una corriente continua  $I_d$  muy alisada, entonces la tensión continua de salida es positiva para el disparo con  $\alpha < 90^\circ$ , y el modo rectificador se da.

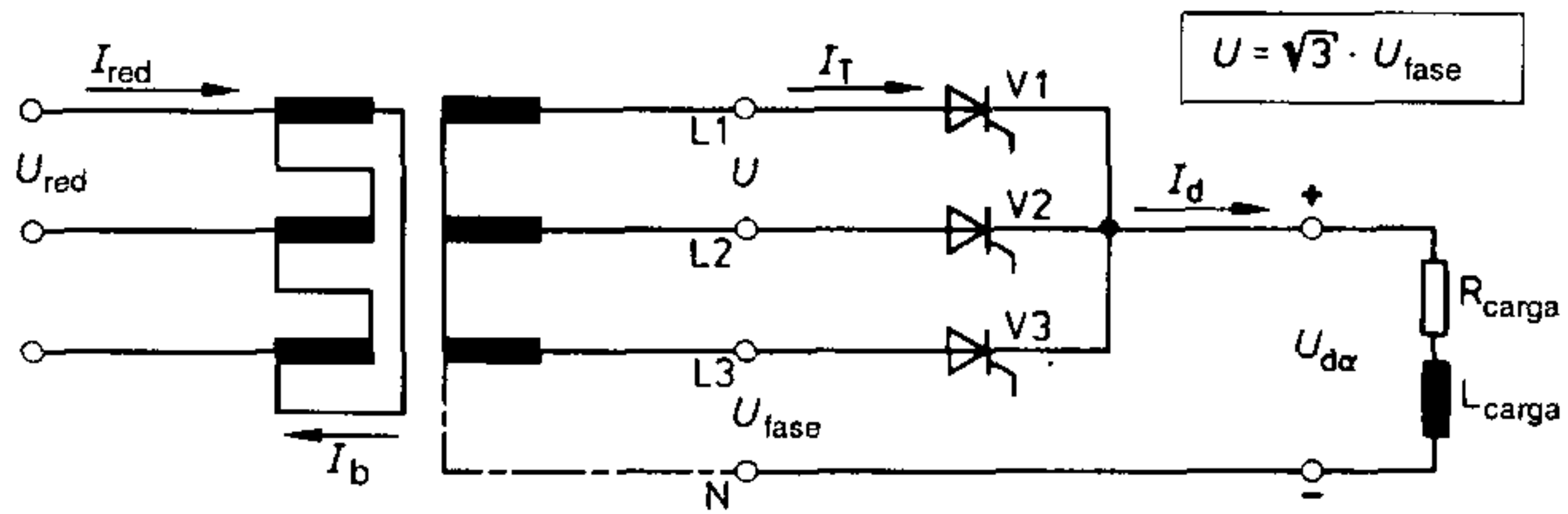


**Figura 5.10** Curvas de tiempo de tensión continua de salida, corriente de carga y tensión inversa de válvula para un convertidor de potencia B 2 en modo inversor con  $\alpha = 150^\circ$

Si ahora el disparo se toma con  $\alpha > 90^\circ$ , la tensión continua de salida será negativa y el convertidor trabajará en modo inversor. Esta situación inicialmente sorprendente del modo inversor se representa en la **figura 5.10** para  $\alpha = 150^\circ$  y está considerada en detalle en la sección 5.3.3.

### 5.3.3 Circuito de tres pulsos controlado con toma central

El circuito M 3 (**figura 5.11**) es eminentemente apropiado para describir los efectos particulares del convertidor de potencia. Por lo tanto consideraremos un número de particularidades reales, las cuales no se han presentado hasta aquí durante la consideración ideal.

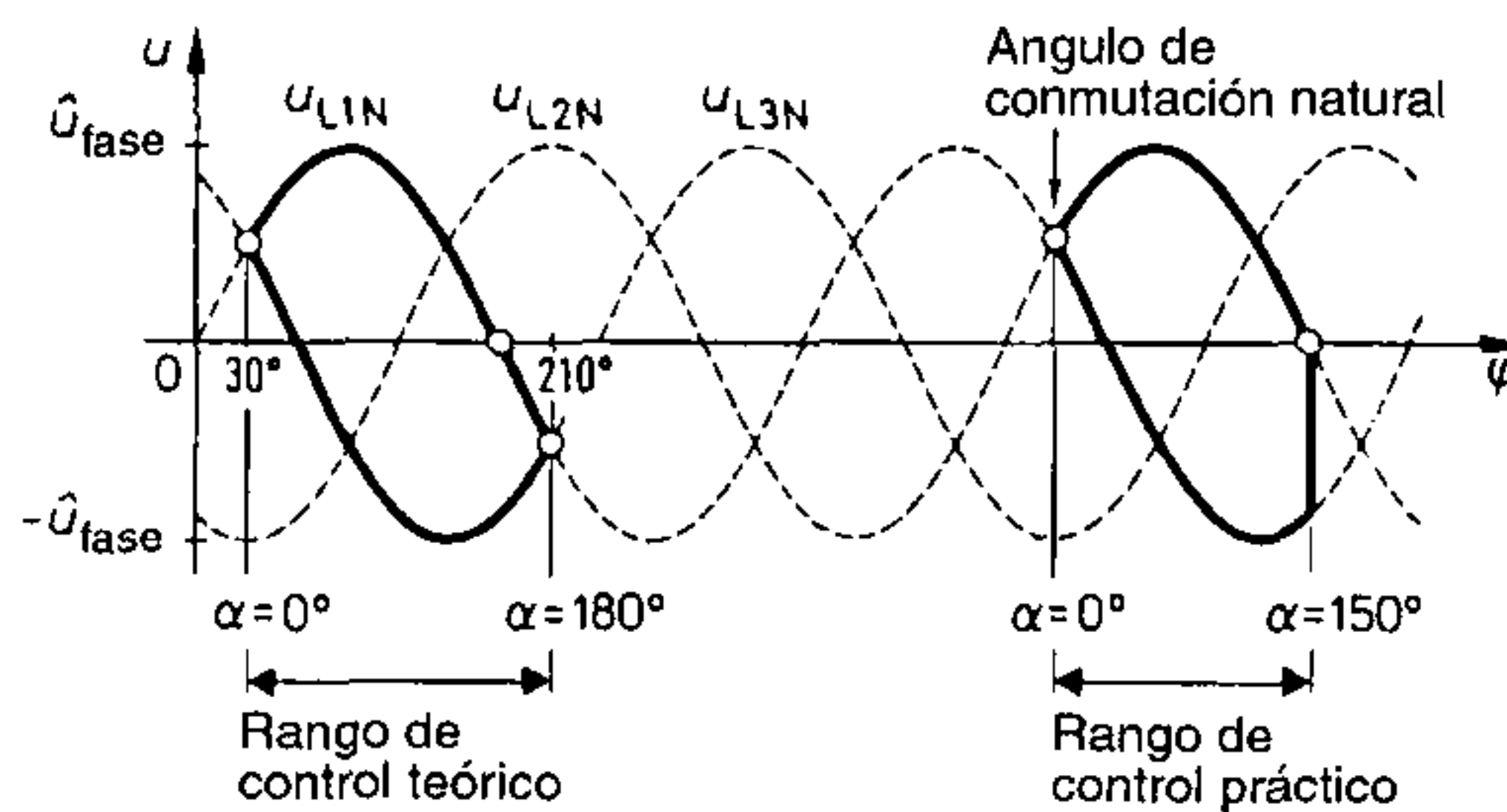


**Figura 5.11** Circuito M3 controlado como circuito experimental con el convertidor-rectificador de entrenamiento SR6 y transformador convertidor

### 5.3.3.1 Rango de control del convertidor de potencia de tres pulsos

Una unidad de control para el disparo de los tiristores en un circuito M3 debe ser diseñada de manera que ésta pueda transmitir tres pulsos por período, desplazados con respecto al tiempo en  $120^\circ$  el. Adicionalmente, debe ser posible desplazar el pulso tanto como sea necesario para el rango de control concerniente. Puesto que la tensión  $u_{L1N}$  (figura 5.12) desde el instante de conmutación natural ( $\alpha = 0^\circ$ ) hasta el punto de intersección con la tensión  $u_{L3N}$  ( $\alpha = 180^\circ$ ) es más positiva que esta tensión, la válvula V1 solamente puede ser disparada en este rango de tiempo. Con  $I_d = \text{const.}$ , o una corriente sin espaciamentos, V3 permanece en estado de conducción hasta que V1 sea disparada. Con este convertidor de potencia, las cargas activas permiten un rango de control teórico desde  $\alpha = 0^\circ$  hasta  $\alpha = 180^\circ$  el. Sin embargo, el rango de control se reduce con una carga resistiva, puesto que no puede ocurrir una tensión continua de salida negativa. Con este tipo de carga, los bloques de válvula están asociados a  $\alpha = 150^\circ$  el.

Debido al tiempo de conmutación y al tiempo de apagado del circuito conmutado de válvulas – una válvula no acepta tensión en dirección directa sino hasta después que estos tiempos hayan transcurrido – este rango de control puede ser usado, con una carga activa, solamente hasta aproximadamente  $\alpha = 150^\circ$  el (figura 5.12).



**Figura 5.12** Rango de control del controlador de potencia M3

5.3.3.2 Consideración de tensión

La tensión continua del circuito B 2 es independiente de la carga únicamente en  $\alpha = 0^\circ$ . En el circuito M 3, por otra parte, la tensión continua es independiente de la carga en el rango desde  $\alpha = 0^\circ$  hasta  $\alpha = 30^\circ$ . Esto significa que, aún con una carga puramente resistiva, el modo de espacio puede empezar lo más tempranamente cuando  $\alpha > 30^\circ$ . Se debería considerar en este caso que el instante de disparo natural de un circuito M 3 se encuentra en  $30^\circ = \frac{\pi}{6}$  y que, consecuentemente, un ángulo de disparo  $\alpha = 30^\circ$  coincide con  $\omega t = 60^\circ$  de la tensión alterna. Este ángulo de control característico se denomina ángulo crítico de control  $\alpha_{crit}$ . Hasta  $\alpha_{crit} = 30^\circ$ , la tensión continua del convertidor de potencia M 3 se calcula según:

$$U_{d\alpha} = U_{do} \cos \alpha \quad \text{con} \quad U_{do} = 0,676 \cdot U.$$

Con una carga inductiva, también se aplica esta relación al rango de control  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ . Con una carga inductiva, desde  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ,  $U_{d\alpha}$  es siempre cero (figura 5.13). Solamente con una carga activa, como muestra la figura 5.13,  $U_{d\alpha}$  también puede asumir valores negativos.

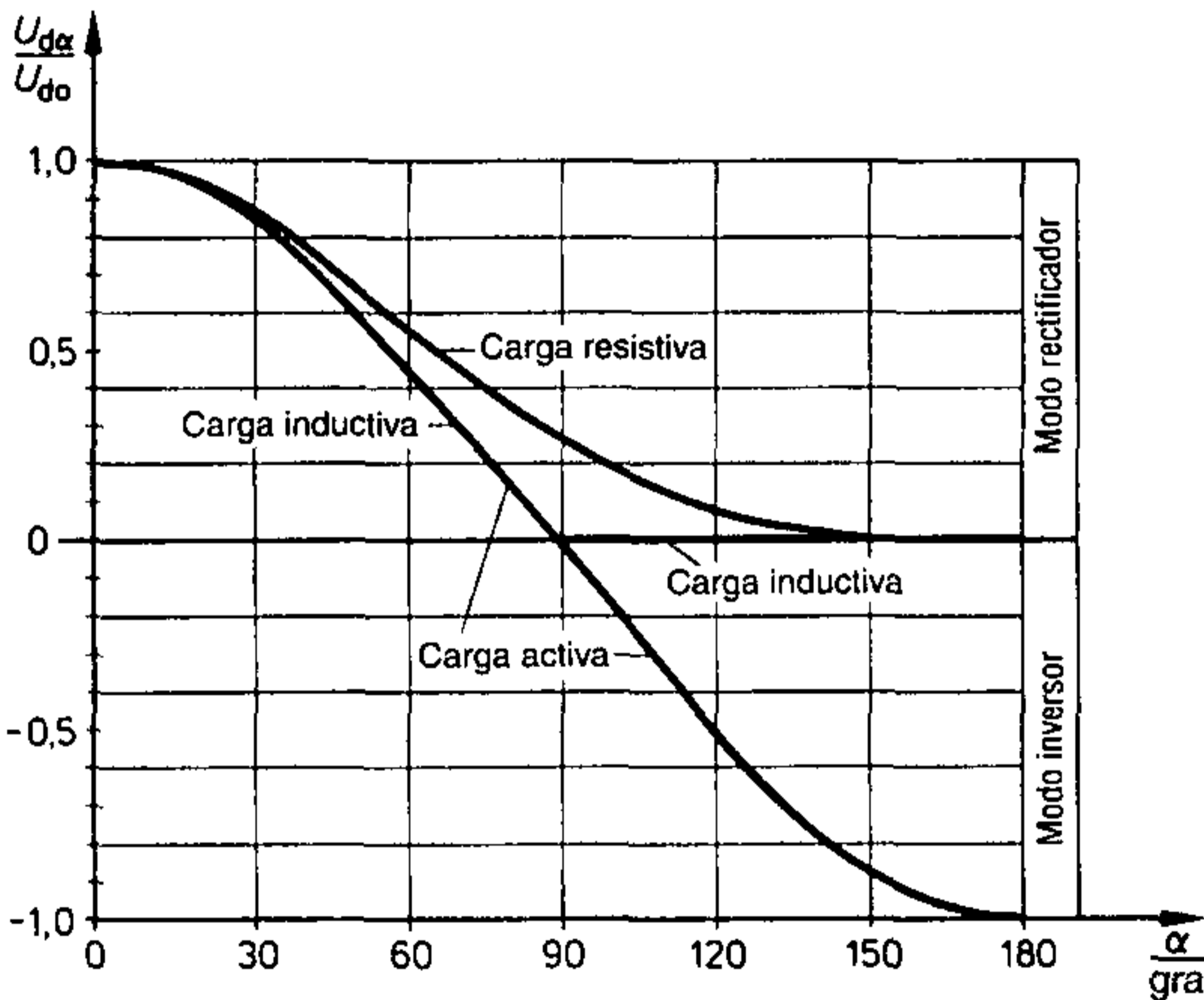


Figura 5.13 Curva característica de control dependiente de la carga de un convertidor de potencia M 3

A partir de  $\alpha = \alpha_{crit} = 30^\circ$  hacia adelante, con una carga resistiva, tenemos modo de espacio, y entonces  $U_{d\alpha}$  se debe calcular según la siguiente fórmula:

$$U_{d\alpha} = 0,577 \cdot U_{do} [1 + \cos (\alpha + 30^\circ)] \quad \text{con} \quad U_{do} = 0,676 U \quad \text{y} \quad 30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ.$$

En el rango  $150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , la tensión  $U_{d\alpha} = 0 V$ , puesto que, con una carga resistiva, como ya se mencionó, no puede ocurrir tensión continua negativa.

Las expresiones matemáticas dadas hasta aquí para  $U_d = f(\alpha)$  habilitan una curva característica de control como la de la figura 5.13 también para el circuito M 3.

**5.3.3.3 Ejemplo: convertidor de potencia de tres pulsos con  $U_{LN} = 220 \text{ V}$  y  $\alpha = 120^\circ$**

Un convertidor de potencia M 3 está conectado a un sistema trifásico con  $U_{LN} = 220 \text{ V}$ . Las tensiones continuas de salida anticipadas  $U_{d120}$  están determinadas para una carga puramente resistiva y activa con  $\alpha = 120^\circ$ . Entonces los resultados se verifican mediante referencia a la curva característica de control correspondiente.

a) Carga resistiva:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= 0,577 \cdot U_{do} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \\ &= 0,577 \cdot 0,676 \cdot U [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \\ U_{d120} &= 0,577 \cdot 0,676 \cdot \sqrt{3} \cdot U_{LN} [1 + \cos(120^\circ + 30^\circ)] \\ &= 0,577 \cdot 1,17 \cdot 220 \text{ V} [1 + \cos 150^\circ] \\ &= 19,9 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\frac{U_{d120}}{U_{do}} = \frac{19,9 \text{ V}}{1,17 \cdot 220 \text{ V}} = 0,08$$

b) Carga activa:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= U_{do} \cdot \cos \alpha \\ U_{d120} &= 1,17 \cdot 220 \text{ V} \cdot \cos 120^\circ \\ &= 257,4 \text{ V} \cdot \cos 120^\circ \\ &= -128,7 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\frac{U_{d120}}{U_{do}} = -\frac{128,7 \text{ V}}{257,4 \text{ V}} = -0,5$$

**5.3.3.4 Operación con diferentes tipos de carga**

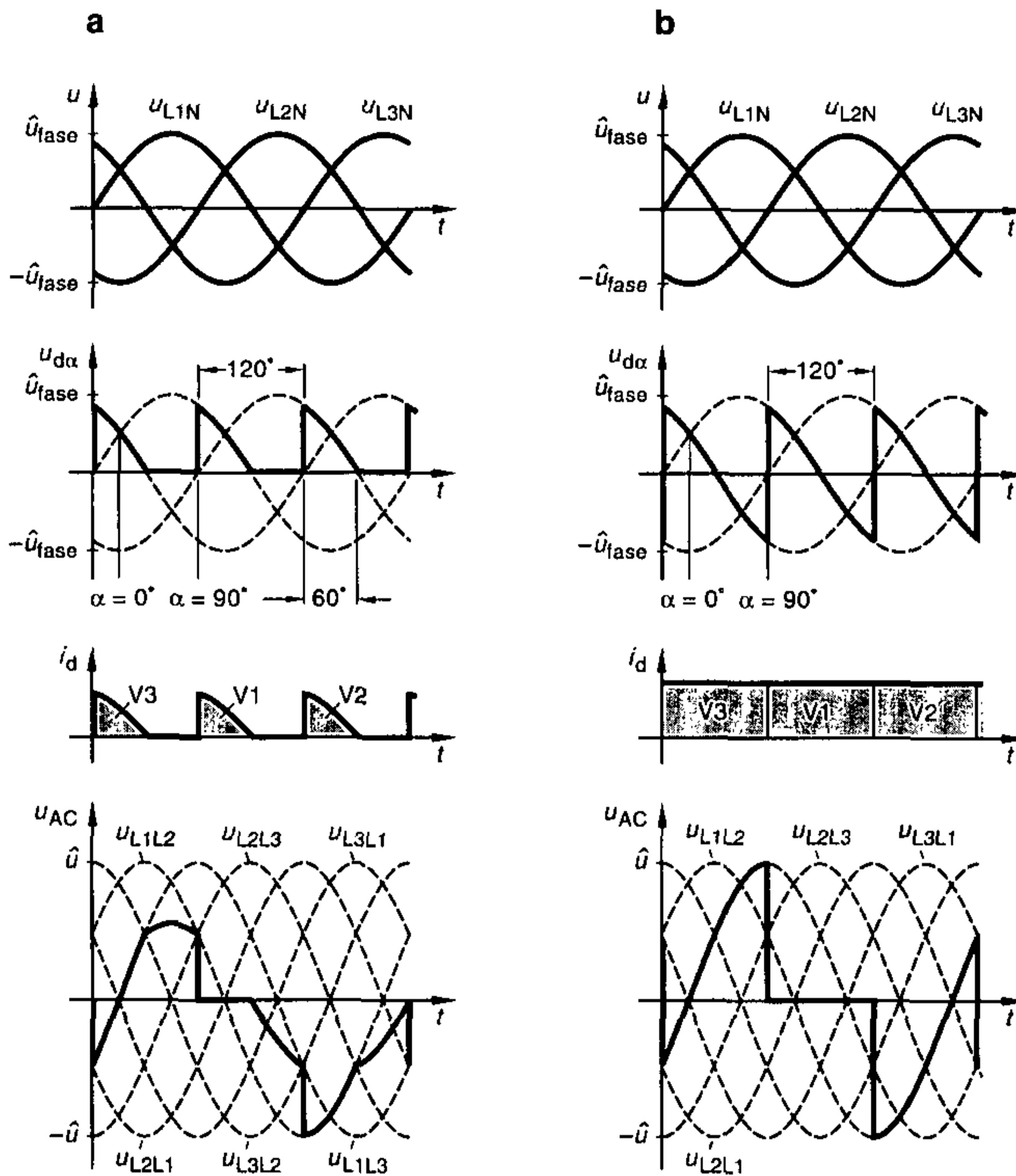
Como se hizo para el convertidor de potencia B 2, compararemos los diagramas de línea para  $\alpha = 90^\circ$  con una carga resistiva y una carga inductiva para el circuito M 3 (**figura 5.14**).

Los diagramas claramente muestran los distintivos característicos de la operación del convertidor de potencia controlado. Por ejemplo, con  $\alpha = 90^\circ$  y una carga inductiva, nuevamente  $U_{d90} = 0 \text{ V}$ , debido a que las áreas tensión/ángulo positivas y negativas tienen el mismo contenido.

Para el modo de espacio (figura 5.14a), aquí nuevamente, durante la fase libre de corriente desde  $\alpha_{crit} = 30^\circ$  hasta  $\alpha = 90^\circ$ , se obtiene una tensión inversa reducida  $u_{AC}$  para la válvula, aunque solamente está reproducida en el diagrama la tensión de la válvula V 1. Sin embargo, cuando el tiristor V 3 es disparado, la tensión inversa de V 1 salta al valor  $\hat{u}$ .

Si el área tensión/ángulo en el rango de tensión negativa es mayor que en el rango de tensión positiva, entonces  $U_{d\alpha}$  es negativa y el modo inversor se inicia. Básicamente, sin embargo, este modo inversor es únicamente posible por todo el tiempo que la carga es capaz de suministrar energía. La tensión suministrada mediante esta carga siempre

5.3 Convertidor de potencia múltipulso totalmente controlado



**Figura 5.14** Curvas de tiempo de tensión alterna de entrada, tensión continua de salida, corriente de carga y tensión inversa de válvula en V 1 de un convertidor de potencia M 3 con  $\alpha = 90^\circ$  y diferentes tipos de carga

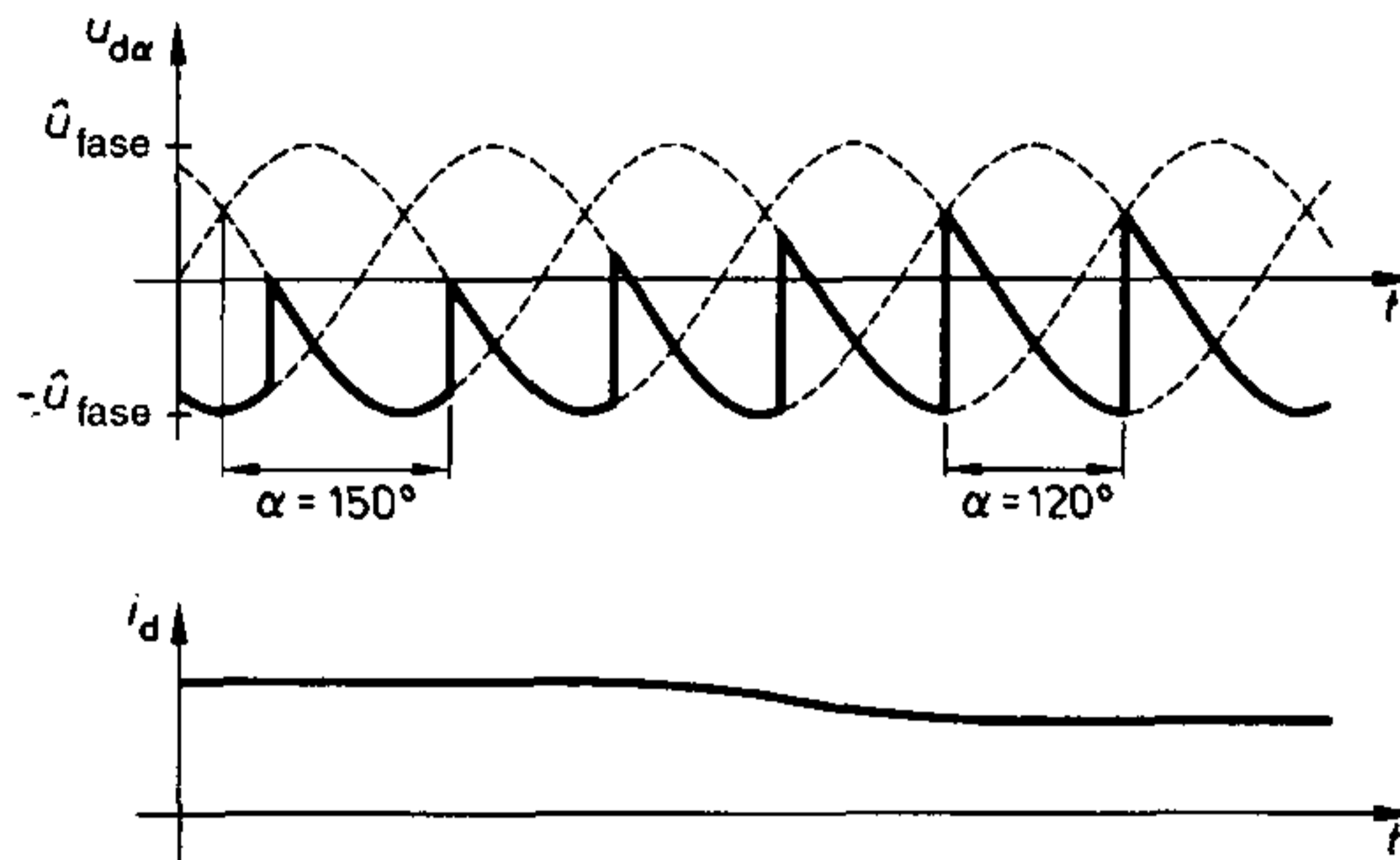
a) Carga resistiva

b) Carga inductiva

debe ser mayor que la tensión de red para que la corriente continúe el flujo en su dirección original.

Si, en el circuito de carga, existe, como suministrador de energía, un motor shunt con excitación constante, en donde el motor gira como generador debido a la energía almacenada en la máquina de impulsión, entonces éste impulsará una corriente a través del convertidor hacia el sistema y por medio de esto será frenado (frenado regenerativo). Como resultado de este frenado, se reduce la velocidad de rotación y la tensión en terminales cae. Para todavía permitir flujo de corriente y por medio de esto continuar el modo inversor, el ángulo de control  $\alpha$  del convertidor de potencia debe ser continuamente ajustado, de manera que la tensión inducida de este motor actuando como





**Figura 5.15** Ajuste del ángulo de disparo de un convertidor de potencia M 3 con fuerza electromotriz de retorno y corriente de carga reducida

generador sea en cualquier instante mayor que la tensión  $U_{d\alpha}$  del convertidor. Este caso se reproduce en la **figura 5.15** para la transición desde  $\alpha = 150^\circ$  hasta  $\alpha = 120^\circ$ . Utilizando un controlador en lazo, el ángulo de flujo de corriente  $\alpha$  ahora puede ser conectado de manera que la corriente permanece prácticamente constante hasta que el «motor» llegue a estado de reposo (sección 6.3.1). En el modo de operación descrito, también hablamos de una carga activa o de una carga con tensión adicional.

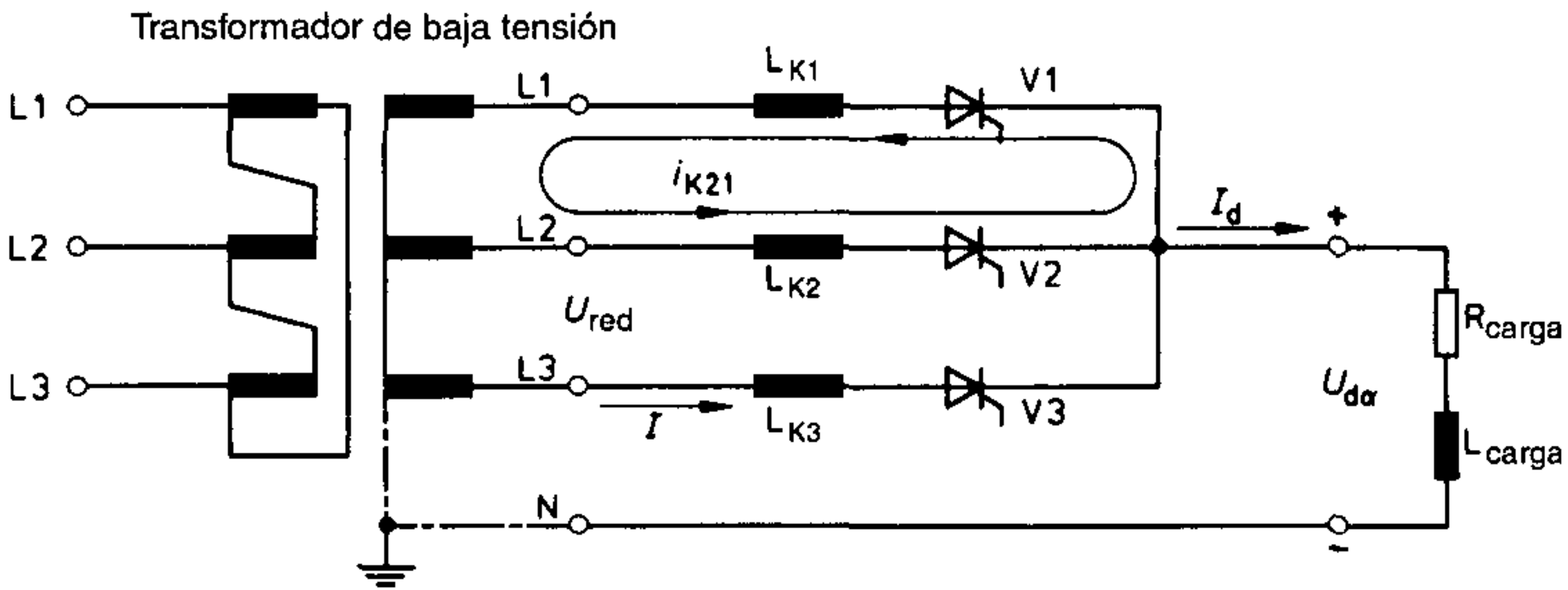
### 5.3.3.5 Proceso de conmutación como ejemplo del circuito M 3

Como ya se mencionó, la transferencia de corriente desde una rama de un circuito hasta una rama adyacente en el mismo grupo de conmutación se denomina proceso de conmutación. Hasta ahora, el reemplazo de una válvula portadora de corriente por la válvula subsiguiente ha sido considerado como instantáneo y por lo tanto como ideal. En realidad, sin embargo, la conmutación afecta las curvas de tensión y corriente, en convertidores de potencia controlados y no controlados. Primero consideraremos el efecto de conmutación para operación no controlada ( $\alpha = 0^\circ$ ), mediante referencia a la **figura 5.16**.

La conmutación desde  $U_{L1N}$  hasta  $U_{L2N}$  en este caso empieza en el próximo instante de disparo natural en  $\omega t = 150^\circ$  (figura 5.16). V 1 está todavía en estado de conducción, puesto que, debido a las inductancias,  $i_{L1}$  no puede llegar a cero repentinamente. La válvula V 2, sin embargo, también está en estado de conducción, debido a su tensión y condición de disparo. Puesto que la válvula V 3 está bloqueada para el período de tiempo considerado, necesitamos solamente poner atención a las dos ramas de circuito superiores con las válvulas V 1 y V 2.

Durante la fase de conmutación, éstas forman un circuito cerrado (figura 5.16). La tensión efectiva de impulsión para este circuito está constituida por la tensión fase-fase  $U_{L2L1}$ . Las bobinas de conmutación  $L_{K1}$  y  $L_{K2}$ , y naturalmente también los bobinados del transformador, actúan como resistencias de carga internas. Sin embargo, la carga del convertidor de potencia, consistente de R y L, no está involucrada en el proceso de conmutación. La corriente de conmutación  $i_{K21}$  que aparece solamente está limitada por inductancias en el circuito de conmutación.

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado



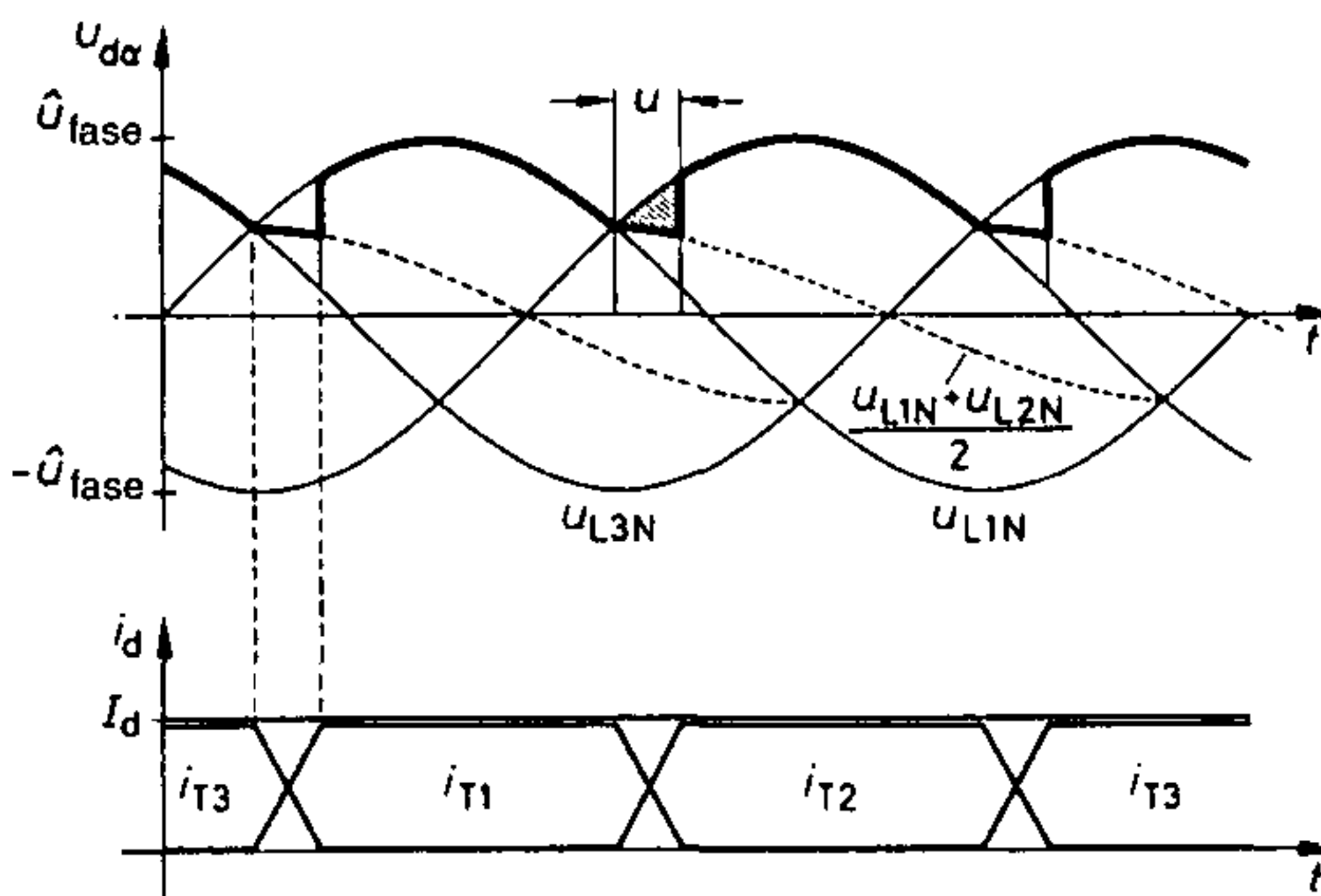
**Figura 5.16** Proceso de conmutación desde la válvula 1 hasta la válvula 2 en un convertidor de potencia M 3 con bobinas de conmutación adicionales

Puesto que, por virtud de la inductancia de carga conectada en serie ( $\tau = \frac{L}{R} \rightarrow \infty$ ), la corriente continua  $I_d$  puede ser considerada como constante, la siguiente ecuación de nodo se aplica al punto (estrella) neutral del lado del cátodo del circuito de la figura 5.16:

$$i_{L2} = I_d - i_{L1}.$$

La corriente de conmutación  $i_{k21}$  es una corriente sinusoidal. Esta se retrasa a la tensión  $u_{L2L1}$  en  $90^\circ$ . Cuando  $i_{L2} = I_d$  y consecuentemente también  $i_{L1} = 0$  A, el proceso de conmutación está completado.

El proceso de conmutación ilustrado en la **figura 5.17** se define como el tiempo de conmutación o como el ángulo de traslape  $u$ , dependiendo de la designación de abscisa.



**Figura 5.17** Efecto de un proceso de conmutación real sobre la formación de tensión continua y forma de onda de la corriente de válvula para el ejemplo del convertidor de potencia M 3 con  $\alpha = 0^\circ$  (ángulo de conmutación  $u$  sombreado)

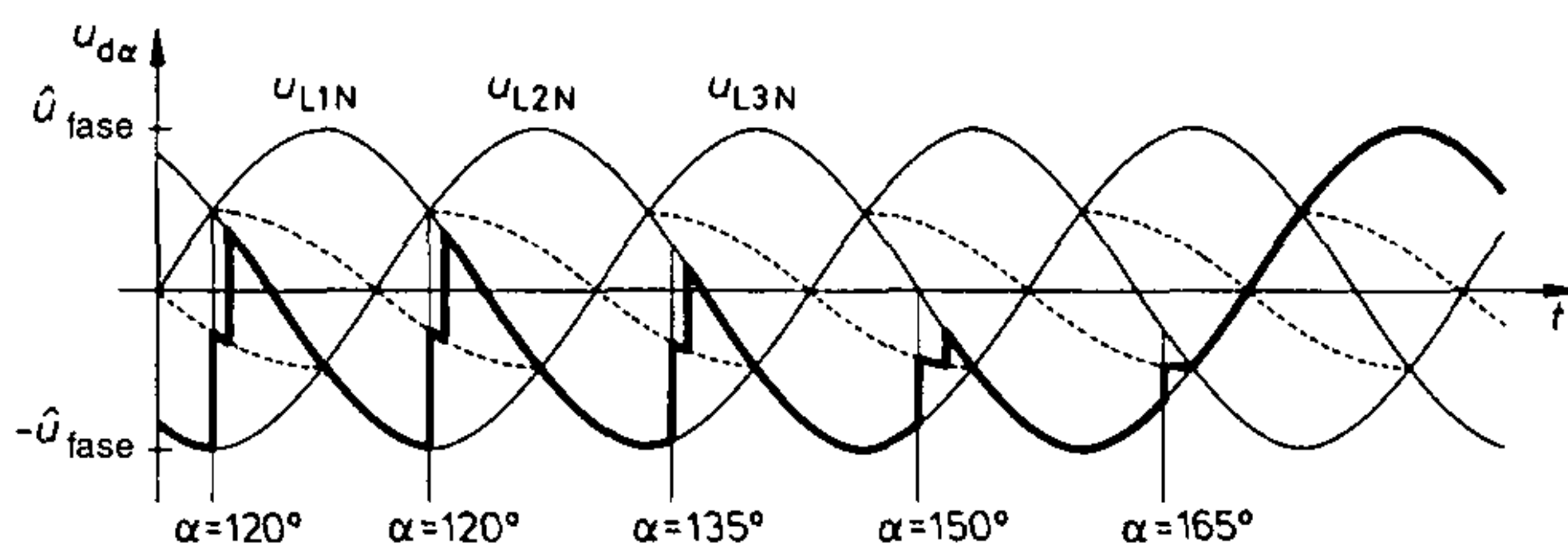
## 5 Convertidores de potencia controlados

Debido a que el circuito de conmutación normalmente está construido simétricamente ( $L_{K1} = L_{K2}$ ), durante el tiempo de traslape  $u_d = \frac{U_{L1} L_2}{2}$ .

La figura 5.17 también muestra que la conmutación causa una pérdida de tensión continua, la cual generalmente se denomina caída de tensión continua inductiva  $D_x$ .

La **figura 5.18** también muestra que, en modo inversor ( $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ), en contraste al modo rectificador ( $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ ) considerado hasta ahora, aún ocurre un incremento de tensión en forma de un salto de tensión.

Conforme el retardo de disparo se incrementa, la diferencia de tensión efectiva aumenta hasta  $\alpha = 90^\circ$ , de manera que la transferencia de corriente toma lugar más rápidamente y el tiempo de traslape decrece.



**Figura 5.18** Tensión continua de salida de un convertidor de potencia M3 en modo inversor, con conmutación en  $\alpha = 165^\circ$

### 5.3.3.6 Estabilidad del inversor

En contraste al inversor clásico, con el cual una carga de corriente alterna puede ser alimentada desde una fuente de tensión continua, con un convertidor de potencia solamente bajo ciertas condiciones se da que la energía pueda ser realimentada desde el lado de corriente continua hacia el sistema de corriente alterna. Estos casos de inversores, que ya han sido discutidos, por lo tanto se denominan «inversores de línea conmutada con conmutación natural». Si, con estos inversores, se asume una fuente de tensión continua suficientemente potente, entonces teóricamente el inversor podría aún ser introducido en la operación con un retardo de disparo de hasta  $\alpha = 180^\circ$ .

En realidad, sin embargo, con convertidores de potencia que trabajan en modo inversor, el flujo de corriente en el «tiristor manejado» debe ser interrumpido antes que  $\alpha = 180^\circ$ . Entonces el tiristor debe poseer su total capacidad de bloqueo, puesto que, después de este instante, la tensión a través del tiristor es nuevamente polarizada en dirección directa.

Considerando el tiempo de conmutación y el tiempo de apagado del circuito conmutado, entonces el ángulo de disparo se debe reducir ( $\alpha < 180^\circ$ ), de manera que la conmutación del «tiristor encargado» termina y el tiempo de apagado del circuito conmutado del «tiristor manejado» se observa antes que la tensión de impulsión nuevamente asuma valores positivos.

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

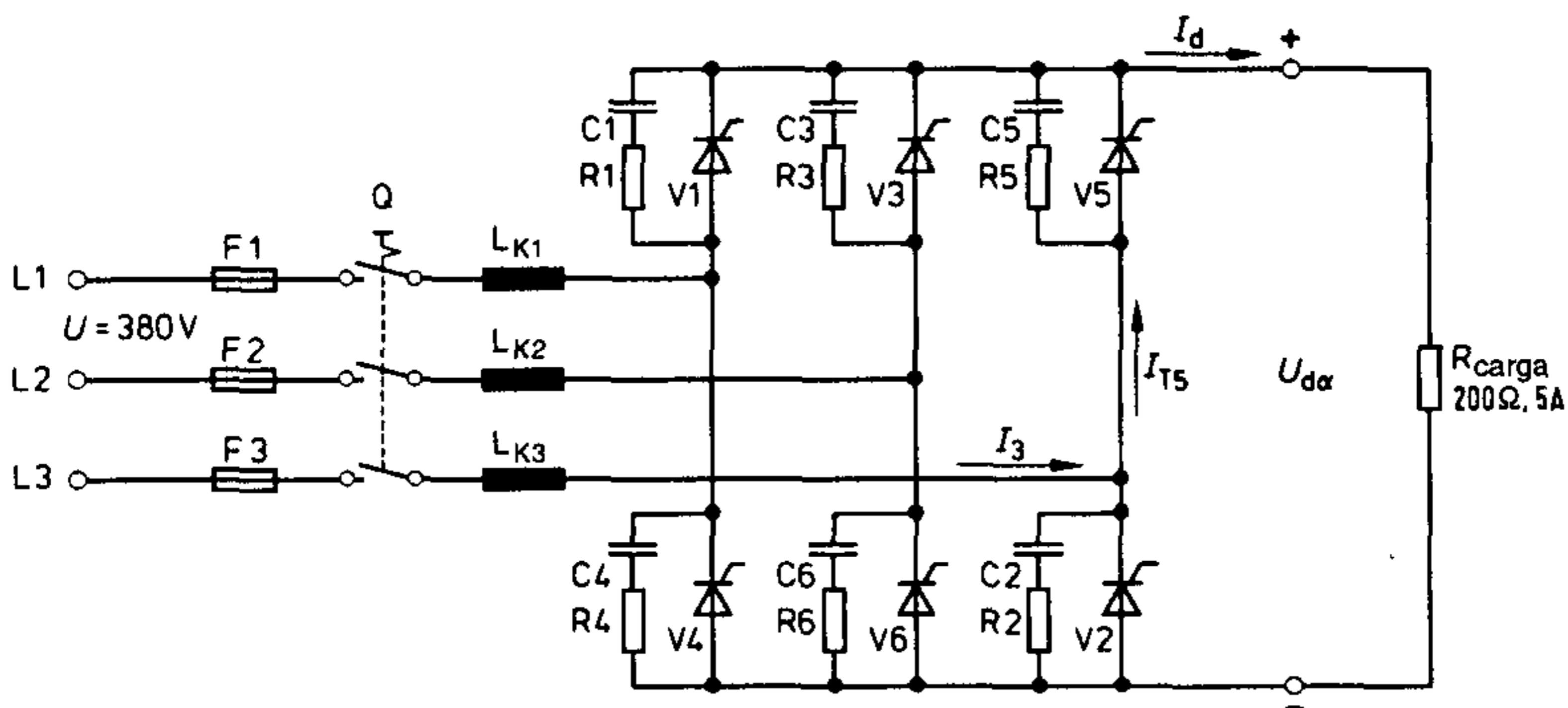
Si el proceso de conmutación no se completa rápidamente, la corriente permanece en el «tiristor manejado». El convertidor de potencia, el cual hasta ahora ha suministrado tensión negativa, entonces súbitamente suministra tensión positiva. Esta inversión de polaridad del convertidor de potencia tiene lugar tan rápidamente que este cambio súbito también se denomina «golpe inversor» (figura 5.18). Entonces la tensión a través de la inductancia y la tensión del convertidor están en serie. La corriente aumenta tan bruscamente que los fusibles operan.

Como ya se ha señalado, por razones de seguridad, se debe mantener un espacio en relación al ángulo de disparo teóricamente posible  $\alpha = 180^\circ$ . Este espacio es aproximadamente  $20^\circ - 30^\circ$ , y el límite del ángulo de retardo de disparo  $\alpha$  es por lo tanto ajustado a  $\alpha \approx 150^\circ$ . Este ángulo límite  $\alpha_w$  también se denomina «límite de estabilidad del inversor».

#### 5.3.4 Circuito en puente trifásico totalmente controlado (B 6)

##### 5.3.4.1 Generalidades

El circuito en puente trifásico totalmente controlado es el circuito convertidor de potencia más comúnmente utilizado. Una gran ventaja comparado con el circuito M 3 es, por ejemplo, la mejor utilización del transformador convertidor, puesto que, como en el caso del circuito en puente B 2, fluye una corriente alterna en el circuito secundario. Además, el factor de rizo y otros valores característicos son muy favorables.



F 1 – F 3: 4 Af; R 1 – R 6 = 100  $\Omega$ , 2 W  
L<sub>K1</sub> – L<sub>K3</sub> = 2 mH; 10 A; C 1 – C 6 = 0,05  $\mu$ F, 400 ~  
V 1 – V 6:  $I_{TAVM} = 6,5$  A;  $I_{TRMS} = 25$  A;  $U_{DRM} = U_{RRM} = 1000$  V

**Figura 5.19** Unidad de potencia del circuito B 6 totalmente controlado en el convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6 con inductancias de conmutación y circuito AHS

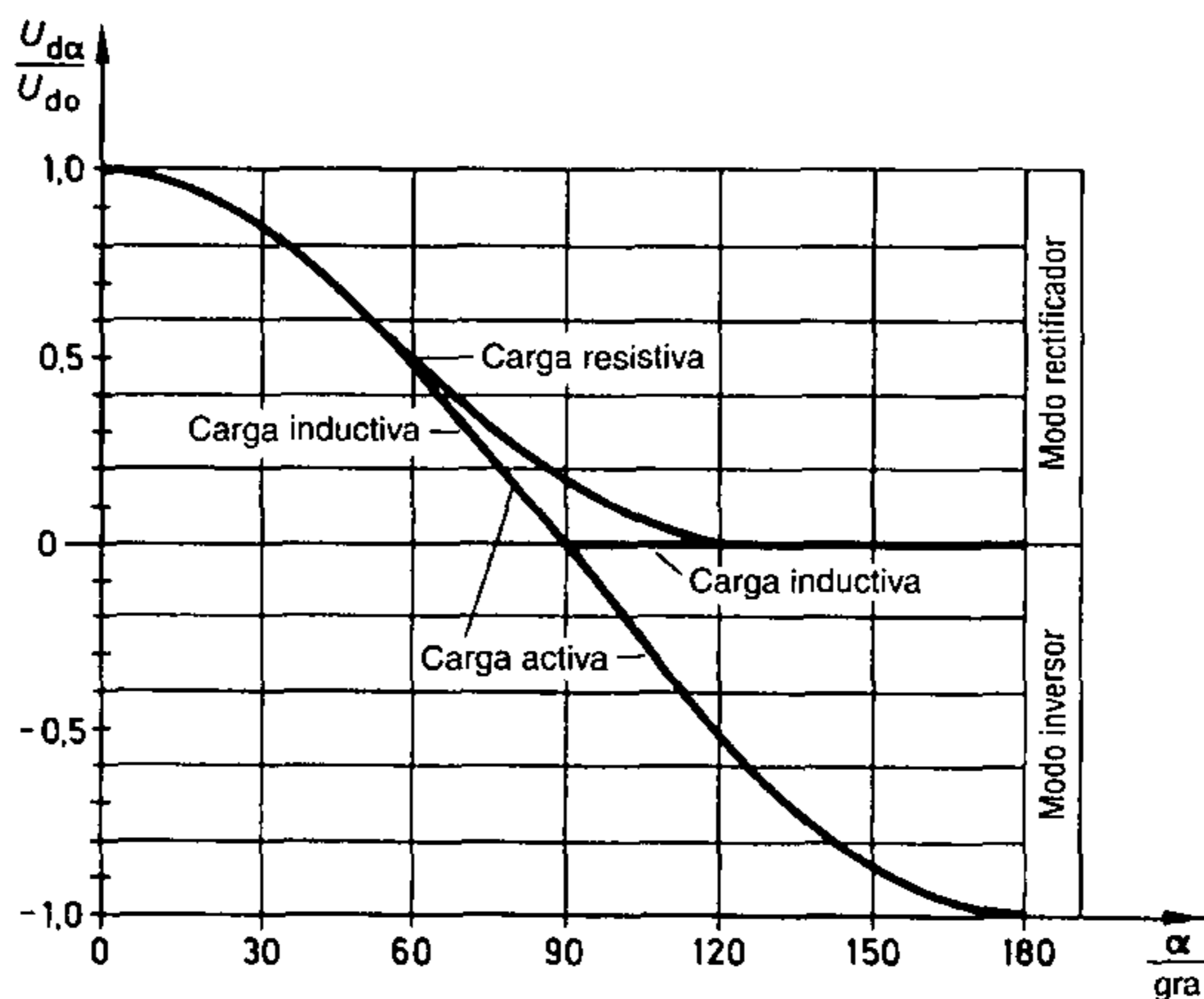
En la **figura 5.19** se reproduce la unidad de potencia del convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6 con circuito AHS y bobinas de conmutación. En la práctica también es habitual la designación de la conexión en estrella del cátodo utilizando números impares (V 1, V 3, V 5) y la conexión en estrella del ánodo utilizando números pares (V 4, V 6, V 2), puesto que se ha probado ser una ventaja cuando se consideran los pulsos de disparo correspondientes.

### 5.3.4.2 Rango de control del convertidor de potencia B 6

En  $\alpha = 0^\circ$ , el comportamiento de este convertidor de potencia corresponde completamente al comportamiento del circuito B 6 no controlado descrito en la sección 4.5. Como todos los otros circuitos en puente, el circuito B 6 puede ser considerado como la conexión en serie de dos circuitos M 3 con toma central. Cada circuito M 3 individual tiene un instante de disparo natural de  $30^\circ$ . Además de las dos tensiones parciales desfasadas produce una tensión de salida de seis pulsos (**figura 4.19**). Para la tensión continua de salida, cada  $60^\circ$  tiene lugar una conmutación, y ahora el instante de disparo natural está a  $60^\circ$  respecto al cruce por cero positivo de la tensión fase-fase. Consecuentemente, aún con una carga resistiva, no ocurre el modo de espacio hasta un ángulo de disparo  $\alpha = 60^\circ$ , de manera que la siguiente relación independiente de la carga se aplica al rango ( $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ).

$$U_{d\alpha} = U_{do} \cos \alpha, \quad \text{con } U_{do} = 1,35 U.$$

Asumiendo una carga inductiva,  $U_{d\alpha}$  también se determina según esta relación para el rango de control ( $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ ). A partir de ( $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ), con una carga inductiva  $U_{d\alpha}$  es siempre cero. Como se muestra en la **figura 5.20**, con una carga inductiva  $U_{d\alpha}$  solamente puede asumir valores negativos.



**Figura 5.20** Curva característica de control dependiente de la carga del convertidor de potencia B 6 totalmente controlado

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

Sin embargo, en el rango de control ( $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ ), con una carga resistiva, ocurre el modo de espacio, y lo siguiente se mantiene para el cálculo de la tensión continua:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2} U_{do} [1 + 1,154 \cdot \cos(\alpha + 30^\circ)].$$

Entonces, en el rango de ángulo ( $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ), con una carga resistiva, la tensión de salida es  $U_{d\alpha} = 0$  V. Estas relaciones también se pueden representar gráficamente en forma de una curva característica de control (figura 5.20).

#### 5.3.4.3 Secuencia de los pulsos de disparo

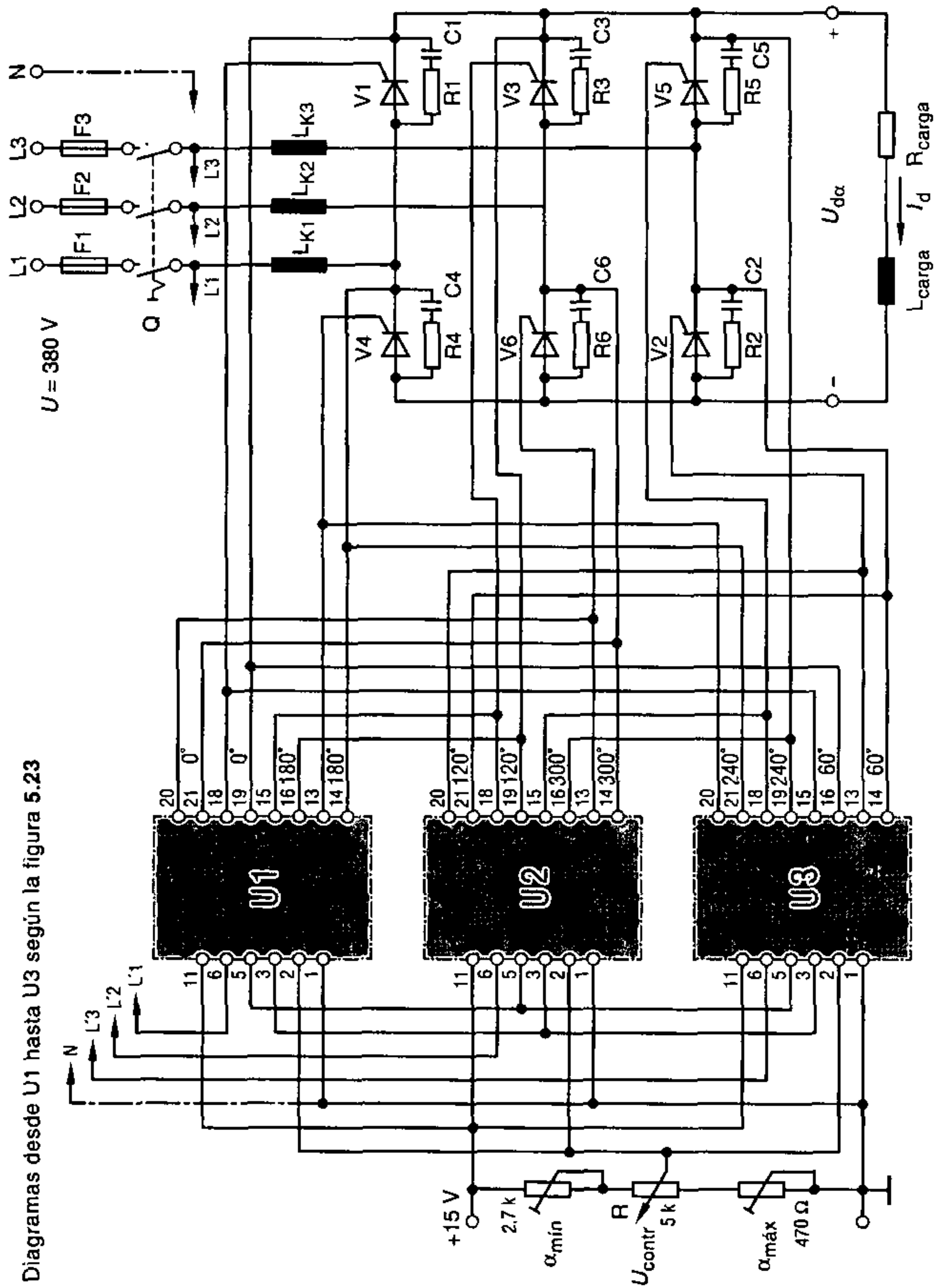
Para cada uno de los dos circuitos M 3 (**figura 5.21**), el circuito B 6 inicialmente requiere tres pulsos de disparo desplazados  $120^\circ$ . Como resultado de los cruces por cero de las tres tensiones fase-fase uno a continuación de otro cada  $60^\circ$ , entonces se requiere un pulso de disparo cada  $60^\circ$ . Puesto que dos válvulas tienen que estar conduciendo simultáneamente en los circuitos en puente, el circuito B 6 no puede ser operado apropiadamente con los pulsos acostumbrados para un circuito M 3. Esto puede por supuesto ser remediado mediante la utilización de seis pulsos de larga duración con una duración de pulso de  $t_p > \frac{T}{6}$ , o cuyo ángulo de pulso sea  $\psi_p > 60^\circ$ . Esto también provee una adecuada cobertura de pulsos para la condición de encendido de un circuito B 6. Puesto que, sin embargo, en electrónica de potencia, se utilizan principalmente transformadores de pulsos, debido al aislamiento eléctrico, este método de disparo implica grandes pérdidas. Por esta razón, existe preferencia por el uso de pulsos dobles para cada tiristor, siguiendo uno tras otro a un intervalo de  $60^\circ$ . Con este tipo de disparo, también es posible usar transformadores de pulsos considerablemente más pequeños.

Por supuesto, los pulsos dobles solamente se requieren para «arrancar» el convertidor de potencia o para operar con corriente intermitente. No obstante, por razones de ingeniería de circuitos, la unidad de control continuamente emite pulsos dobles.

Para facilitar la comprensión, consideraremos, paso a paso, el disparo de un circuito B 6, de acuerdo con la **figura 5.22**. La correlación de tiempo de las tensiones fase-fase y pulsos de disparo también se muestran en la figura 5.22.

En el instante  $t_1$ , se disparan los tiristores V 1 y V 6 en las fases L 1 y L 2 (arranque del convertidor de potencia).  $60^\circ$  después, la corriente debe transferirse desde el tiristor V 6 (L 2) hacia V 2 (L 3). V 2 ahora recibe su pulso principal, mientras que V 1 recibe su segundo pulso, el pulso siguiente. Después de eso, tiene lugar una conmutación fresca cada  $60^\circ$  y por lo tanto cada tiristor permanece en estado de conducción por  $120^\circ$ . La secuencia de los pulsos de disparo debe ser estrictamente cumplida. Esto no se aplica solamente en  $\alpha = 0^\circ$ , sino también cuando se ajusta el ángulo de disparo para control de las tensiones de salida del convertidor de potencia. Para que los pulsos de disparo siempre se repitan en el mismo instante, es absolutamente esencial que el disparo o circuito de control esté sincronizado por las tensiones fase-fase.

La necesidad de utilizar un pulso siguiente para el modo de espacio es más claramente demostrada mediante la figura 5.22d.



Diagramas desde U1 hasta U3 según la figura 5.23

**Figura 5.21** Diagrama de circuito para formación de pulsos principales y siguientes para el circuito B 6 del convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6

5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

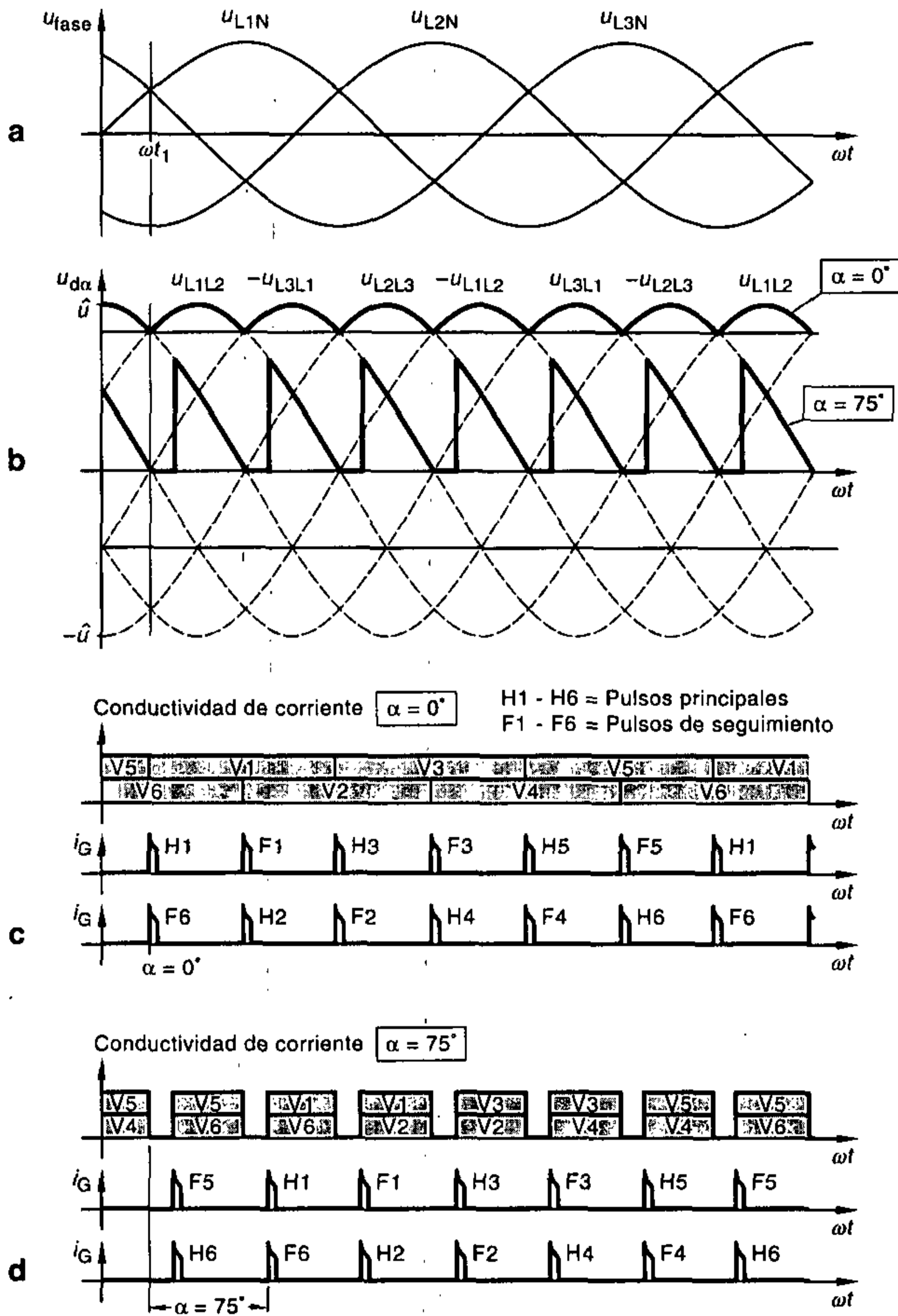


Figura 5.22 Disparo de un puente B 6

a) Curvas de tensiones de fase

b) Curvas de tensiones continuas de salida para  $\alpha = 0^\circ$  y  $\alpha = 75^\circ$

c) Angulo de flujo de corriente y pulsos de disparo en  $\alpha = 0^\circ$

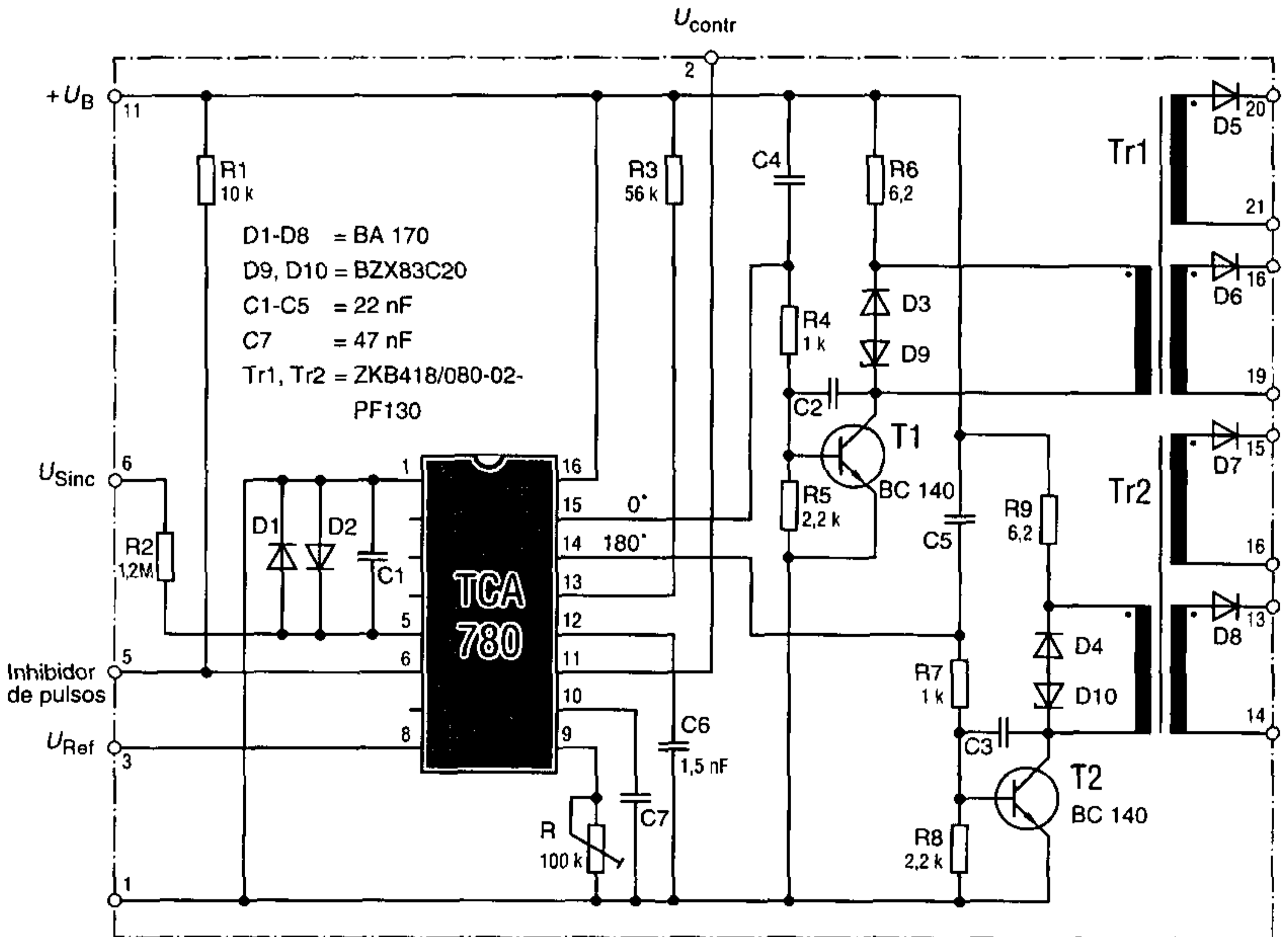
d) Angulo de flujo de corriente y pulsos de disparo para  $\alpha = 75^\circ$  con carga resistiva



Puesto que, de acuerdo a lo que se ha dicho hasta aquí, el circuito B 6 requiere el mayor gasto en pulsos de disparo, la unidad de pulsos ha sido el módulo más costoso de un circuito en puente trifásico producido industrialmente. Ha sido posible, sin embargo, reducir el costo de los componentes considerablemente mediante la utilización de módulos integrados especiales de control de fase (por ejemplo UAA 145 de AEG; vea también la sección 3.2).

En la **figura 5.23** se presenta el circuito del módulo de disparo que incorpora al IC TCA 780. Este módulo también está incorporado en el convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6 de seis pulsos. El disparo se ejecuta en los tres módulos U 1, U 2 y U 3 (figura 5.21) tomando la tensión de control para el ajuste del ángulo de disparo  $\alpha$  en el potenciómetro R. Las tensiones de sincronización necesarias se obtienen a partir de las tensiones de fase del lado secundario a través de la resistencia  $R 2 = 1,2 \text{ M}\Omega$  (figura 5.23).

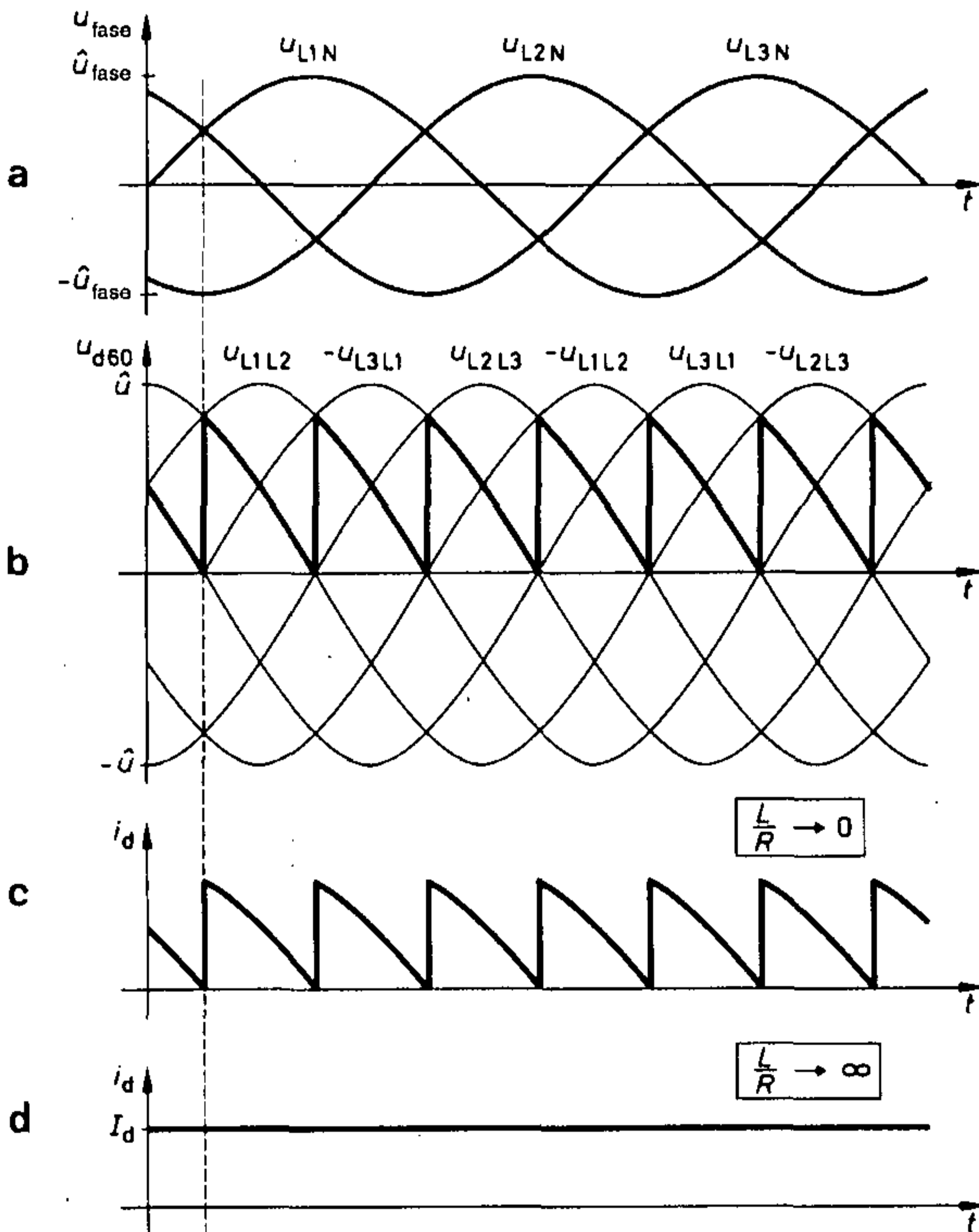
Los pulsos de disparo desplazados  $180^\circ$  en los terminales 14 y 15 del IC son amplificados por medio de transistores de conmutación y son duplicados por transformadores de pulsos con dos bobinados secundarios. Así, por ejemplo, el tiristor 1 en la figura 5.21 recibe el segundo pulso  $0^\circ$  del primer módulo de disparo como un pulso principal, y, mediante conexión en paralelo, el primer pulso  $180^\circ$  como un pulso siguiente desde el tercer módulo de disparo. Considerando el desplazamiento de fase  $2 \cdot 120^\circ + 180^\circ = 420^\circ$ , esto representa un desplazamiento efectivo de  $60^\circ$ .



**Figura 5.23** Unidad de pulsos con cuatro salidas aisladas eléctricamente en la sección de señal de un convertidor-rectificador de entrenamiento SR 6

5.3.4.4 Convertidor de potencia B 6 con cargas diferentes

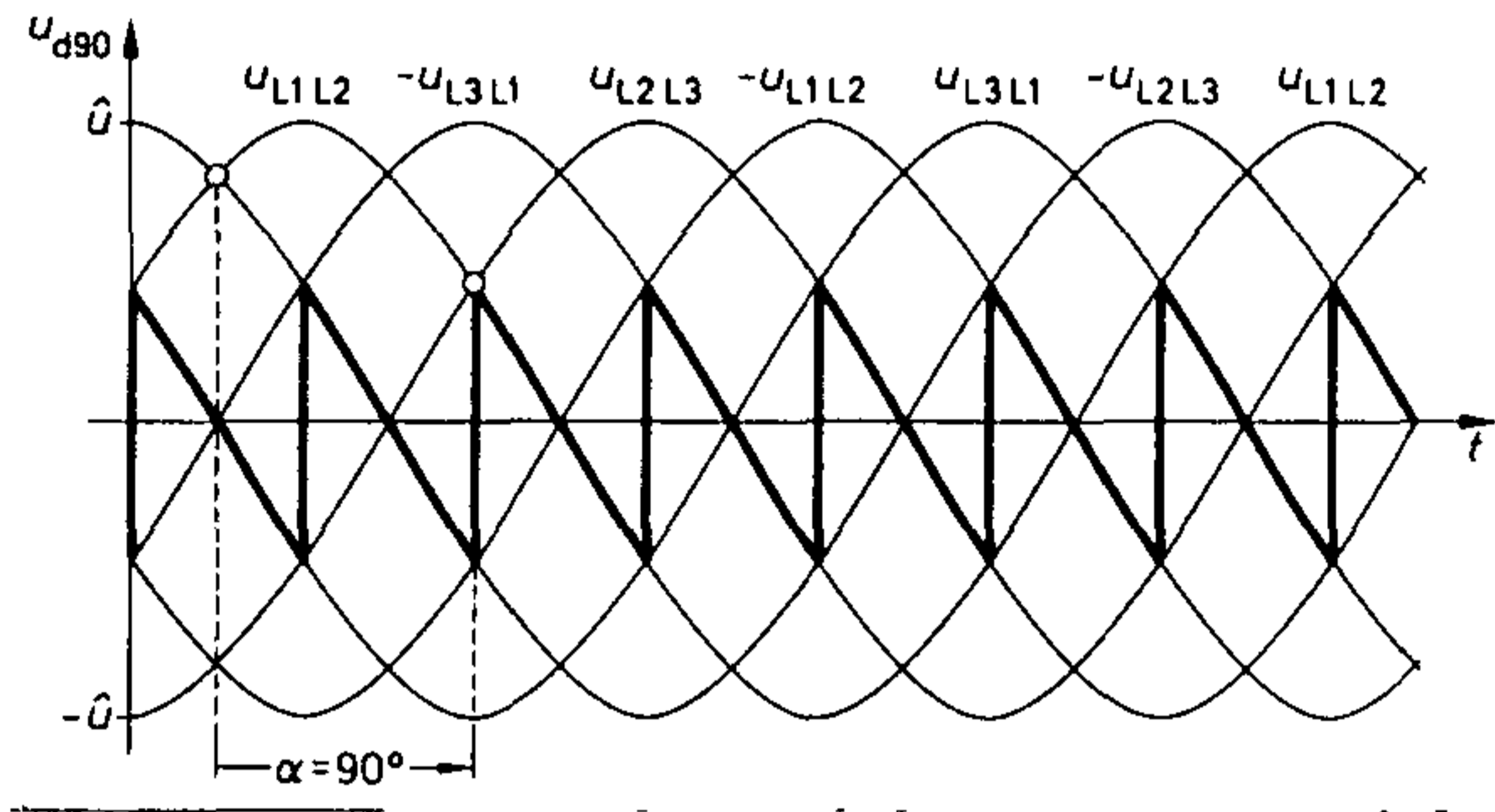
En  $\alpha = 0^\circ$ , nuevamente existen las condiciones de tensión continua para modo no controlado, como se ilustra en la figura 4.18. En el rango  $0^\circ < \alpha \leq 60^\circ$ , ocurren las mismas curvas de tensión de salida para los casos de carga  $\frac{L}{R} \rightarrow 0$  y  $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$ . En el caso de  $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ , es decir, una carga resistiva, la curva de la corriente  $i_d$  es nuevamente proporcional a la tensión  $U_{d\alpha}$ , mientras que en el otro caso de carga, fluye corriente continua constante  $I_d$ , debido a la carga inductiva. Así, con  $\alpha = 60^\circ$ , la curva de tensión de  $U_d$  se aplica para ambos tipos de carga, mientras que las correspondientes corrientes continuas diferentes están reproducidas separadamente.



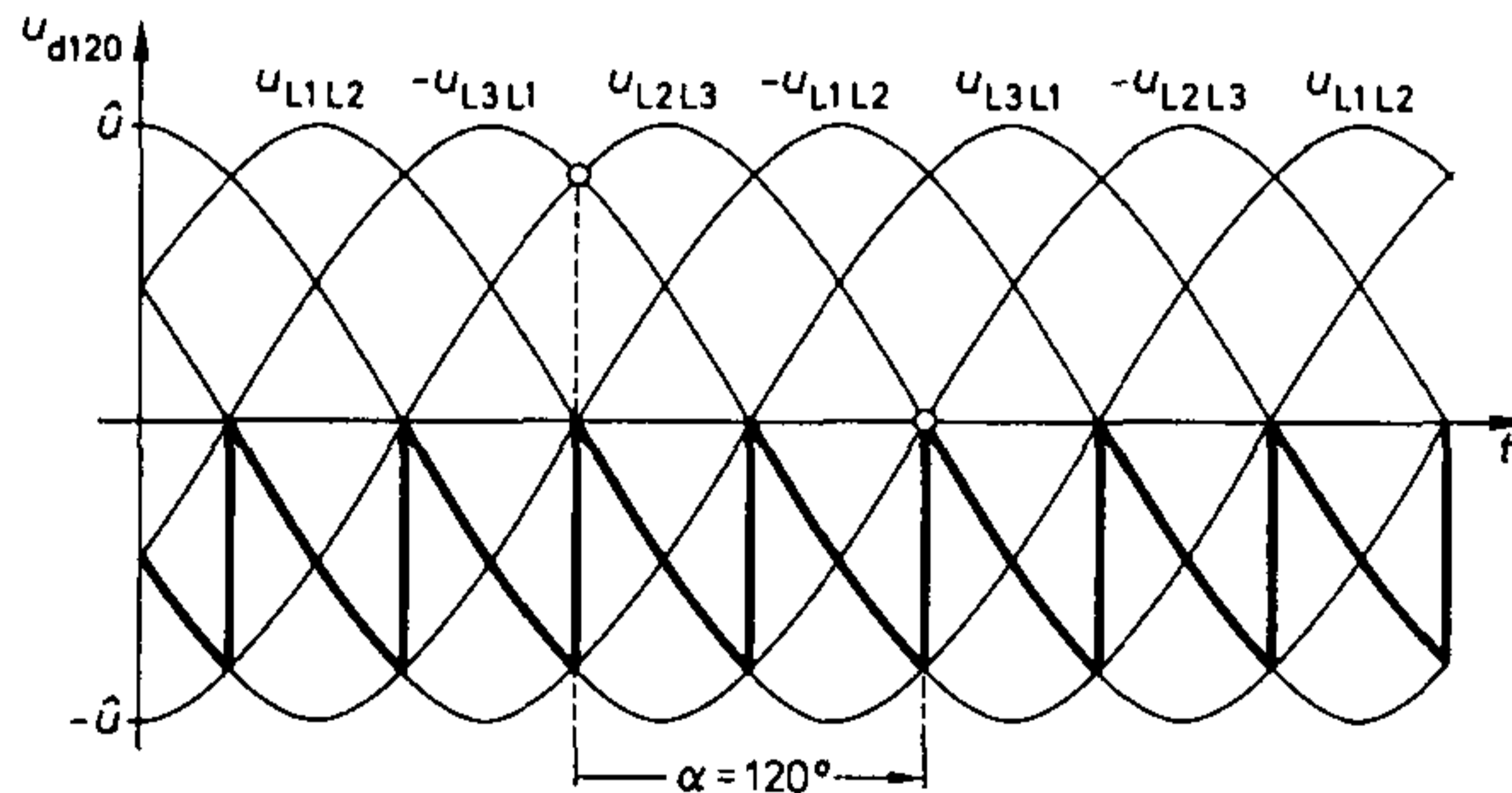
**Figura 5.24** Convertidor de potencia B 6 con diferentes tipos de carga  
 a) Curva de tiempo de las tensiones de fase  
 b) Curva de tiempo de la tensión continua de salida  
 c) Corriente de carga con  $\alpha = 60^\circ$  y carga resistiva  
 d) Corriente de carga con  $\alpha = 60^\circ$  y carga inductiva

5 Convertidores de potencia controlados

Con un circuito B 6, solamente es posible el modo rectificador con una carga resistiva. Existe por lo tanto una ausencia de áreas tensión/ángulo negativas. Como claramente muestra la figura 5.24, el modo de espacio tiene efecto desde  $\alpha > 60^\circ$ . Entonces ocurren grandes espacios en la corriente tan pronto como  $\alpha = 90^\circ$ . Si  $\alpha > 120^\circ$ , no fluye corriente, debido a que la tensión se vuelve cero. Con una carga inductiva y una  $\alpha = 90^\circ$ , las áreas tensión/ángulo positiva y negativa son iguales en dimensión, y  $U_{d90}$  se vuelve cero. Este caso límite para la transición desde el modo rectificador hacia el modo inversor se muestra en la **figura 5.25**. En las **figuras 5.26** y **5.27**, la curva de  $U_{d\alpha}$  en modo inversor nuevamente se presenta en detalle.

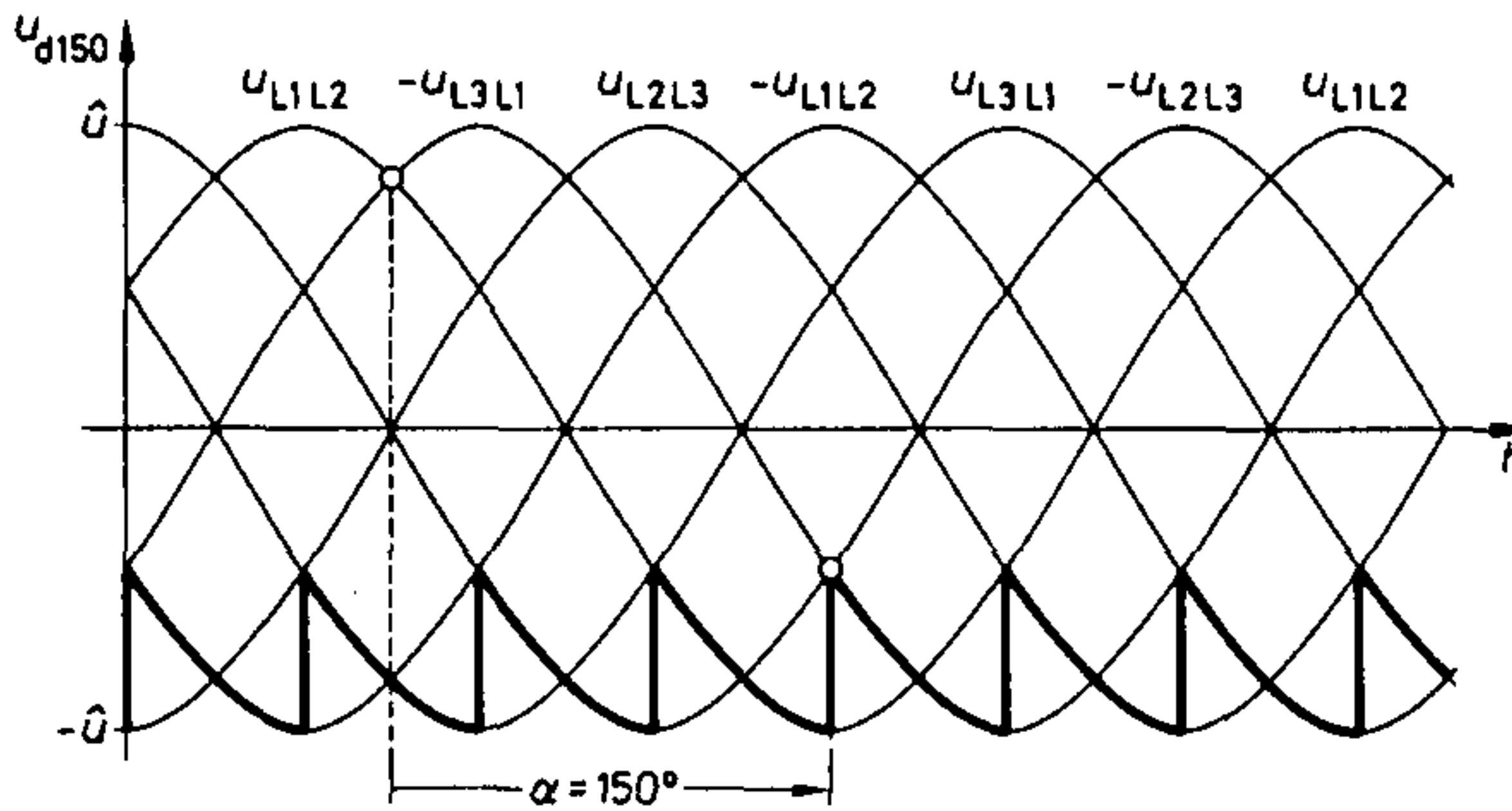


**Figura 5.25** Tensión continua de salida del convertidor de potencia B 6 en transición desde modo rectificador hacia modo inversor, con  $\alpha = 90^\circ$  y  $U_{d90} = 0 \text{ V}$



**Figura 5.26** Tensión continua de salida negativa del convertidor de potencia B 6 en modo inversor, con  $\alpha = 120^\circ$

### 5.3 Convertidor de potencia multipulso totalmente controlado

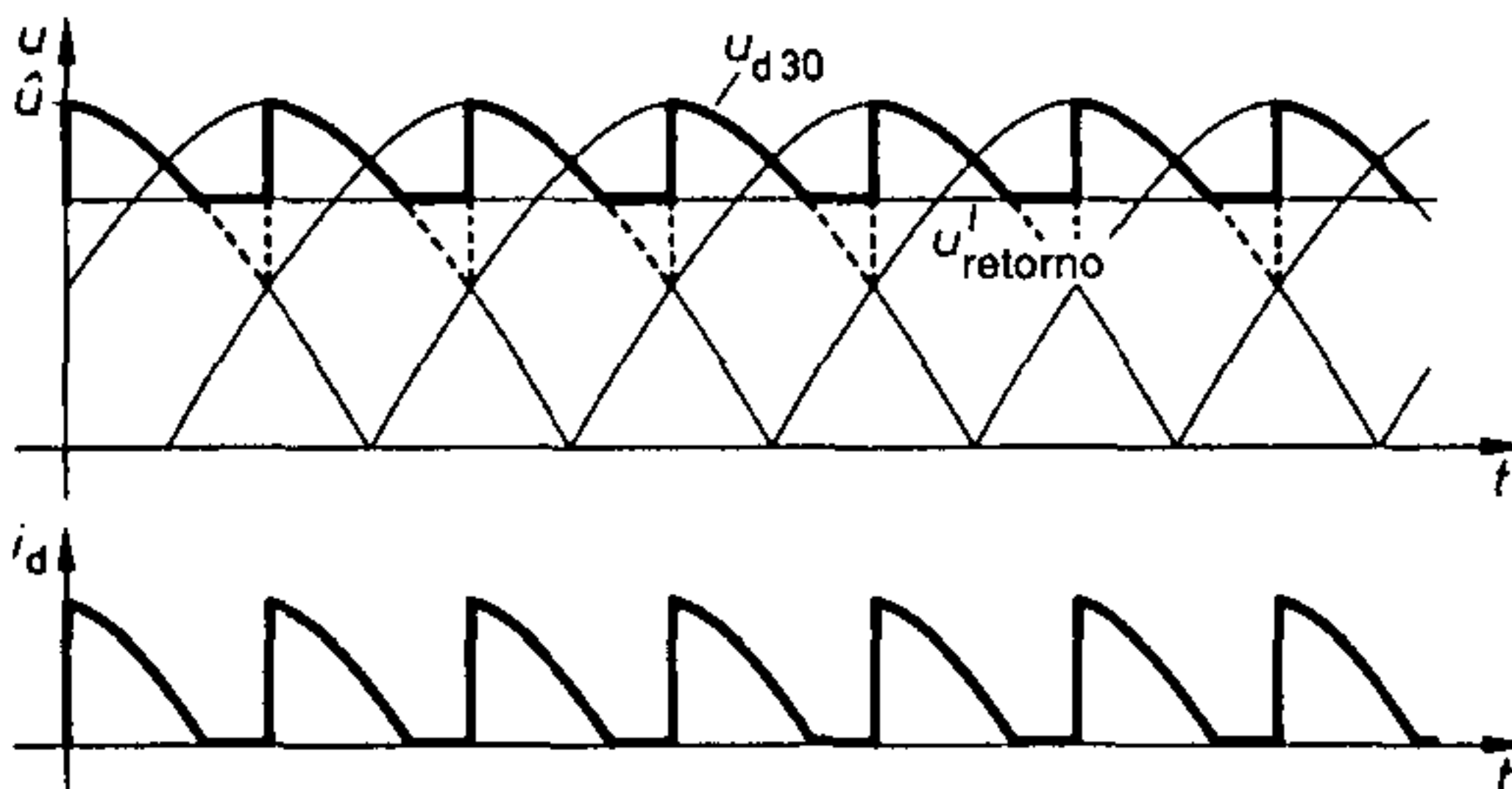


**Figura 5.27** Tensión continua de salida negativa del convertidor de potencia B 6 en modo inversor, con  $\alpha = 150^\circ$

#### 5.3.4.5 Operación con fuerza electromotriz de retorno

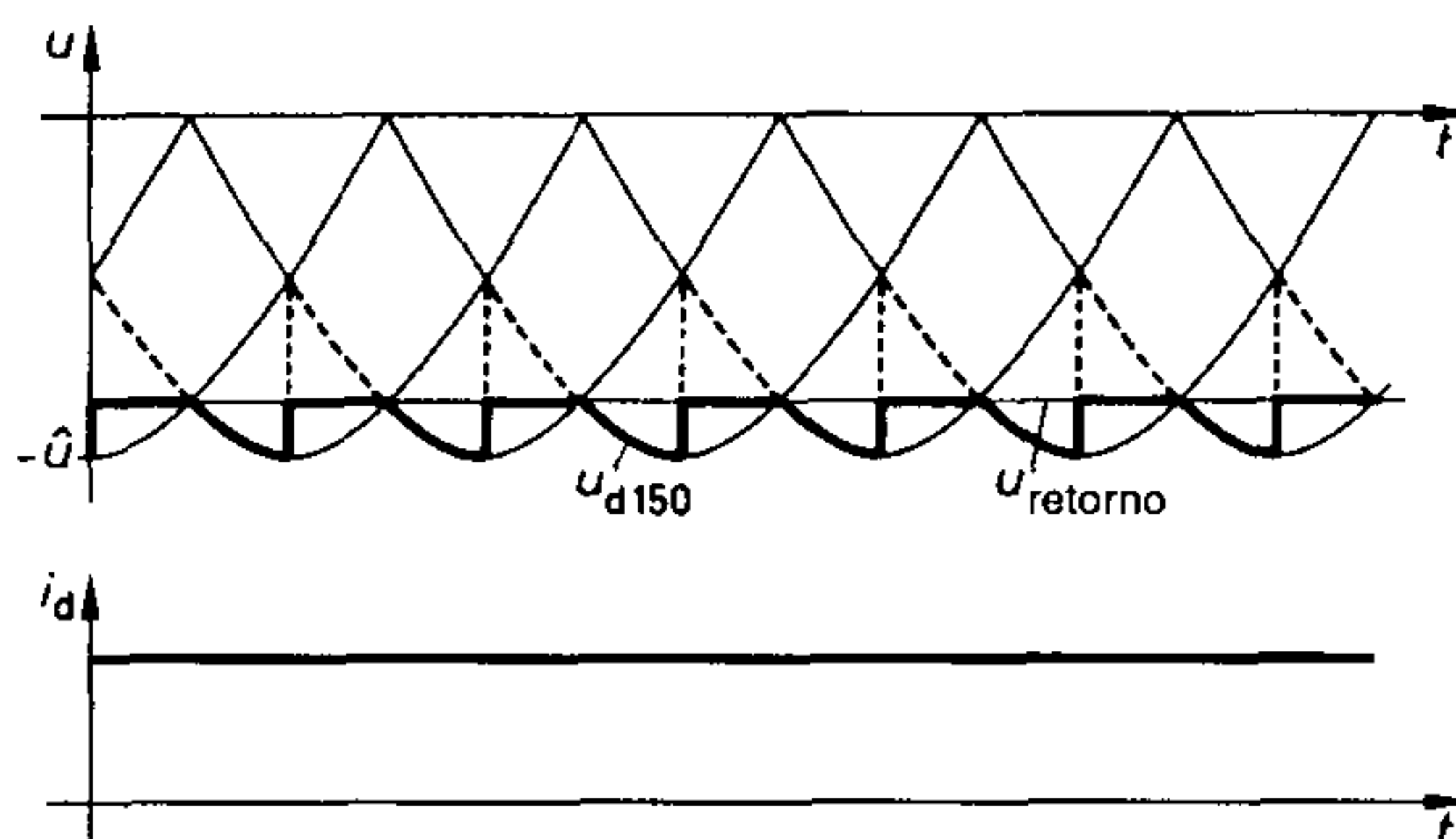
Junto a las cargas puramente resistivas y puramente inductivas las cuales han sido consideradas hasta aquí, es la carga mixta la que predomina en la práctica, tal como ocurre, por ejemplo, en el caso de electroimanes o bobinas de excitación de máquinas eléctricas.

Un tipo de carga que no se ha considerado aún en profundidad es la operación con fuerza electromotriz de retorno, tal como existe, por ejemplo, en el caso de conexión de motores de corriente continua y baterías. En estos casos, el límite de espacio depende esencialmente de la fuerza electromotriz de retorno de la carga conectada. Así es posible el modo de espacio para el circuito B 6 tan pronto como  $\alpha = 30^\circ$ , si  $U_{d \text{ máx}} > U_{\text{ret}} > U_{d \text{ mín}}$  (figura 5.28).



**Figura 5.28** Tensión continua de salida y corriente de carga para modo de espacio del convertidor de potencia B 6 con  $\alpha = 30^\circ$ , con carga resistiva y fuerza electromotriz de retorno constante

Si existe una fuente de energía en el lado de corriente continua, el modo inversor puede básicamente ser alcanzado (**figura 5.29**).



**Figura 5.29** Tensión continua de salida y corriente de carga de un convertidor de potencia B 6 en modo inversor con  $\alpha = 150^\circ$  y fuerza electromotriz de retorno constante, con alta inductancia de carga

### 5.3.5 Curvas características de carga de los convertidores de potencia controlados

Hasta ahora, los convertidores de potencia han sido considerados como fuentes ideales de tensión, en los cuales la tensión continua de salida no depende de la carga.

El cambio de tensión continua inductiva  $D_x$  fue mencionado en la sección 5.3.3.5. Este es, de hecho, independiente del disparo, pero depende de la carga. Básicamente, sin embargo, ocurre una caída de tensión a través de las resistencias en el circuito de conmutación. Esta se denomina regulación de tensión continua  $D_r$  y es frecuentemente ignorada respecto a  $D_x$ . Como  $D_x$ , sin embargo,  $D_r$  es función lineal de la corriente.

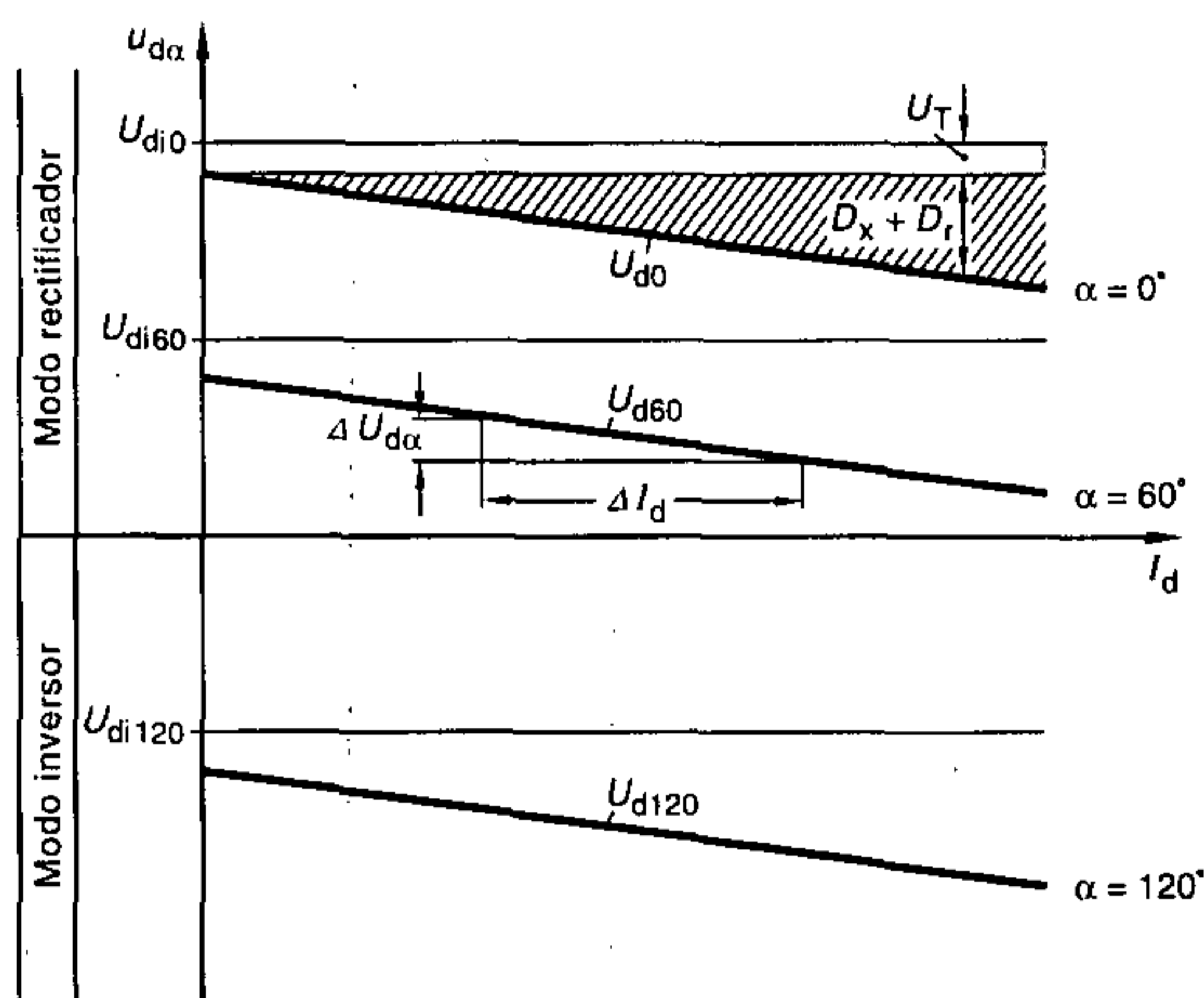
En la **figura 5.30**, la construcción de la curva característica de carga se da inicialmente para el caso no controlado. En contraste a la notación utilizada hasta aquí, el valor de tensión ideal (matemático) se representa mediante  $U_{di\alpha}$  y el valor de tensión real mediante:

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - U_T - D_x - D_r.$$

Como se señaló en la sección 4.3, sin embargo, en la práctica es posible hacer  $U_{di\alpha} \approx U_{d\alpha}$  con suficiente precisión. Conforme se incrementa el ángulo de control  $\alpha$ , toma lugar un desplazamiento paralelo hacia abajo de la curva característica. Es evidente que, en modo rectificador, las pérdidas de tensión traen consigo una reducción de la tensión continua de salida positiva  $U_{d\alpha}$  y en modo inversor un incremento, es decir un aumento, en la tensión continua de salida negativa  $U_{d\alpha}$ .

Como también se muestra en la figura 5.30, la tensión efectiva de válvula también debe ser sustraída de  $U_{d\alpha}$ . En los circuitos en puente, ésta es  $2 U_T$ , y en los circuitos con toma central  $U_T$ . Estas tensiones directas pueden, sin embargo, ser consideradas como casi independientes de la carga.

## 5.4 Convertidores de potencia semicontrolados



**Figura 5.30** Curvas características de carga de un convertidor de potencia para diferentes ángulos de control

Es este caso también es necesario, como es usual para todas las fuentes de tensión, determinar la resistencia interna efectiva del convertidor de potencia a partir de:

$$R_i = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta I_d}$$

## 5.4 Convertidores de potencia semicontrolados

### 5.4.1 Generalidades

En los circuitos en puente considerados hasta aquí, tales como los circuitos B 2 y B 6, es posible equipar una mitad del convertidor de potencia con diodos y la otra mitad del convertidor de potencia con tiristores. Entonces hablamos, como en el caso del circuito B 6 H, por ejemplo, de un convertidor de potencia semicontrolado. El circuito en puente de onda completa B 2 H ha alcanzado una particular importancia en impulsores simples de corriente continua de baja potencia.

La ventaja de un circuito semicontrolado radica en el número reducido de tiristores (ventaja de precio) y en el 50 % menos de requerimiento de potencia reactiva del convertidor de potencia.

La ventaja de precio debido al reducido número de tiristores es en muchos casos, sin embargo, compensada por un incremento en el costo sobre bobinas de alisamiento. Por lo tanto esencialmente sólo queda la ventaja de un bajo requerimiento de potencia reactiva (vea también la sección 5.5.3.2).

## 5 Convertidores de potencia controlados

Si una consideración fundamental se basa sobre el hecho de que los siguientes circuitos consisten de dos convertidores de potencia parciales, entonces, en base a la afirmación de los capítulos 4 y 5, se aplica lo siguiente para el convertidor de potencia parcial 1 no controlado:

$$U_{d1} = U_{do1} = \frac{1}{2} U_{do} = \text{const.}$$

y para el convertidor de potencia parcial 2 controlado:

$$U_{d2} = U_{do2} \cos \alpha = \frac{1}{2} U_{do} \cos \alpha.$$

Puesto que los dos convertidores de potencia parciales están conectados en serie, su tensión puede ser sumada:

$$U_{d\alpha} = U_{d1} + U_{d2}$$

$$U_{d\alpha} = U_{do1} + U_{do2} \cos \alpha.$$

Ya que  $U_{do1} = U_{do2} = \frac{1}{2} U_{do}$ , se obtiene lo siguiente para el circuito en puente:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2} U_{do} + \frac{1}{2} U_{do} \cos \alpha \\ &= \frac{1}{2} U_{do} (1 + \cos \alpha). \end{aligned}$$

Por lo tanto esta relación de tensión es aplicable para la curva característica de control de todos los convertidores de potencia semicontrolados.

$$\frac{U_{d\alpha}}{U_{do}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Entonces, la curva característica de control de la **figura 5.31** se produce mediante la superposición de curvas características:

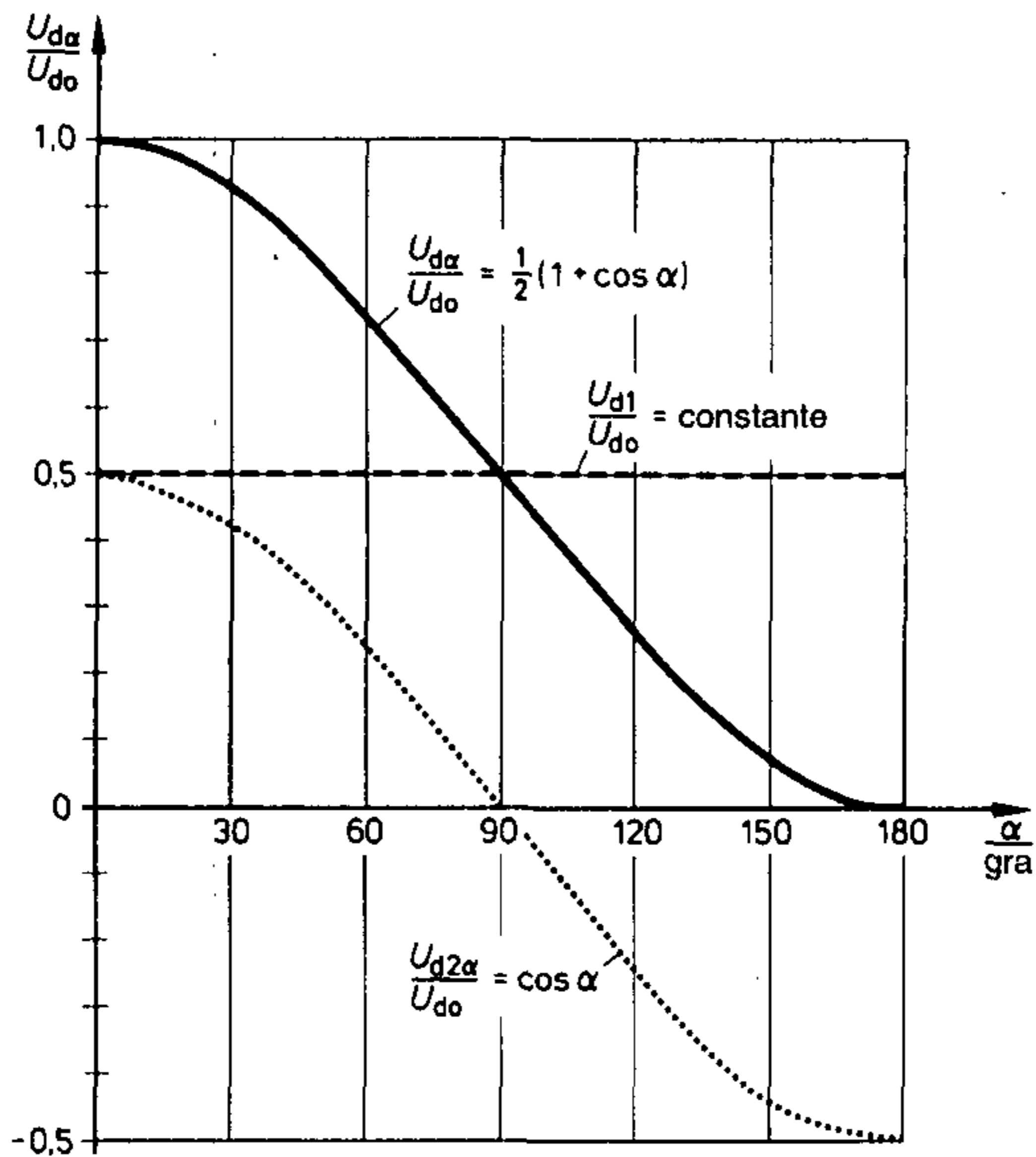
$$\frac{U_{d1}}{U_{do1}} \text{ y } \frac{U_{d2}}{U_{do2}}.$$

De acuerdo a las curvas características de control, solamente el modo rectificador es posible con circuitos convertidores de potencia semicontrolados, puesto que ocurre un «efecto de diodo de libre circulación», que evita tensiones de salida negativas. El modo inversor es consecuentemente imposible con circuitos semicontrolados.

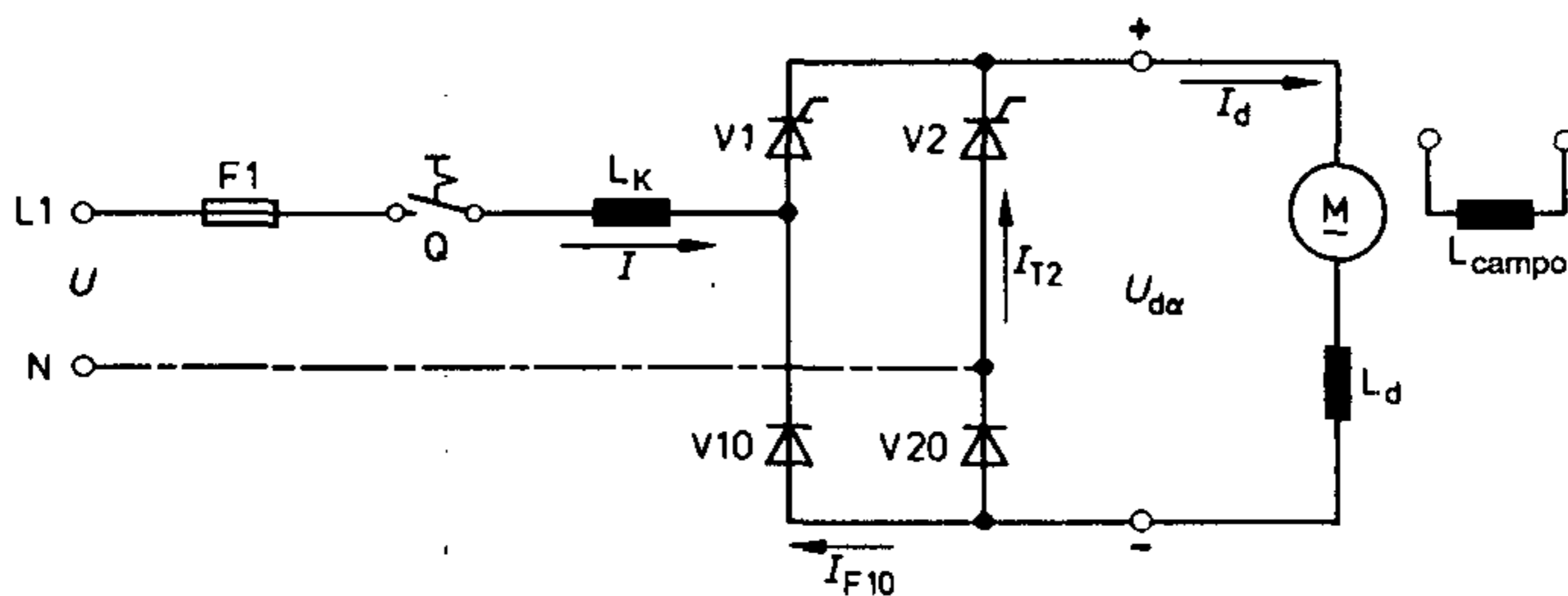
### 5.4.2 Circuito en puente semicontrolado de onda completa

Este circuito convertidor de potencia con la designación abreviada B 2 H tiene dos variantes, las cuales difieren únicamente en pocos aspectos. La diferencia esencial entre los dos circuitos es que los ángulos de flujo de corriente de las válvulas controladas y no controladas son diferentes.

5.4 Convertidores de potencia semicontrolados



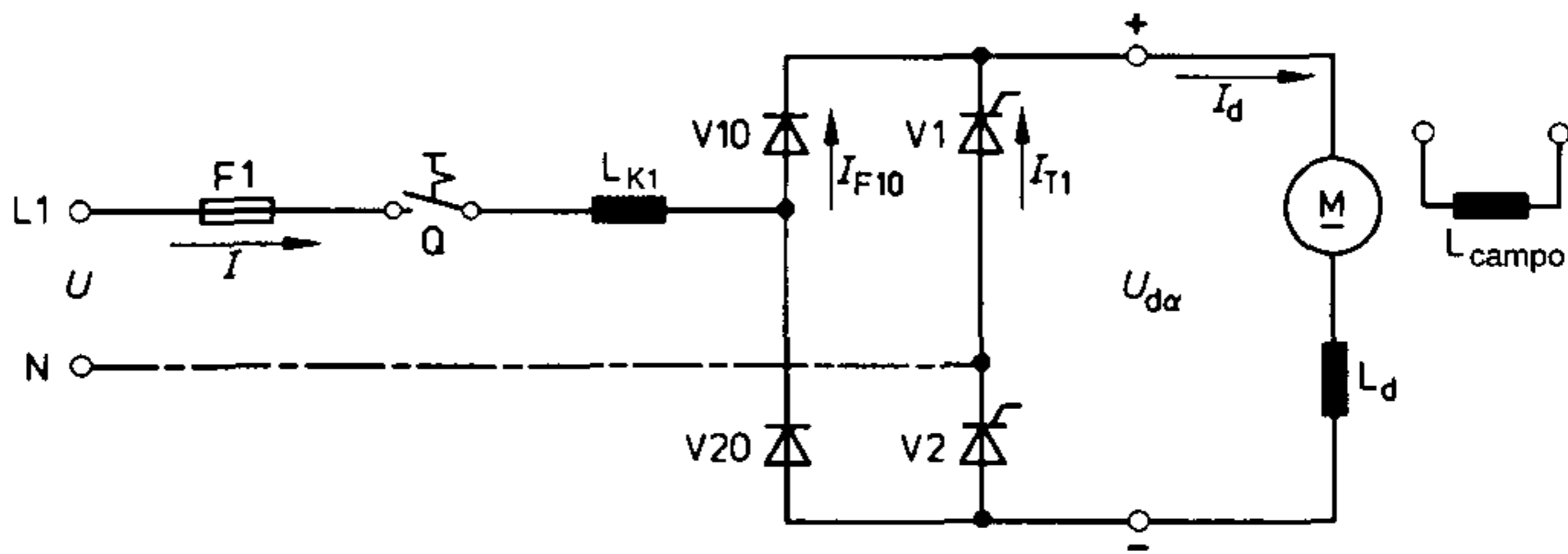
**Figura 5.31** Curva característica de control de convertidores de potencia semicontrolados, como la suma de los convertidores de potencia parciales no controlado y totalmente controlado



**Figura 5.32** Puente simétrico de onda completa semicontrolado con válvulas controladas combinadas en el lado del cátodo (B 2 HC) – en este caso con motor shunt de corriente continua y bobina de alisamiento como carga

El circuito en puente B 2 HC reproducido en la **figura 5.32** se caracteriza por la interconexión en el lado del cátodo (lado del ánodo en B 2 HA) de las dos válvulas controladas. Este se encuentra menos frecuentemente en la práctica que el circuito en puente «controlado en par simple» B 2 HZ reproducido en la **figura 5.33**.





**Figura 5.33** Convertidor de potencia tipo puente, de onda completa, semicontrolado, asimétrico, también conocido como puente controlado en par simple con la designación B 2 HZ

#### 5.4.2.1 Circuito en puente de onda completa semicontrolado simétrico

Este circuito en puente (figura 5.32) está compuesto de un circuito con toma central M 2 controlado y uno no controlado. Puesto que, también es este caso, la unidad de estabilidad del inversor se debe observar para los convertidores de potencia parciales controlados — es conveniente elegir  $\alpha \leq 150^\circ$  — la tensión de salida nunca más se puede ajustar en cero. Esta desventaja puede superarse al conectar un diodo de libre circulación en el circuito de carga de este convertidor de potencia.

Las curvas para  $\alpha = 0^\circ$  son idénticas a aquéllas del circuito en puente de onda completa no controlado (figura 4.12).

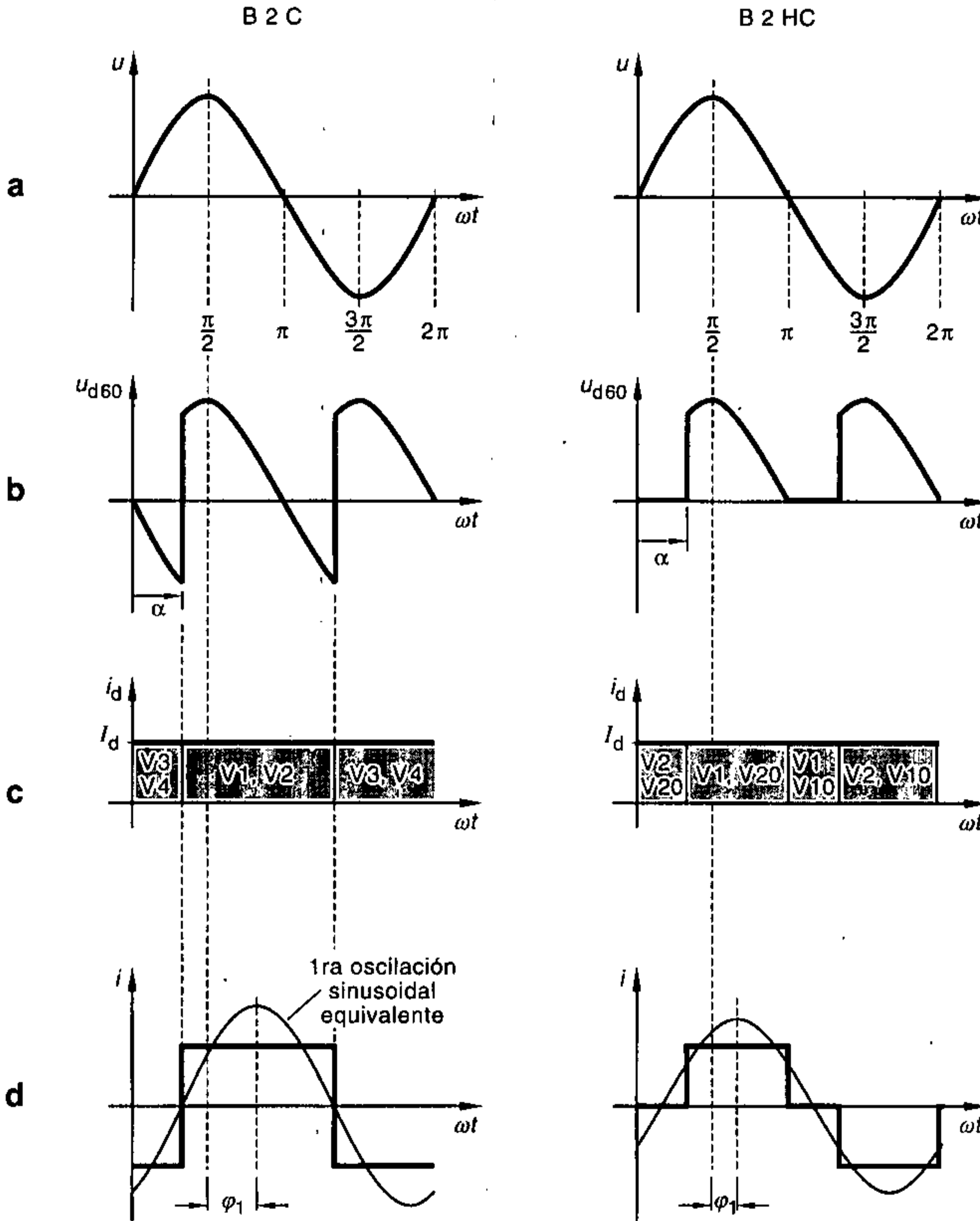
En la línea de aplicaciones prácticas, en lo siguiente haremos  $\frac{L}{R}$  suficientemente largo para que fluya una corriente continua de control  $I_d$ . En el cruce por cero de la tensión, el tiristor que entonces está conduciendo, conjuntamente con su diodo conectado en serie, actúa como una rama de libre circulación. Por lo tanto los ángulos de flujo de corriente son siempre  $180^\circ$  y consecuentemente son independientes del ángulo de control  $\alpha$ . Aclaremos aún más esta situación mediante referencia a la **figura 5.34**.

Las curvas de tensión continua para los circuitos en puente semicontrolados y totalmente controlados son idénticas desde el ángulo de disparo  $\alpha$  hasta la tensión cero. Puesto que, por convención, la corriente  $I_d$  fluye al cruce por cero negativo, los tiristores V 1 y V 2 (figura 5.7c) del puente totalmente controlado permanecen en estado de conducción, permitiendo por medio de esto un área tensión/tiempo negativa, la cual se reproduce en la figura 5.34b.

El bloque de corriente total  $I_d$  por lo tanto también fluye a través del sistema de corriente alterna en el rango desde  $\alpha$  hasta  $\pi + \alpha$ . Sin embargo, en el circuito en puente semicontrolado simétrico, toma lugar una transferencia de corriente desde el diodo V 20 hasta el diodo V 10 (figura 5.32) en el cruce por cero negativo. La razón para esto es que la polaridad cambiante de la tensión alterna está ahora impulsando al diodo V 20 en dirección inversa. Puesto que, también en este caso, la energía magnética almacenada en la inductancia de carga mantiene la corriente  $I_d$ , la corriente continúa fluyendo a través de las válvulas V 10 y V 1. Por esta razón, el ángulo de flujo de corriente de la corriente de fase se reduce a  $\pi - \alpha$ , aliviando por medio de esto la carga del sistema.

5.4 Convertidores de potencia semicontrolados

El área total corriente/ángulo de la corriente de fase se reduce en la proporción indicada en la figura 5.34d. No obstante el ángulo de flujo de corriente de las válvulas continúa siendo  $\theta = 180^\circ$  (figura 5.34c).



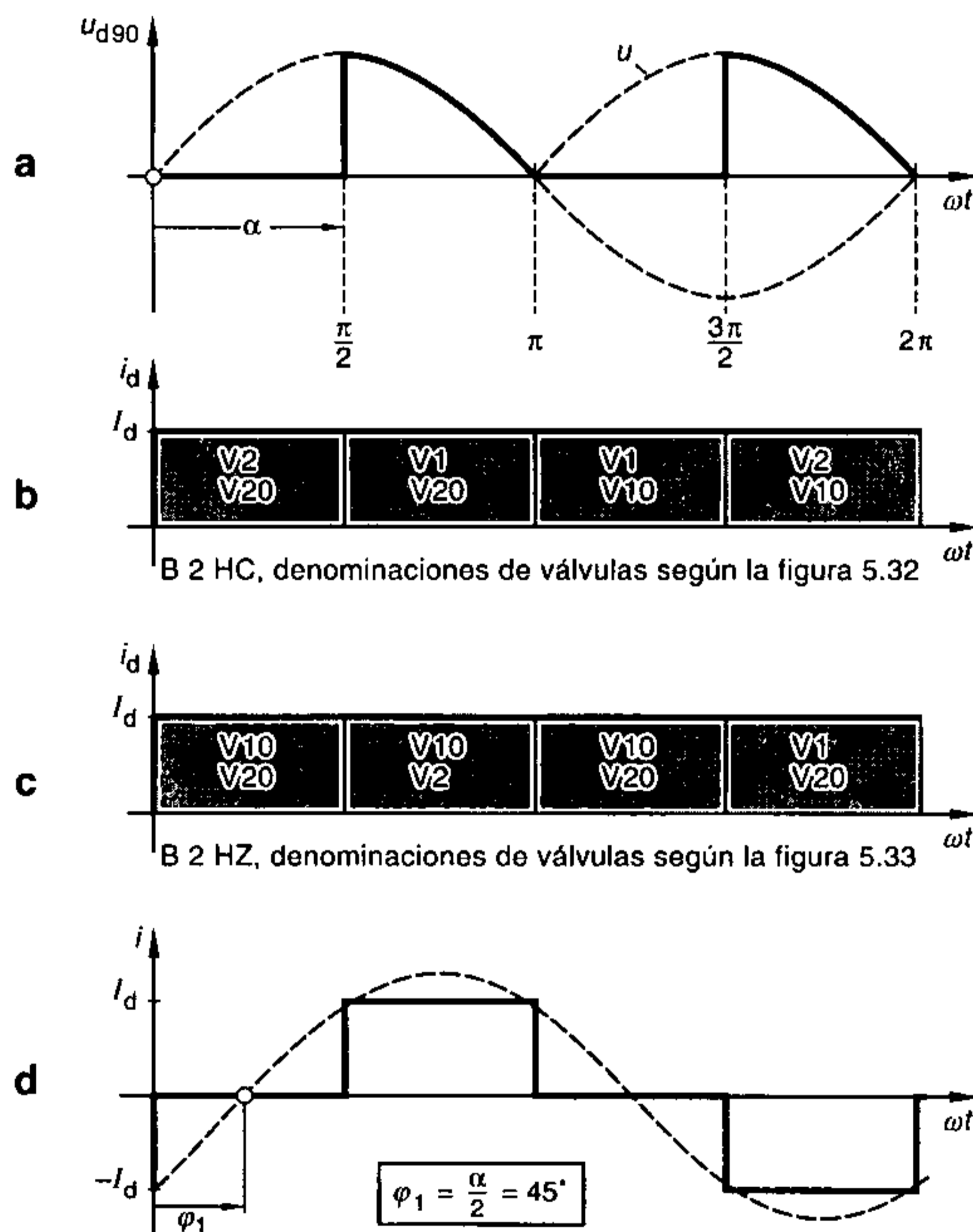
**Figura 5.34** Comparación de los diagramas de línea del circuito B 2 con carga inductiva y  $\alpha = 60^\circ$ , primero en versión B 2 C totalmente controlado y segundo en versión B 2 HC semicontrolado

- a) Tensiones alternas de entrada
- b) Tensiones continuas de salida
- c) Corrientes de carga — designaciones de válvula según las figuras 5.7c y 5.32
- d) Corrientes alternas de entrada con desfase  $\phi_1$  de la oscilación fundamental correspondiente

### 5.4.2.2 Circuito en puente de onda completa semicontrolado asimétrico

Este circuito, conocido como circuito en puente de onda completa controlado en par simple, se reproduce en la figura 5.33. La libre circulación debida a los dos diodos V 10 y V 20 es inmediatamente evidente. Respecto a la carga del sistema, este circuito se comporta como un puente simétricamente controlado. Sin embargo, con control de fase los bloques de corriente en los tiristores se reducen al ángulo  $\pi - \alpha$ . En los diodos, los bloques de corriente deben extenderse a  $\pi + \alpha$ , de manera que aún se observe la condición  $I_d = \text{const}$ .

En modo controlado, el esfuerzo de corriente sobre los tiristores es así menor que el de los diodos. Por lo tanto es posible utilizar tiristores con una baja capacidad de transporte de carga y que consecuentemente son menos costosos en el circuito B 2 HZ que en el B 2 HC. Esta significativa diferencia se ilustra gráficamente en la **figura 5.35**.

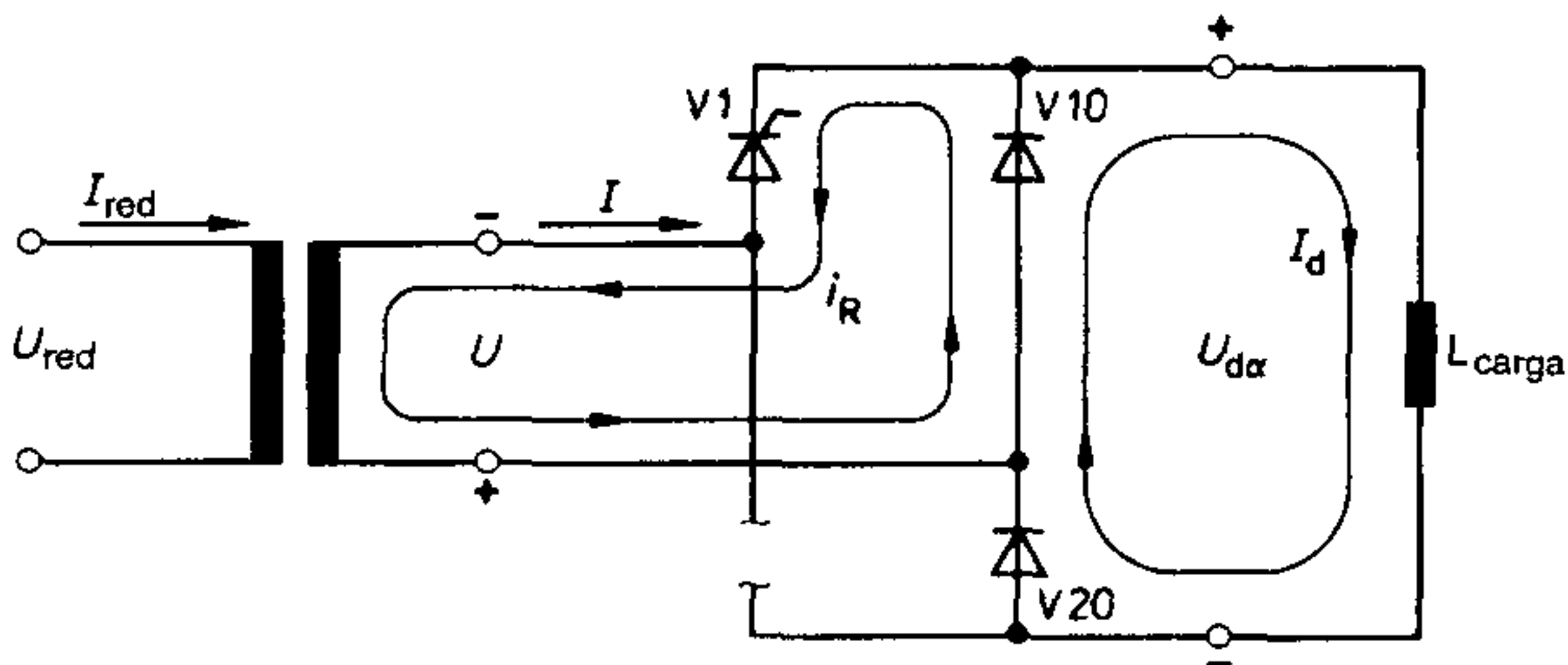


**Figura 5.35**

- a) Tensión continua de salida del convertidor de potencia B 2 H para  $\alpha = 90^\circ$
- b) Corriente de carga constante, con indicación de las válvulas que transportan la corriente en el circuito B 2 HC
- c) Corriente de carga constante, con indicación de las válvulas que transportan la corriente en el circuito B 2 HZ
- d) Corriente alterna de entrada, mostrando la 1ra. oscilación sinusoidal equivalente y el correspondiente desfase  $\varphi_1$  en relación a la tensión alterna de entrada  $u$

#### 5.4 Convertidores de potencia semicontrolados

El comienzo de la libre circulación de la válvula en el circuito B 2 HC ya se explicó en la sección 5.4.2.1. La figura 5.35b nuevamente muestra, para  $\alpha = 90^\circ$ , el ángulo de flujo de corriente de  $180^\circ$  en las válvulas del circuito de la figura 5.32. En el circuito B 2 HZ mostrado en la figura 5.33, el flujo de corriente comienza en el instante de disparo del semiciclo positivo a través del tiristor V 1, la carga y el diodo V 20. Después del cruce por cero de la tensión negativa, la polaridad cambiante de la tensión alterna causa que el diodo V 10 conduzca y el tiristor V 1 se bloquee. Puesto que, durante este proceso, el tiristor V 2 solamente trabaja en modo de bloqueo, éste se omite en la representación de la **figura 5.36**.

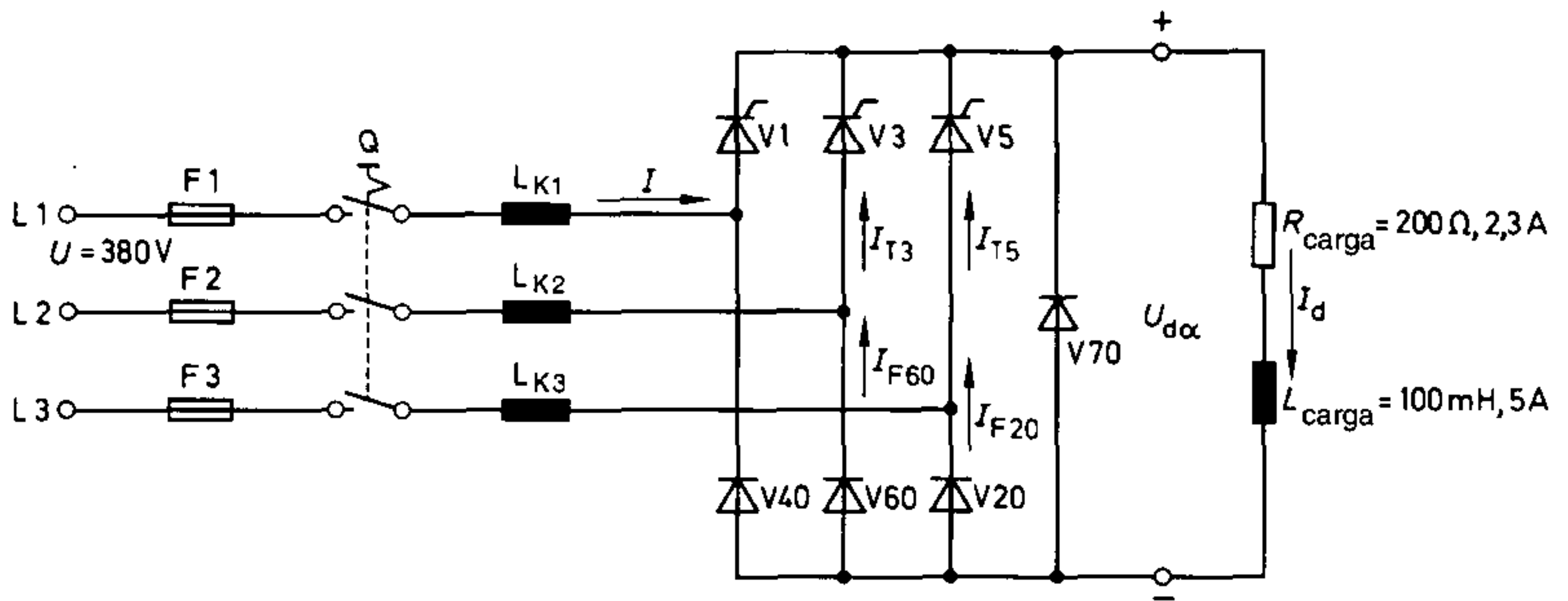


**Figura 5.36** Circuito apagado para la válvula controlada V 1 y circuito de libre circulación para la corriente de carga después del cruce por cero de la tensión negativa de la tensión alterna de entrada en el convertidor de potencia B 2 HZ

Durante la operación de libre circulación, los terminales de la carga son prácticamente cortocircuitados. Para el caso ideal, esto significa que la tensión continua  $U_d = 0$  V. En realidad, ésta corresponde a la suma de las tensiones directas de las válvulas a través de las cuales fluye la corriente de libre circulación. Para B 2 HZ, esto significa:  $u_d$  (libre circulación)  $= -2u_F$  y para B 2 HC, esto significa:  $u_d$  (libre circulación)  $= -(u_T + u_F)$ . Generalmente, para circuitos con operación de libre circulación, no es posible un valor instantáneo negativo de la tensión continua, debido a los efectos descritos. Consecuentemente los convertidores de potencia semicontrolados pueden ser utilizados como rectificadores.

#### 5.4.3 Circuito en puente semicontrolado de seis pulsos

Este circuito en puente trifásico semicontrolado, conocido abreviadamente como h DB o B 6 H, similarmente consiste de un convertidor de potencia parcial controlado y uno no controlado. En la **figura 5.37**, un circuito de cátodo M 3 ha sido diseñado como convertidor de potencia parcial controlado, y un circuito de ánodo M 3 como convertidor de potencia parcial no controlado.



**Figura 5.37** Convertidor de potencia B 6 semicontrolado con diodo de libre circulación adicional como circuito experimental. Componentes en concordancia con los datos de SR 6

Las afirmaciones hechas en la sección 5.4.1 también son aplicables al circuito B 6 H. Aquí nuevamente, no es posible el modo inversor, y lo siguiente sirve para la tensión continua de salida:

$$U_{d\alpha} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \cdot U_{do} \quad \text{con } U_{do} = 1,35 U.$$

Es notable que solamente ocurre un comportamiento de seis pulsos de este circuito para ángulos de control  $\alpha < 60^\circ$ , puesto que, con ángulos mayores, sólo existe una naturaleza de tres pulsos de la tensión continua.

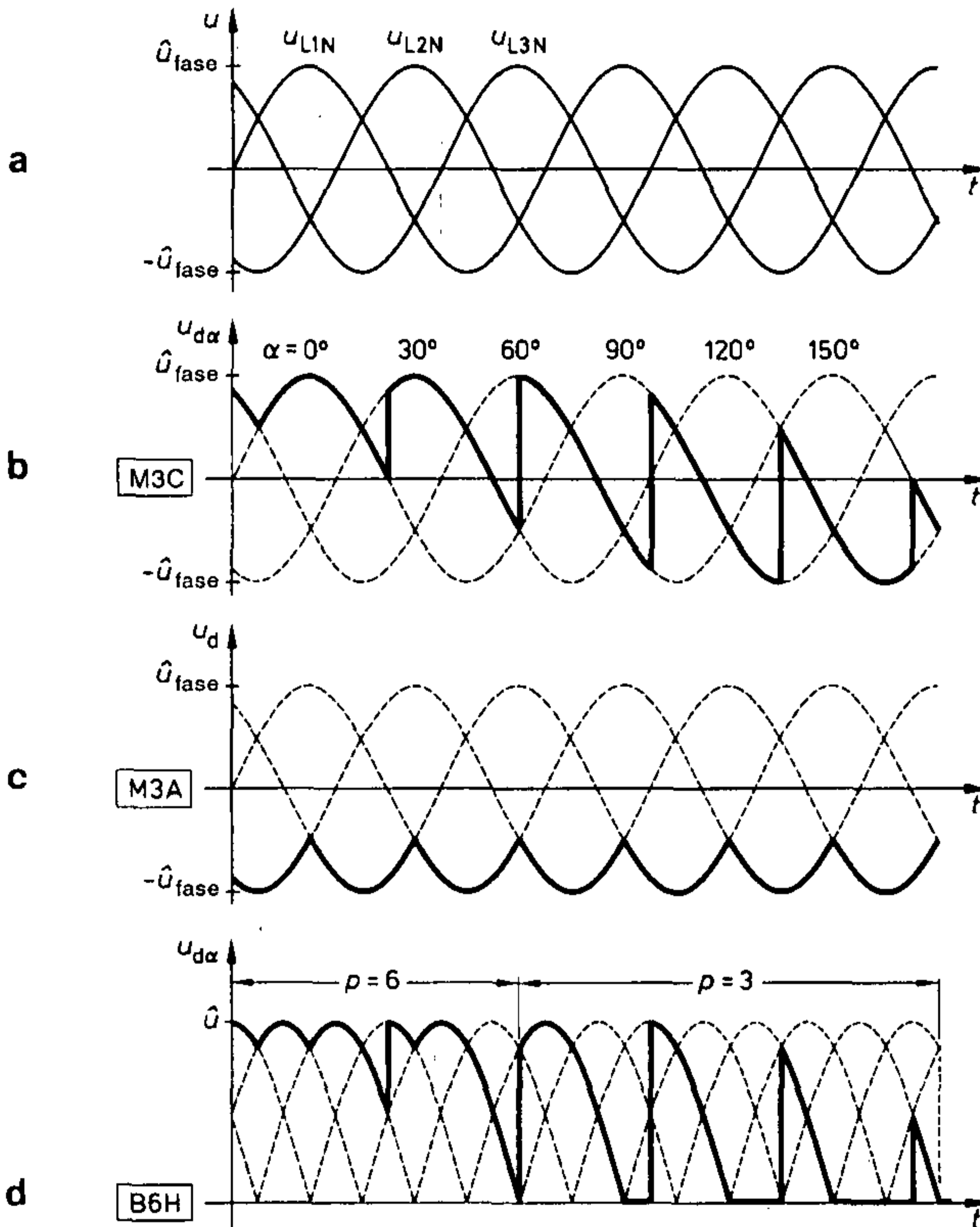
La **figura 5.38** muestra que la formación de tensión continua nuevamente se ejecuta por superposición de la tensión de salida de los convertidores de potencias parciales. El diagrama también muestra que la tensión continua de salida comienza a exhibir espacios en  $\alpha > 60^\circ$ .

Aunque los circuitos semicontrolados no pueden ser operados como inversores, también ocurre el temido «golpe inversor» con estos convertidores de potencia en la cercanía de  $\alpha = 180^\circ$ . Para evitar este «golpe inversor», frecuentemente se provee un diodo adicional de libre circulación; entonces éste toma la corriente en el cruce por cero de la tensión. Debido a los tiristores implicados, el «circuito de libre circulación natural» no puede evitar el «golpe inversor» (vea también la sección 5.4.2.1).

Para que trabaje el circuito de libre circulación natural, en este caso también se requiere una carga inductiva (**figura 5.39**). Si, durante el cruce por cero de la tensión  $U$ , los tiristores V 3 y V 5 no han sido disparados todavía, debido al retardo de disparo, V 1 debe permanecer en estado de conducción para mantener la corriente continua  $I_d$ . Entonces, la tensión  $U$ , que nuevamente está subiendo, tiene la polaridad indicada en la figura 5.39. V 20 se bloquea y V 40 toma la corriente continua  $I_d$ . El circuito para  $I_d$  entonces se cierra a través de V 40, V 1 y la carga, hasta que el próximo tiristor nuevamente sea disparado.

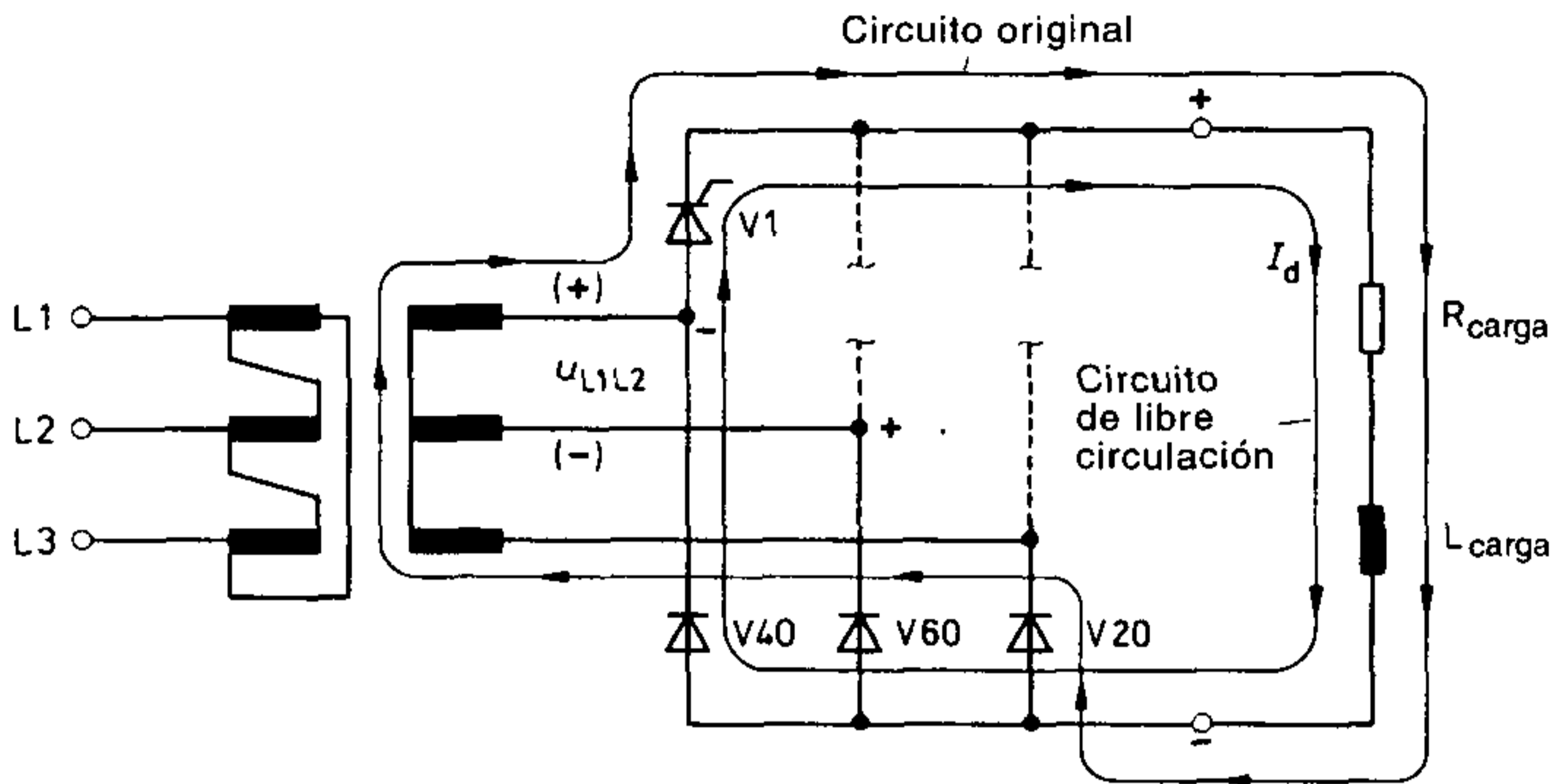
5.4 Convertidores de potencia semicontrolados

Consecuentemente en el circuito B 6 H, cada par de ramas (por ejemplo V 3, V 60) forman un circuito de libre circulación, el cual entra en operación cuando  $\alpha > 60^\circ$ .



**Figura 5.38** Formación de tensión continua del convertidor de potencia B 6 H

- a) Curva de tiempo de la tensión de fase
- b) Curva de tensión del convertidor de potencia M 3 C totalmente controlado con ángulo de control  $\alpha$  incrementándose
- c) Curva de tensión del convertidor de potencia M 3 A no controlado
- d) Tensión continua de salida del convertidor de potencia B 6 H, como la diferencia  $u_{d\alpha}(M 3 C) - u_{d\alpha}(M 3 A)$ , con número de pulsos dependientes del ángulo de control



**Figura 5.39** Formación del circuito de libre circulación natural para el circuito B 6 H después del cruce por cero negativo de  $U_{L1L2}$  mediante la conmutación de corriente desde V 20 hasta V 40

## 5.5 Consideración de potencia

### 5.5.1 Generalidades

La consideración de potencia en la ingeniería de los convertidores de potencia revela diferencias mayores, comparada con la ingeniería eléctrica convencional.

En la sección 3.3.3, por ejemplo, ya se explicó la generación de armónicos de corriente debido al retardo de disparo en controladores de corriente alterna. Una característica adicional fue la potencia de control reactiva, que ocurre con el aumento del retardo de disparo, aún con una carga puramente resistiva.

Los convertidores de potencia controlados similarmente causan efectos reactivos sobre el sistema. En este caso, por ejemplo, existe una supuesta contradicción cuando solamente se puede demostrar conversión de potencia activa en el lado de tensión continua, mientras que en el lado del sistema sólo ocurre potencia reactiva dependiente del ángulo de control.

Para demostrar la base física de estos efectos, recordaremos la lectura de las afirmaciones del volumen básico I.

En la ingeniería de corriente continua clásica, la potencia se calcula utilizando la fórmula  $P = U \cdot I$ . En el período de tiempo bajo consideración,  $U$  e  $I$  se pueden considerar como magnitudes constantes. También es muy conocido que, con estas magnitudes que son constantes respecto al tiempo, el valor medio aritmético es idéntico al valor eficaz.

## 5.5 Consideración de potencia

Sin embargo, estas suposiciones nunca más se aplican, aún en el caso de convertidores de potencia no controlados. Para los convertidores de potencia no controlados del capítulo 4, no fue posible preparar una hoja de balance de potencia sino hasta después de la introducción de las magnitudes mixtas  $U_{\text{mixta}}$  y  $P_{\text{mixta}}$ .

En la ingeniería de corriente alterna clásica, por otra parte, la base inicial es siempre tensión y corriente sinusoidales. La máxima conversión de potencia se puede esperar cuando la tensión y la corriente están en fase. Sin embargo, si resistencias de corriente alterna, tales como inductancias o capacitancias, se conectan a un sistema de corriente alterna, ocurrirá un desfase, debido a la energía almacenada en esos componentes de carga. Consecuentemente es posible, por ejemplo, con un valor de corriente instantáneo positivo y un valor de tensión instantáneo negativo, que la potencia instantánea sea negativa.

Esta situación virtualmente constituye un suministro de energía al sistema. Utilizando los valores eficaces de tensión y corriente, lo siguiente es por lo tanto generalmente aplicable en la ingeniería de corriente alterna:

$$\text{Potencia aparente: } S = U \cdot I$$

$$\text{Potencia activa: } P = U \cdot I \cdot \cos \varphi \text{ y}$$

$$\text{Potencia reactiva } Q = U \cdot I \cdot \text{sen } \varphi \text{ y}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

### 5.5.2 Potencia en la ingeniería del convertidor de potencia

Se ha mostrado en las secciones previas que los circuitos con toma central producen una corriente mixta en el lado de entrada. Los circuitos en puente, por otra parte, producen una corriente alterna que ocurre en la entrada del convertidor de potencia en forma de bloques de corriente rectangulares, como resultado del alisamiento casi ideal en la salida (vea las figuras 5.34 y 5.35).

Se mencionó en la sección 3.3.3.2 que cada oscilación periódica puede ser reemplazada por un número de oscilaciones sinusoidales. Esta afirmación también se aplica a las corrientes alternas de onda rectangular. Esto es nuevamente demostrado en la **figura 5.40**, aproximación de una oscilación de onda rectangular mediante tres oscilaciones sinusoidales.

Para mantener la representación clara y en orden, solamente la primera, tercera y quinta oscilaciones equivalentes han sido dibujadas. La adición de estas tres oscilaciones sinusoidales equivalentes produce una curva de corriente resultante que es cercana a una onda rectangular ideal. Como fue en la figura 3.28, la oscilación sinusoidal equivalente oscilando a la frecuencia del sistema se denomina oscilación fundamental.

Puesto que  $\varphi_1 = \alpha$  siempre se aplica para convertidores de potencia totalmente controlados, la potencia activa, que depende solamente de la oscilación fundamental, se puede calcular como sigue:

$$P_1 = U \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \text{ o}$$

$$P = U \cdot I_1 \cdot \cos \alpha.$$

La última expresión claramente revela el hecho que la potencia activa  $P$  está en su óptimo cuando  $\alpha = 0^\circ$  ( $\cos 0^\circ = 1$ ).



5 Convertidores de potencia controlados

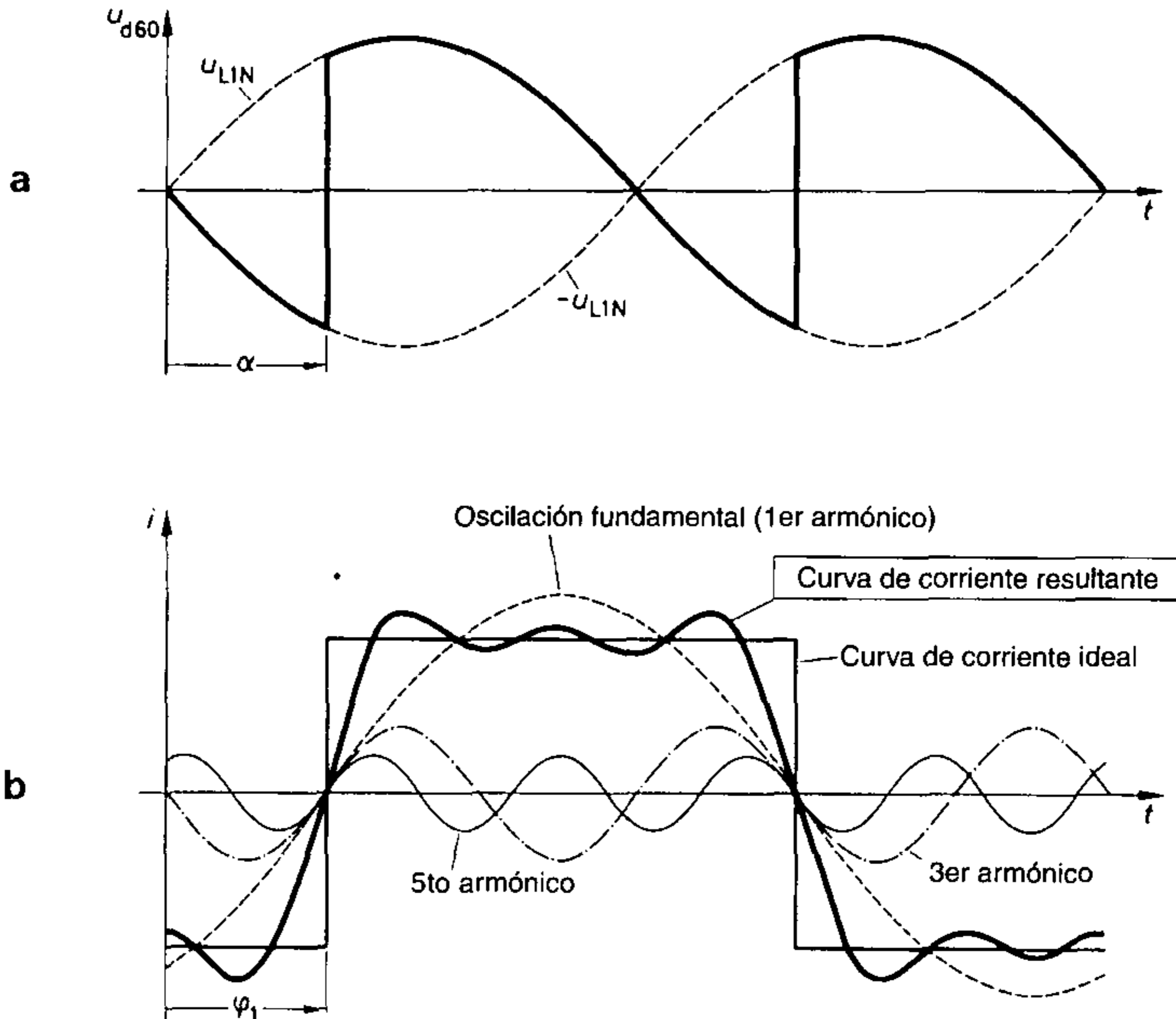
Para un convertidor de potencia libre de pérdidas, también se puede suponer que la potencia activa  $P$  en el lado de entrada del convertidor de potencia debe ser exactamente la misma magnitud que la  $P_d$  en el lado de la salida del convertidor de potencia, para la cual es muy conocido que:

$$P_d = U_{d\alpha} \cdot I_d \cdot \cos \alpha.$$

Por lo tanto la potencia aparente de la oscilación fundamental  $S_1$  puede ser calculada a partir de:

$$S_1 = U \cdot I_1 = \frac{P}{\cos \alpha} \text{ o de}$$

$$S_1 = U_{d\alpha} \cdot I_d = \frac{P_\alpha}{\cos \alpha}.$$



**Figura 5.40**

- a) Curva de la tensión continua de salida del convertidor de potencia B 2 totalmente controlado con carga inductiva en  $\alpha = 60^\circ$
- b) Simulación de una corriente alterna de entrada de onda rectangular mediante la suma de la 1ra, 3ra y 5ta oscilaciones equivalentes

## 5.5 Consideración de potencia

La potencia aparente total  $S$  que ocurre en el sistema es, sin embargo, mayor que la potencia aparente de la oscilación fundamental  $S_1$ , puesto que las corrientes armónicas  $I_3, I_5 \dots$  no han sido tomadas en cuenta, aunque estas causan una potencia reactiva distorsionada. Por esta razón:

$$S > S_1.$$

En la práctica, la potencia aparente  $S$  puede fácilmente ser determinada a partir de los valores eficaces de  $U$  e  $I$ . Aquí nuevamente,  $S = U \cdot I$ . Como en el capítulo 3, se aplica las siguientes ecuaciones:

para el factor de desplazamiento  $\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1}$

y para el «factor de potencia total»  $\lambda = \frac{P}{S}$

Como ilustración, investigaremos estas relaciones en un convertidor de potencia B 2 con una carga inductiva con  $\alpha = 90^\circ$ .

Con la relación  $\alpha = \varphi_1 = 90^\circ$ , sigue que  $P = S_1 \cdot \cos 90^\circ = 0 \text{ W}$ .

Esto indica que la potencia activa debe ser  $P = 0 \text{ W}$ , en el lado de corriente alterna y en el lado de corriente continua.

Esta afirmación es verdadera para la salida del convertidor de potencia, puesto que, a pesar que la corriente directa está fluyendo,  $U_{d\alpha} = 0 \text{ V}$ , y se aplica la siguiente relación:

$$P_d = U_{d\alpha} \cdot I_d = 0 \text{ W}.$$

En la entrada del convertidor de potencia, la potencia activa es también  $P = 0 \text{ W}$ , debido a que la oscilación fundamental de corriente se retrasa a la tensión alterna en  $90^\circ$ . Por lo tanto en este caso la potencia reactiva de la oscilación fundamental está en su máximo, y obtenemos:

$$Q_1 = U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \varphi_1.$$

### 5.5.3 Circuitos que economizan potencia reactiva

En la sección anterior se mostró que los convertidores de potencia totalmente controlados ejercen gran influencia sobre la relación de fase de tensión y corriente en un sistema de corriente alterna. Puesto que el factor de potencia es principalmente empeorado por la potencia reactiva de control, es razonable buscar la manera de reducir la potencia reactiva de control.

#### 5.5.3.1 Compensación de potencia reactiva

Generalmente hablando, en la ingeniería de convertidores de potencia también es posible compensar la potencia reactiva en un sistema mediante el uso de condensadores. Sin embargo, este método no ha sido probado satisfactoriamente en la práctica, puesto que el condensador de acoplamiento no puede seguir los rápidos cambios en el disparo y carga que son comunes en la ingeniería de convertidores de potencia.

Otro posible método de compensación de potencia reactiva es el uso de máquinas síncronas. Aquí, la variación en la corriente del generador en el rotor puede producir un rápido suministro de potencia reactiva capacitiva, de manera que se alcanza un muy buen efecto de compensación. Debido al alto costo de inversión que implica, este método es económico solamente en instalaciones muy grandes, particularmente si además la máquina síncrona es utilizada como motor.

Además de los métodos de compensación, estos circuitos que trabajan con un bajo consumo de potencia reactiva son conocidos en la ingeniería de convertidores de potencia por virtud de su modo físico de operación. Aquí no es posible dar un tratamiento completo a la cuestión de la potencia reactiva. No obstante discutiremos brevemente los circuitos más conocidos.

### 5.5.3.2 Convertidores de potencia semicontrolados

Estos convertidores de potencia han sido descritos en detalle en la sección 5.4. El efecto de un bajo requerimiento de potencia reactiva referido, aquí está basado en el efecto de libre circulación interna de los convertidores de potencia semicontrolados. Este cortocircuita la salida del convertidor de potencia tan pronto como la tensión continua cambie su polaridad. Puesto que la corriente continua es, en esta situación, conducida a través de la sección de libre circulación hacia la carga, la corriente de red es cero en este instante. Esta «liberación de carga de la red» está particular y claramente ilustrada en la figura 5.34.

Mientras que, en el caso totalmente controlado con la relación  $\alpha = \varphi_1$ , la potencia reactiva de la oscilación fundamental es

$$Q_1 = U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \varphi_1 = U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \alpha$$

para el caso semicontrolado ésta se calculada según

$$Q_1 = U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \varphi_1 = U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \frac{\alpha}{2}$$

considerando la nueva relación

$$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2}$$

Para los dos circuitos de la figura 5.34, esto significa que, cuando  $\alpha = \frac{\pi}{3} = 60^\circ$ , el desfase entre la tensión y la oscilación fundamental de corriente se reduce desde  $\varphi_1 = 60^\circ$  en el circuito B 2 hasta  $\varphi_1 = 30^\circ$  en el circuito B 2 H. Como ya se ha mencionado, este requerimiento de potencia reducido solamente se puede lograr a través de la pérdida del modo de operación inversor.

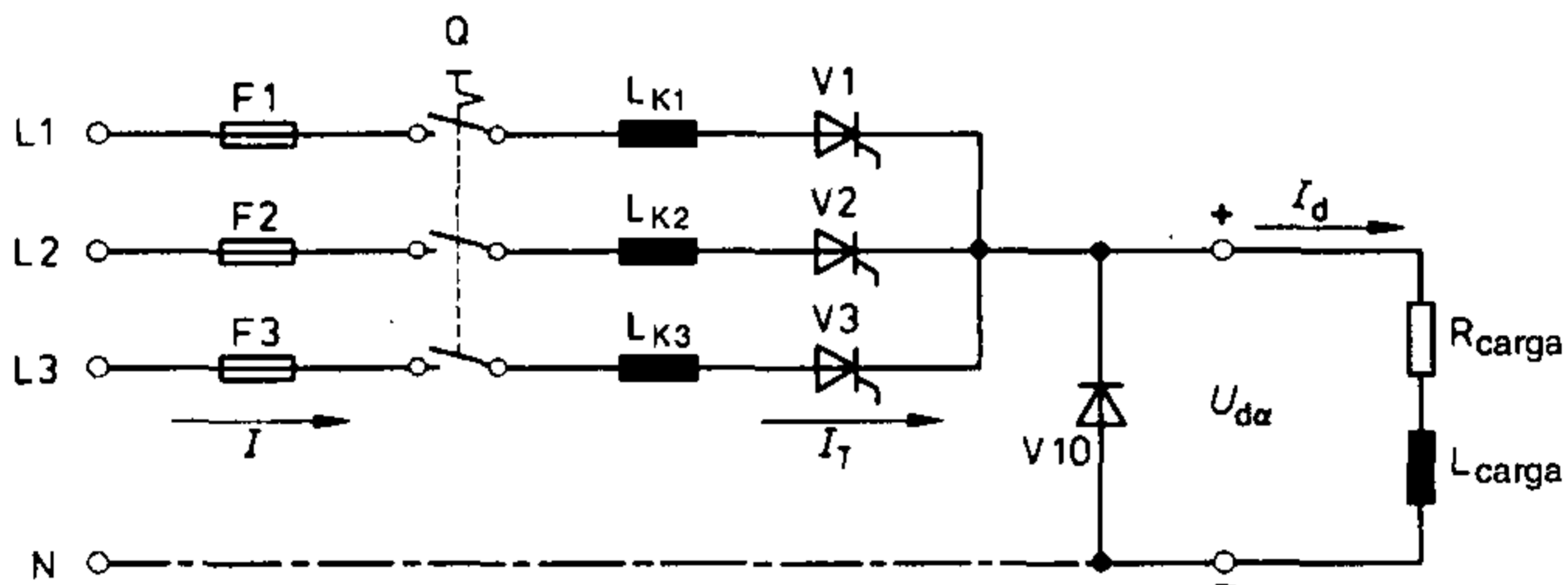
No obstante, en ciertos casos de la ingeniería de impulsión, se prescinde del modo inversor y del frenado regenerativo (vea el capítulo 6), para conseguir la carga de red más pequeña posible.

### 5.5.3.3 Circuitos con diodo de libre circulación

Para convertidores de potencia totalmente controlados, el efecto de libre circulación y la correspondiente liberación de carga de corriente de la red se puede alcanzar utilizando un diodo adicional en la salida del convertidor de potencia. Aquí nuevamente, sin embargo, la economización de potencia reactiva alcanzada implica la pérdida del modo inversor. Puesto que los convertidores de potencia totalmente controlados en circuito en puente con diodos de libre circulación son muy similares en su comportamiento operacional a los circuitos en puente semicontrolados comparables, se utilizan preferiblemente los últimos, ya que el costo de válvulas es menor.

Por lo tanto un diodo de libre circulación se utiliza esencialmente en circuitos con toma central controlados, en los cuales, como es conocido, no es posible la mitad del control. En la forma abreviada de designación, se suma una F adicional para «libre circulación (freewheeling)» a la indicación de estas variantes de circuito, por ejemplo B 6 F.

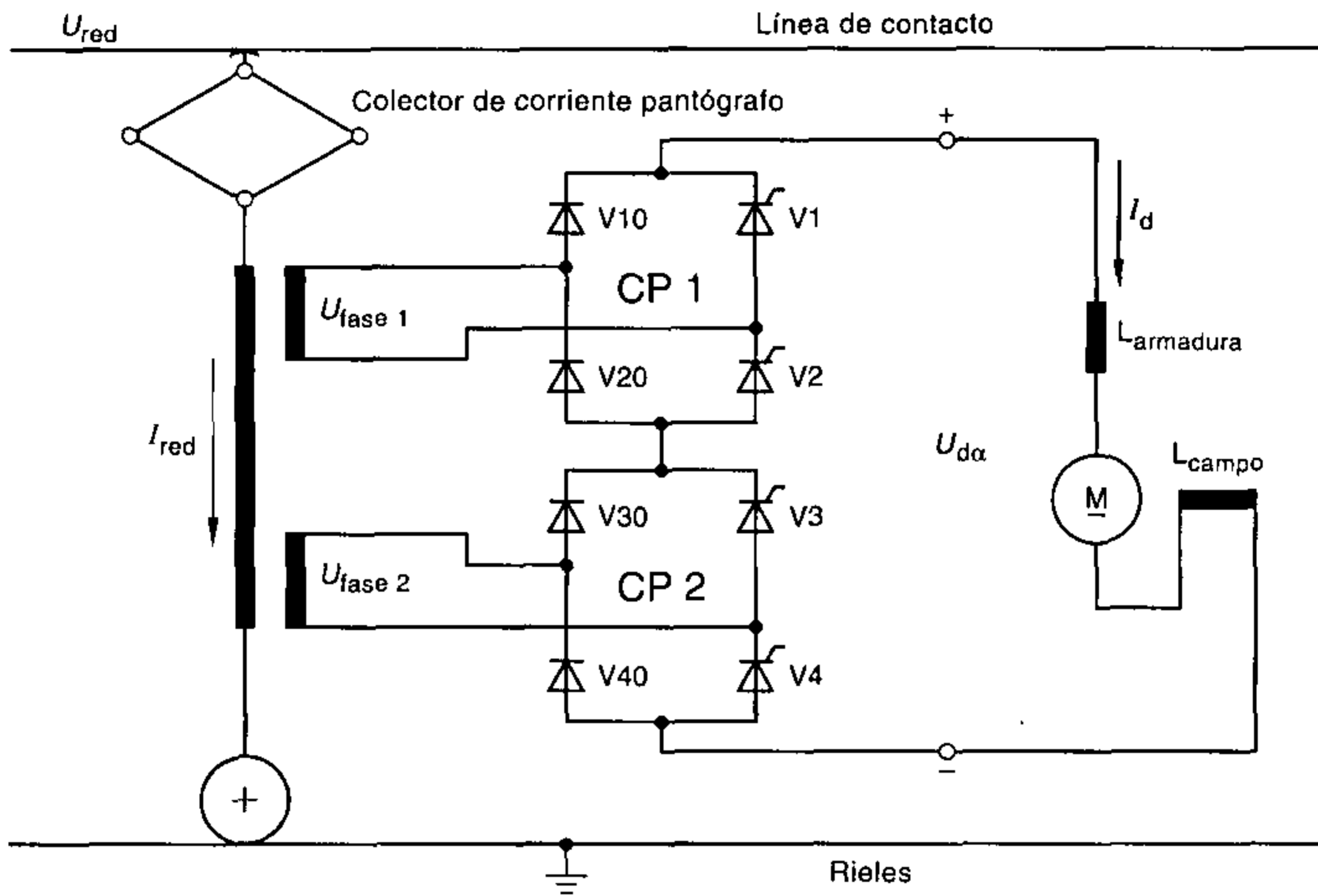
En la **figura 5.41** se reproduce el convertidor de potencia M 3 F, como ejemplo de circuito que economiza potencia reactiva.



**Figura 5.41** Circuito experimental M 3 F con el convertidor-rectificador de entre-namiento SR 6, como ejemplo de un circuito de baja potencia reactiva

### 5.5.3.4 Control de fase con secuencia 2 B 2 HZ

La combinación de dos circuitos en puente de corriente alterna controlados asimétricos representados en la **figura 5.42** se utiliza principalmente para impulsión de trenes. Para una baja tensión  $U_{d\alpha}$ , solamente es disparado CP 1. En esta etapa, la corriente de carga fluye a través de la rama de libre circulación de CP 2, de manera que el bobinado del transformador permanece libre de corriente. CP 2 no es disparado sino hasta que CP 1 está totalmente controlado, es decir, en  $\alpha_1 = 0^\circ$  la potencia reactiva de la oscilación fundamental correspondiente también llega a ser cero. Además de la potencia reactiva reducida, este circuito también es notable por el bajo factor de rizo de la tensión alterna de salida.

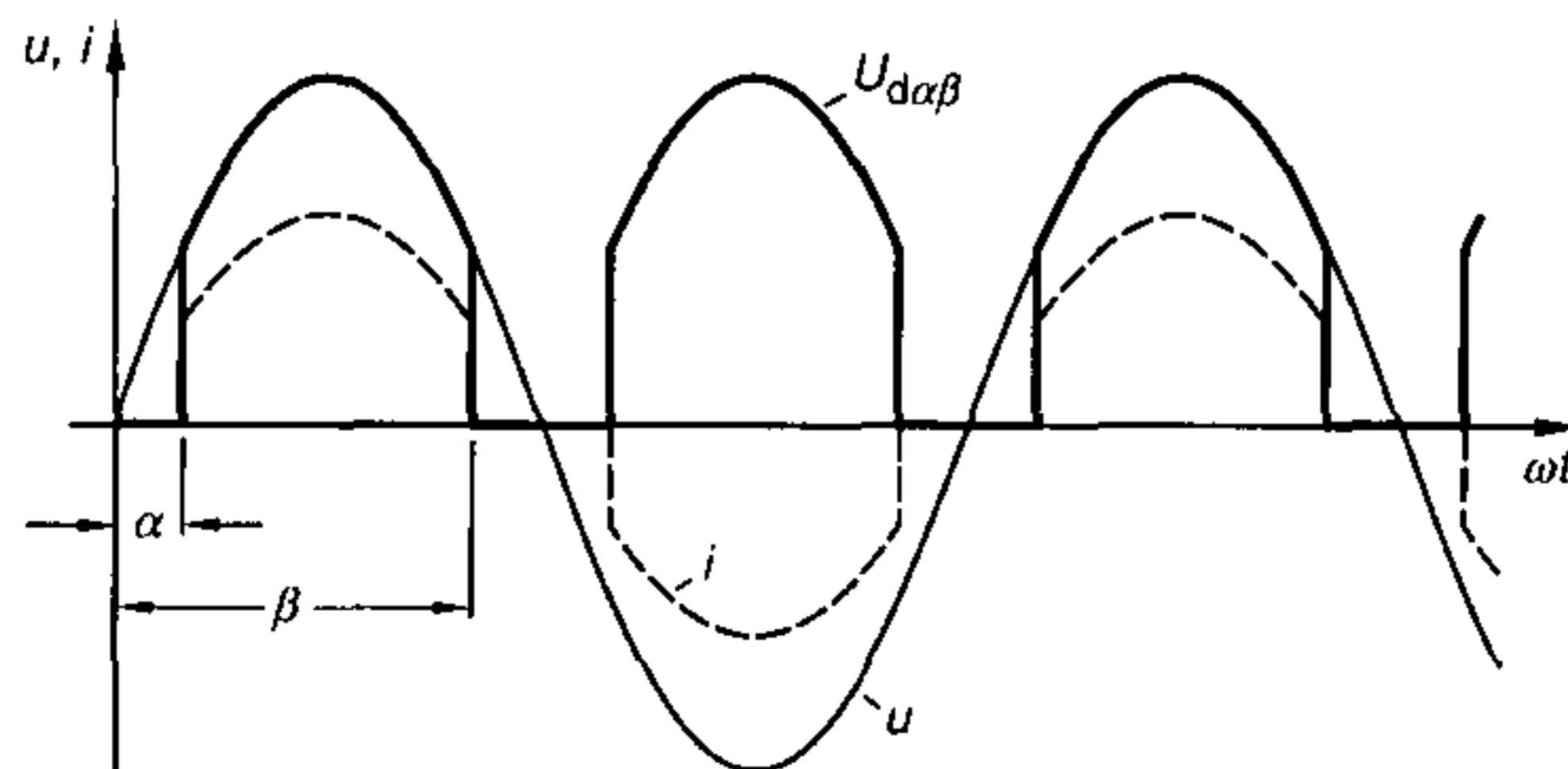


**Figura 5.42** Principio básico de un convertidor de potencia economizador de potencia reactiva 2 B 2 HZ en locomotoras con motor serie de corriente continua

### 5.5.3.5 Convertidores de potencia de apagado

Los circuitos de baja potencia reactiva que han sido presentados hasta aquí trabajan sobre el principio de conmutación de red, es decir, la transferencia de corriente de válvula a válvula se lleva a cabo debido a la tensión de red.

Otro método, sin embargo — conmutación forzada — habilita a que la potencia reactiva de control sea completamente suprimida. En lenguaje técnico, este método de operación también se denomina control de sector. La acción del tiristor GTO ya ha



**Figura 5.43** Corriente de red del convertidor de potencia de conmutación forzada con las correspondientes tensión continua de salida y tensión alterna de entrada

## 5.6 Símbolos utilizados

sido descrita en la figura 2.10. El correspondiente diagrama de línea muestra un área tensión/ángulo que es simétrica respecto al semiciclo positivo de la tensión alterna. La **figura 5.43** muestra el diagrama de línea de la corriente alterna, tal como ocurre con un convertidor de potencia B 2 apagado con formación de tensión continua simétrica con carga resistiva. En este caso, la correspondiente oscilación fundamental de corriente está en fase con la tensión alterna.

### 5.5.4 Efectos de los reactivos sobre el sistema

Debido a la aparición de potencia reactiva de control, un convertidor de potencia se comporta respecto al sistema de alimentación como una carga inductiva. Además de este importante efecto reactivo sobre el sistema, existen otros pocos efectos de perturbación. Por ejemplo, las corrientes armónicas ya mencionadas pueden causar pérdidas de tensión en el sistema, y en ciertas circunstancias se necesitan filtros especiales. Los armónicos de corrientes y tensiones pueden posiblemente influenciar cables de señal de manera inductiva y capacitiva. Con el disparo del tiristor, el escalón de tensión puede producir un espectro de alta frecuencia, de manera que puede ocurrir interferencia en el rango de radio y televisión.

## 5.6 Símbolos utilizados

### 5.6.1 Tensiones

$U$	Valor eficaz de la tensión alterna
$u$	Valor instantáneo de la tensión alterna
$\hat{u}$	Valor pico de la tensión alterna
$u_{AC}$	Valor instantáneo de la tensión ánodo-cátodo del tiristor
$U_{d\alpha}$	Valor medio aritmético de la tensión continua de salida
$u_{d\alpha}$	Valor instantáneo de la tensión continua de salida
$u_{d\alpha\beta}$	Valor instantáneo de la tensión continua de conmutación forzada del convertidor de potencia
$U_{di\alpha}$	Valor ideal de tensión continua
$u_F$	Tensión directa del diodo
$U_{ret}$	Fuerza electromotriz de retorno
$U_{red}$	Valor eficaz de la tensión alterna de red primaria
$U_T$	Tensión de válvula
$u_T$	Tensión directa del tiristor
$D_r$	Variación de tensión continua resistiva
$D_x$	Caída de tensión continua inductiva

### 5.6.2 Corrientes

$I$	Valor eficaz de la corriente alterna
$I_d$	Valor medio aritmético de la corriente continua
$i_G$	Corriente de disparo de gate
$i_{C21}$	Corriente de conmutación a través de las fases 1 y 2
$i_{L1}$	} Valores instantáneos de corrientes de fase
$i_{L2}$	
$i_{L3}$	
$I_T$	Corriente de tiristor
$I_b$	Corriente del bobinado
$I_1$	Oscilación fundamental de corriente

### 5.6.3 Potencias

$P$	Potencia activa
$P_d$	Potencia de corriente continua (ideal)
$P_{mixta}$	Potencia de corriente continua efectiva
$P_1$	Potencia activa de la oscilación fundamental
$Q$	Potencia reactiva
$Q_1$	Potencia reactiva de la oscilación fundamental
$S$	Potencia aparente
$S_1$	Potencia aparente de la oscilación fundamental

### 5.6.4 Otras magnitudes

$\alpha$	Angulo de retardo de disparo
$\alpha_{crit}$	Angulo crítico de control
$\alpha_w$	Límite de estabilidad del inversor
$\psi_p$	Angulo del pulso
$\theta$	Angulo de flujo de corriente
$\lambda$	Factor de potencia total
$\varphi_1$	Angulo de fase entre la tensión alterna de red y la oscilación fundamental de corriente
$L_d$	Bobina de alisamiento
$L_{K1}$	} Bobinas de conmutación
$L_{K2}$	
$L_{K3}$	

## 5.6 Símbolos utilizados

$L_{\text{carga}}$	Inductancia de carga
L 1, L 2, L 3	Líneas del sistema trifásico
N	Conductor neutro
$R_i$	Resistencia interna del convertidor de potencia
$R_{\text{carga}}$	Resistencia de carga
$t_p$	Duración del pulso
$W_{\text{magn}}$	Energía magnética



## 6 Impulsores convertidores de potencia con motor de corriente continua

### 6.1 Motores de corriente continua

#### 6.1.1 Generalidades

Así como los controladores de corriente continua que emplean tiristores, los convertidores de potencia detallados en los capítulos 4 y 5 se utilizan en la práctica principalmente para alimentar motores de corriente continua. La función de un motor eléctrico es convertir energía eléctrica en energía mecánica.

Debido a que los motores de corriente continua desarrollan altos torques de arranque y sus velocidades son ajustables dentro de amplios límites, éstos han predominado sobre los motores de inducción trifásicos en caso de problemas de impulsión muy exigentes.

Generalmente los impulsores de corriente continua deben alimentarse a través de convertidores de potencia, ya que la energía eléctrica requerida se deriva desde sistemas de corriente alterna o trifásicos. Hasta ahora, tales impulsores han constituido el área principal de aplicación de la electrónica de potencia.

#### 6.1.2 Modo de operación del motor de corriente continua

En un motor, la superposición de dos campos magnéticos da como resultado la generación de fuerza y la formación de torque. Estos se dirigen hacia un campo patrón común, por lo tanto acoplan el sistema en movimiento al campo patrón resultante. En un motor de corriente continua, el sistema fijo usualmente es el devanado de excitación en el estator, mientras que el devanado de armadura sobre un eje giratorio forma el sistema en movimiento. En motores pequeños, el campo de excitación frecuentemente es provisto por imanes permanentes. Por el contrario, en motores grandes se necesita una corriente de armadura y una corriente de excitación con el fin de crear estos dos campos magnéticos.

Para entender el modo de operación, primeramente consideramos una espira en un campo magnético. Entre otras cosas, el volumen I utiliza la «regla de la mano izquierda» para describir el efecto de la fuerza sobre un conductor por el cual circula una corriente. Si uno imagina este conductor doblado en forma de espira y girando, entonces se reproduce el modelo de un motor mostrado en la **figura 6.1**.

Tan pronto como fluya una corriente a través de la espira (la armadura), se forman líneas de campo magnético — denominado campo de armadura — alrededor de la espira. La superposición del campo de armadura y del campo de excitación forman un par que actúa sobre la espira giratoria. Este par también está dibujado en la figura 6.1. El par produce el torque (momento angular)

$$M_{\text{ang}} = 2 (F \cdot r) = F \cdot d.$$

6.1 Motores de corriente continua

Este torque se produce mediante el producto del campo de excitación y la corriente de armadura, y se aplica la siguiente relación:

$$M_{ang} \sim \Phi_E \cdot I_A.$$

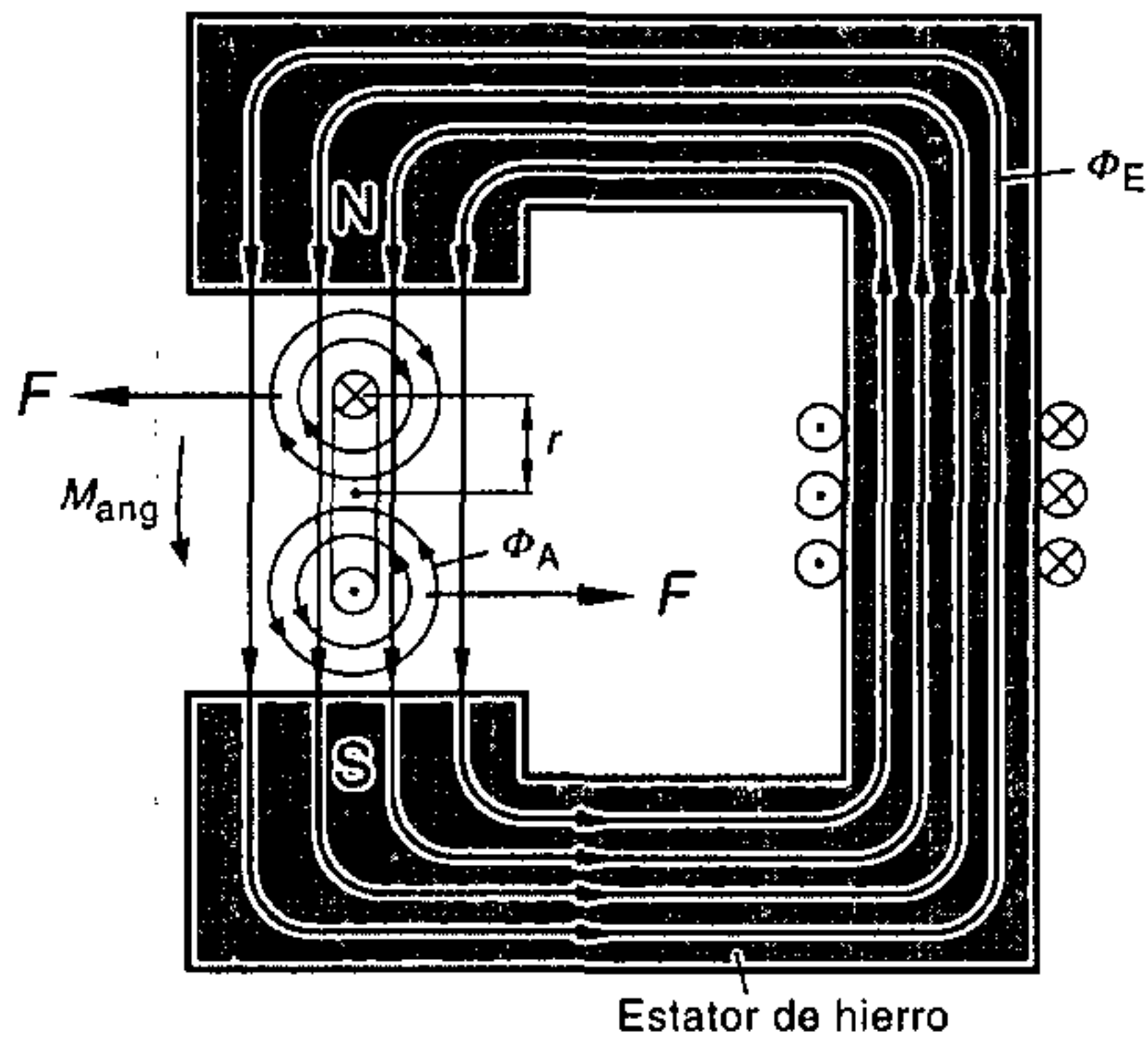


Figura 6.1 Principio básico del motor de corriente continua

Si la corriente de armadura permanece inalterada, el movimiento giratorio (figura 6.1) finaliza después de un ángulo de rotación de  $90^\circ$  porque, como muestra la **figura 6.2**, el brazo efectivo de la palanca se hace cero.

Por el contrario, si en la región de esta posición estable, denominada también zona natural, se invierte la polaridad de la corriente  $I_A$  y por lo tanto del campo de armadura  $\Phi_A$ , la espira pasa a través de la zona neutra. Entonces se mantiene el movimiento giratorio (**figura 6.3**).

Esta inversión de corriente se efectúa mediante un interruptor electromecánico, conocido como conmutador.

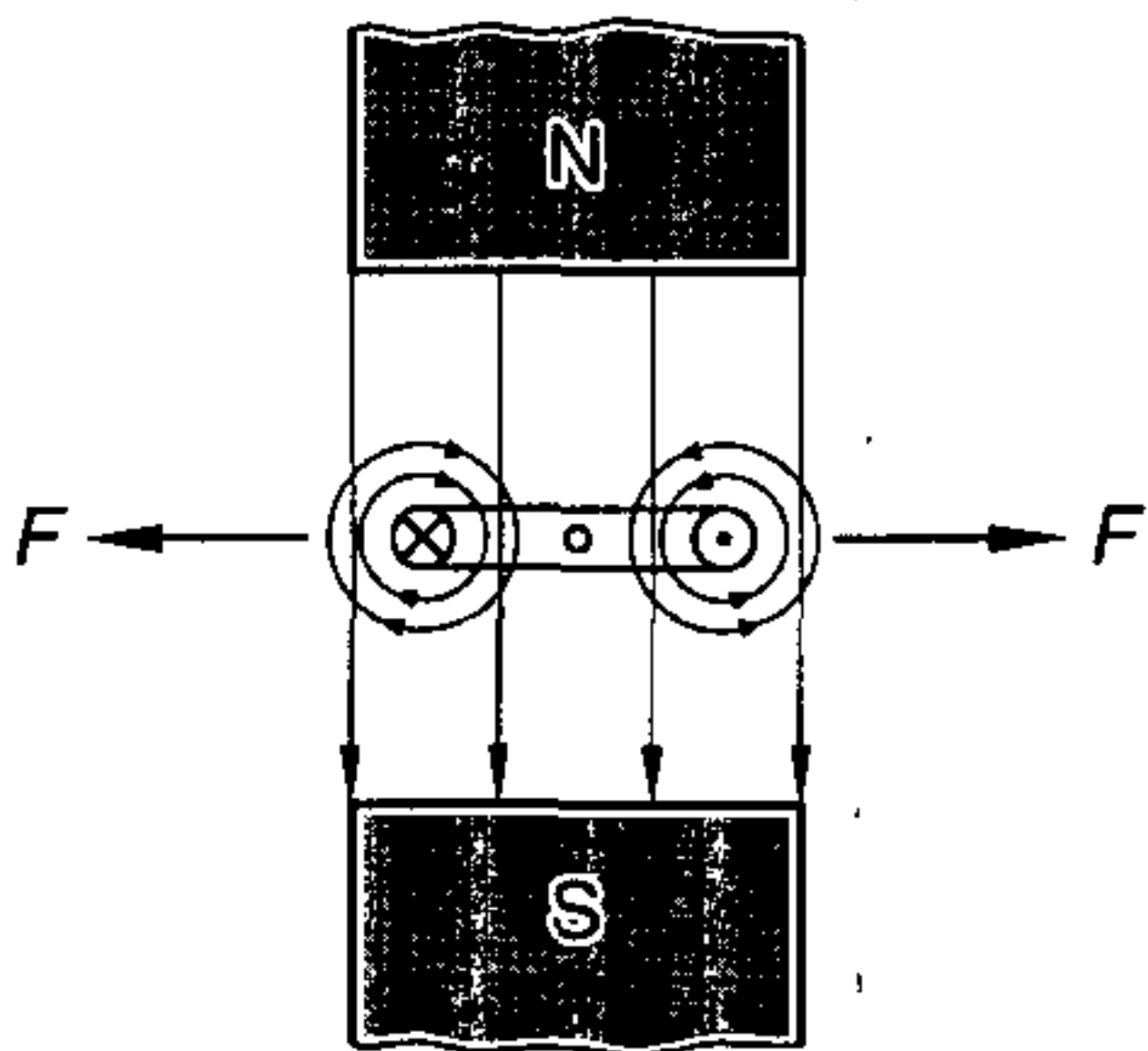


Figura 6.2 Posición estable de una espira con  $M_{ang} = 0$

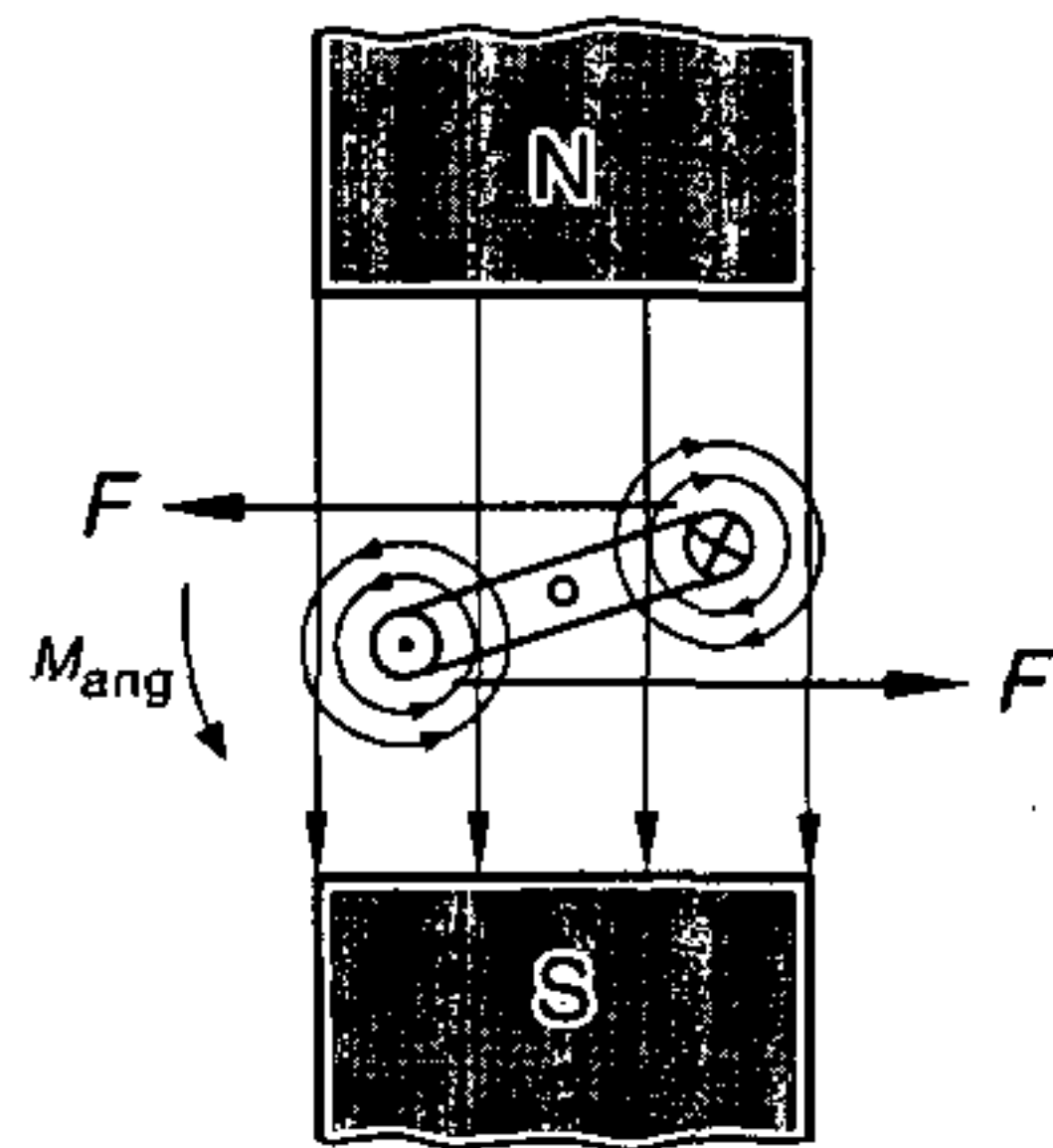
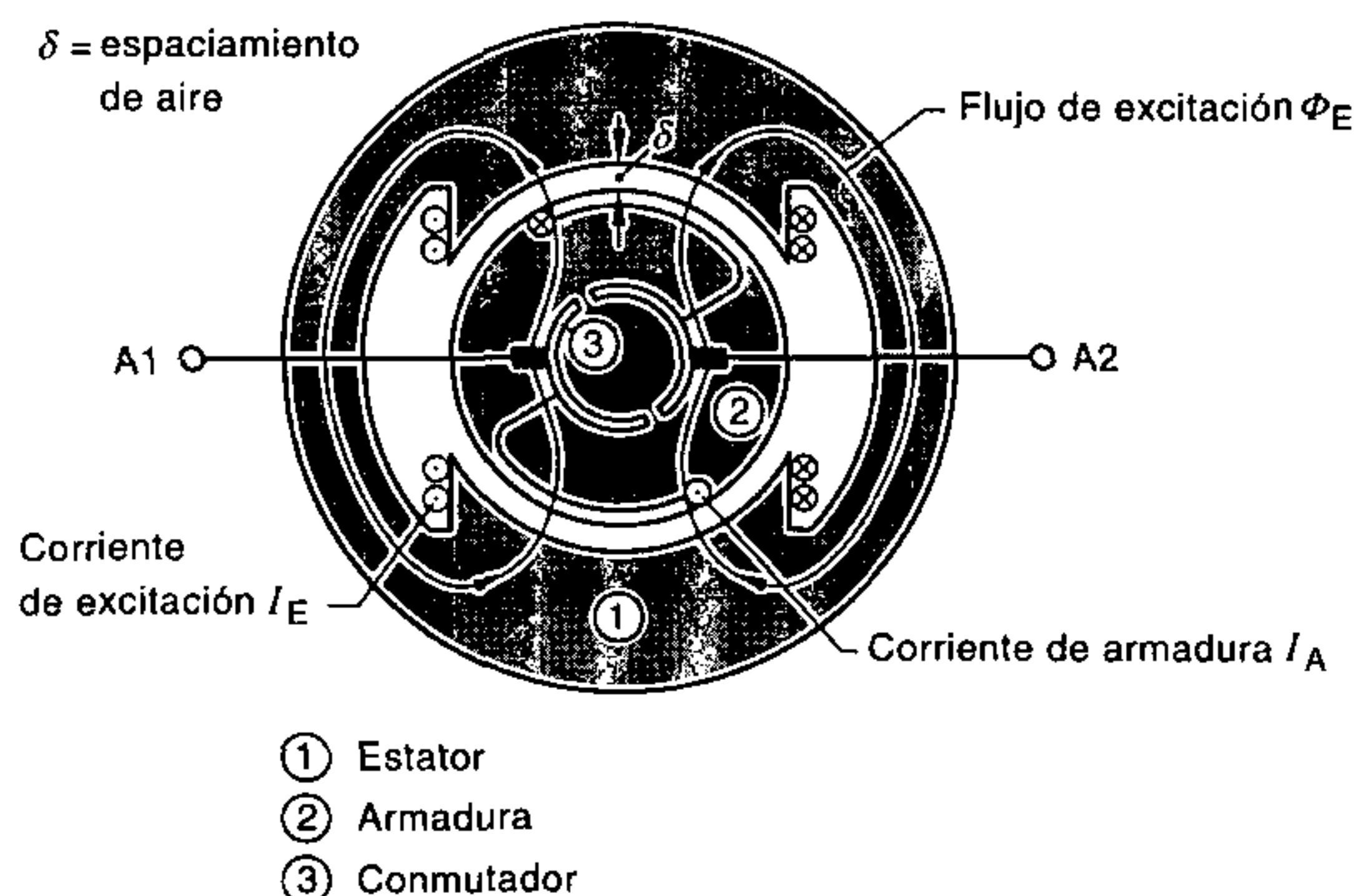


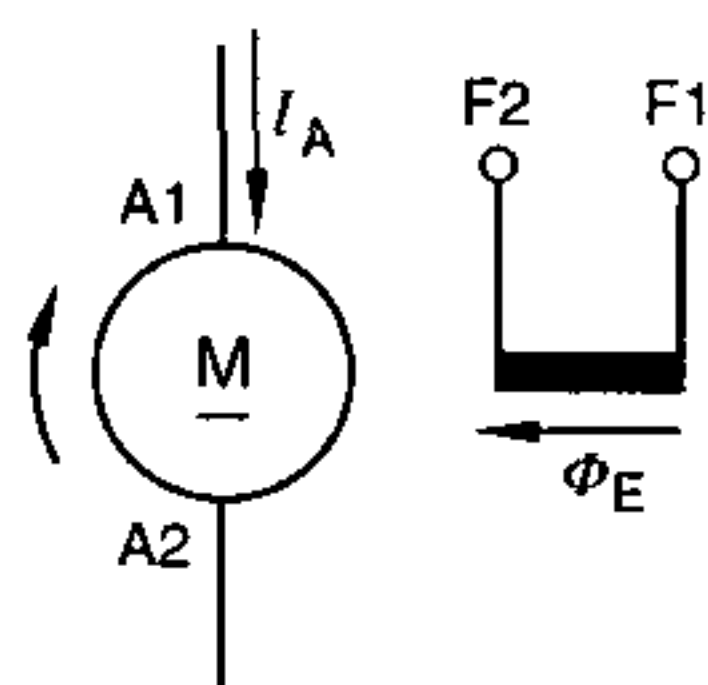
Figura 6.3 Formación de otro par después de invertir la corriente de armadura



**Figura 6.4** Circuito básico de un motor de corriente continua

Como muestra la **figura 6.4**, el conmutador consiste en su forma más simple de un anillo rozante, cuyas dos mitades están aisladas una de otra. Los terminales de la bobina de armadura (espira) están cada uno conectados a una mitad del anillo rozante. La corriente de armadura se conduce hacia la bobina de armadura giratoria mediante contactos de carbón. Debido a sus propiedades de deslizamiento, estas escobillas de carbón pueden descansar directamente sobre las mitades del anillo rozante. Con el objeto de invertir la corriente en el momento correcto, las escobillas de carbón están niveladas con la zona neutra.

La **figura 6.5** muestra el diagrama de circuito de un motor de corriente continua, mientras que la construcción básica está ilustrada en la figura 6.4.



**Figura 6.5** Símbolo de un motor de corriente continua

Si se debe invertir la dirección de rotación de un motor de corriente continua, esto se puede alcanzar de un manera sencilla invirtiendo un campo, generalmente el campo de armadura.

Como puede extraerse de la ley de inducción, a través de los conductores en movimiento dentro de un campo de excitación ocurre una tensión inducida  $U_0$  en dirección opuesta a la tensión de armadura externa. Esta tensión  $U_0$  aumenta con la velocidad de rotación  $n$  y sigue la relación:

$$U_0 \sim \Phi_E \cdot n \sim I_E \cdot n.$$

El aumento la velocidad trae consigo una reducción de la corriente de armadura.

6.1 Motores de corriente continua

Por lo tanto, para un impulsor en operación, la tensión de terminales debe calcularse como sigue:

$$U_{\text{term}} = U_0 + I_A \cdot R_A.$$

Ya que cuando el motor todavía está en reposo solamente existe la baja resistencia del bobinado de armadura  $R_A$ , los motores de corriente continua se arrancan con una tensión de armadura reducida para evitar corrientes de arranque similares a las de cortocircuito. Consecuentemente, la corriente de encendido con resistencia de arranque se calcula como sigue:

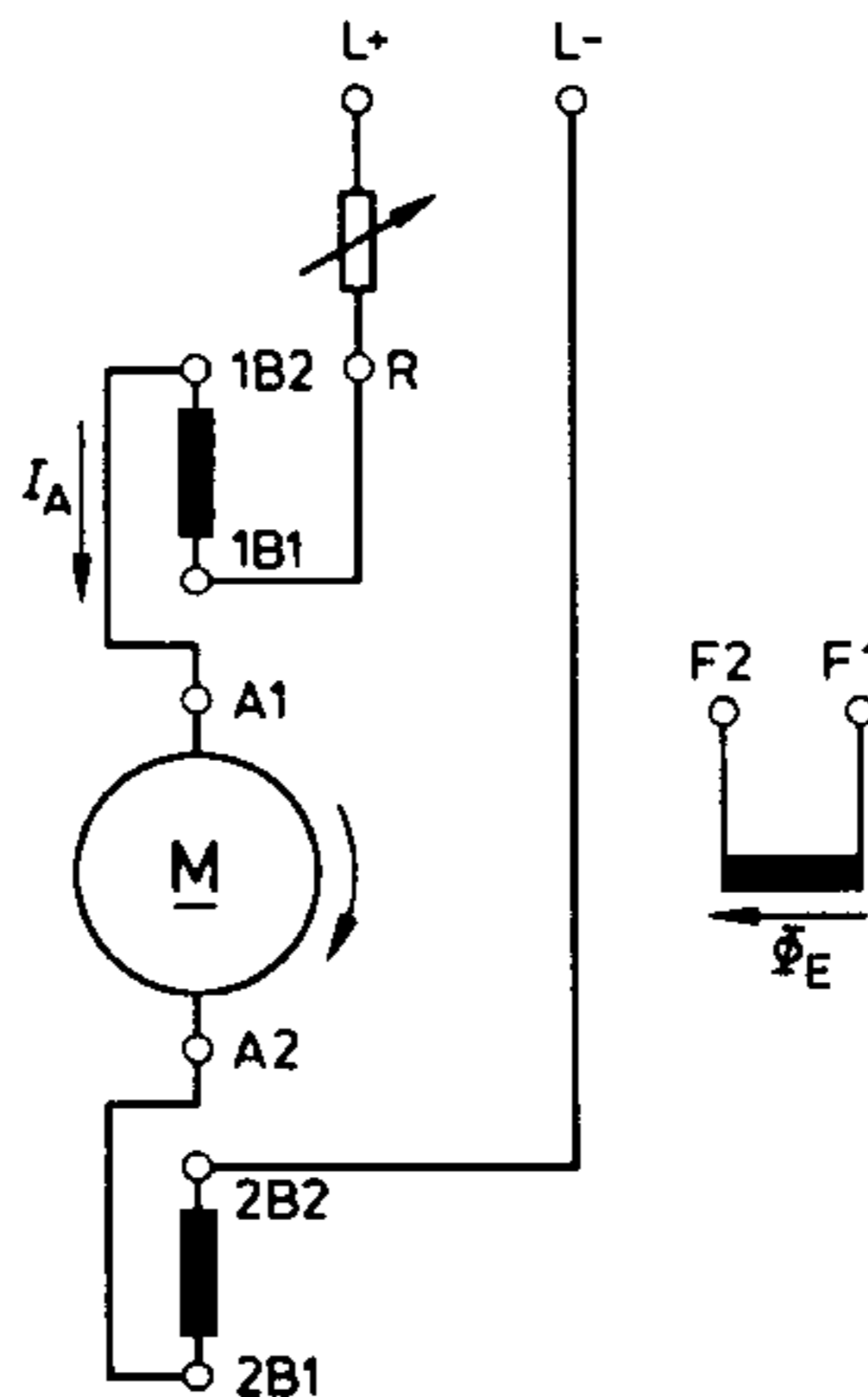
$$I_A = \frac{U_{\text{term}}}{R_{\text{arr}} + R_A}.$$

Para la velocidad de rotación de un motor de corriente continua se aplica la siguiente relación:

$$n \sim \frac{U_0}{\Phi_E} \quad \text{o} \quad n \sim \frac{U_{\text{term}} - I_A R_A}{\Phi_E}.$$

Consecuentemente, la velocidad de rotación puede incrementarse mediante el incremento de la tensión de armadura o mediante la reducción del campo de excitación. En la práctica, los motores de corriente continua tienen adicionalmente devanados de compensación y de conmutación de polos. La corriente de armadura fluye a través de estos devanados auxiliares, cuyo propósito es compensar la dependencia de la carga de los campos de perturbación.

La **figura 6.6** muestra el circuito de un motor de corriente continua con devanados de conmutación de polos y resistencia de arranque conectada en serie. Debido a que, en este caso, la bobina de excitación es alimentada por una fuente de tensión separada, hablamos de un motor excitado separadamente.



**Figura 6.6** Circuito de un motor de corriente continua excitado separadamente con devanados simétricos de conmutación de polos

### 6.1.3 Circuitos básicos

Los diferentes comportamientos de operación de los motores de corriente continua se logran variando la circuitería de los bobinados de armadura y excitación. Por lo tanto se diferencian los siguientes circuitos:

#### 6.1.3.1 Motor Shunt

Cuando en operación, los dos bobinados están «lado a lado», la velocidad se incrementa por la reducción del valor de la resistencia de arranque  $R_{arr}$  conectada en serie con la armadura. Debido al campo de excitación constante del bobinado shunt, el torque del motor es función solamente de la corriente de armadura.

$$M \sim I_A.$$

La velocidad de rotación se determina mediante la diferencia entre la tensión de terminales y la caída de tensión en la armadura.

$$n \sim U_0 = U_{term} - I_A \cdot R_A.$$

La velocidad en vacío  $n_0$  se alcanza sin carga, si  $I_A = 0$  A. Bajo carga ésta decrece linealmente conforme el torque se incrementa (figura 6.7).

Aplicaciones importantes de este tipo de motor incluyen impulsores de máquinas-herramientas e impulsores en ingeniería de producción, donde se requieren amplios rangos de ajuste de velocidad.

El comportamiento de operación y las aplicaciones de un motor de corriente continua excitado separadamente corresponden en su mayor parte a las de una máquina shunt.

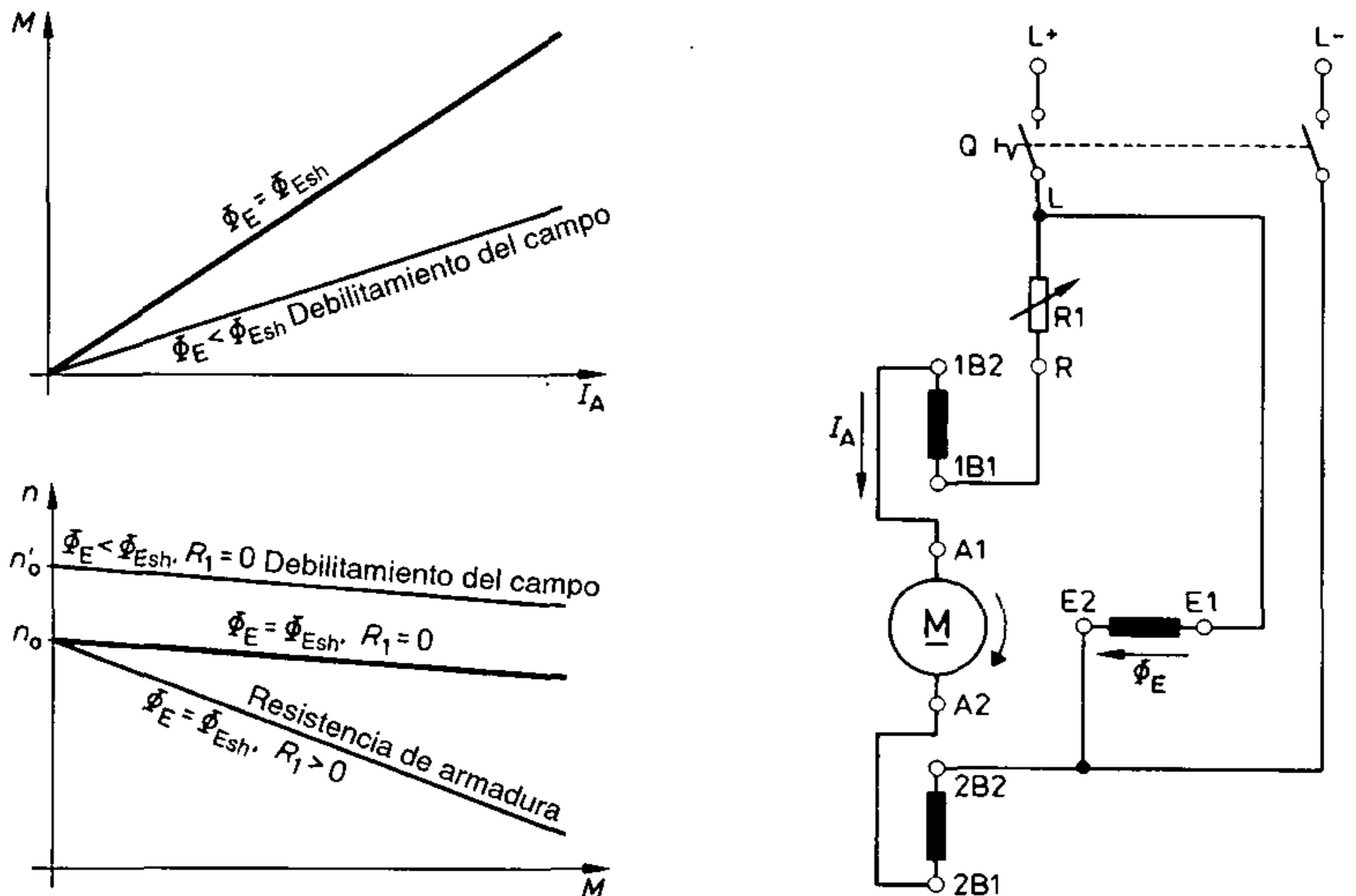


Figura 6.7 Curvas características y circuito de un motor shunt

6.1.3.2 Motor serie

En este caso, el campo de excitación se forma mediante la corriente de armadura dependiente de la carga. Esto conduce a la relación:

$$M \sim I_E \cdot I_A = I^2 \quad \text{con } I = I_E = I_A.$$

Para la velocidad de rotación se aplica lo siguiente:

$$n \sim \frac{1}{\Phi_E}$$

Debido a que la velocidad de rotación es aproximadamente proporcional a la recíproca del campo de excitación, conforme la carga se quita gradualmente, la velocidad puede algunas veces subir hasta valores altamente impermisibles. El circuito y las curvas características del motor serie se muestran en la **figura 6.8**.

Por lo tanto, un motor serie puede utilizarse sólo cuando está permanentemente conectado a la máquina impulsora (por ejemplo, acoplamiento rígido, equipo dentado). Consecuentemente estos motores se prefieren, particularmente en ingeniería de impulsión, para tranvías y camiones eléctricos. Los motores serie siempre se utilizan como arrancadores de vehículos, debido a su alto torque de arranque.

El motor universal (corriente alterna/corriente continua) es un caso especial de un motor serie pequeño. Este motor universal se opera principalmente con corriente alterna y se lo puede encontrar en casi cualquier aplicación doméstica de impulsión por motor.

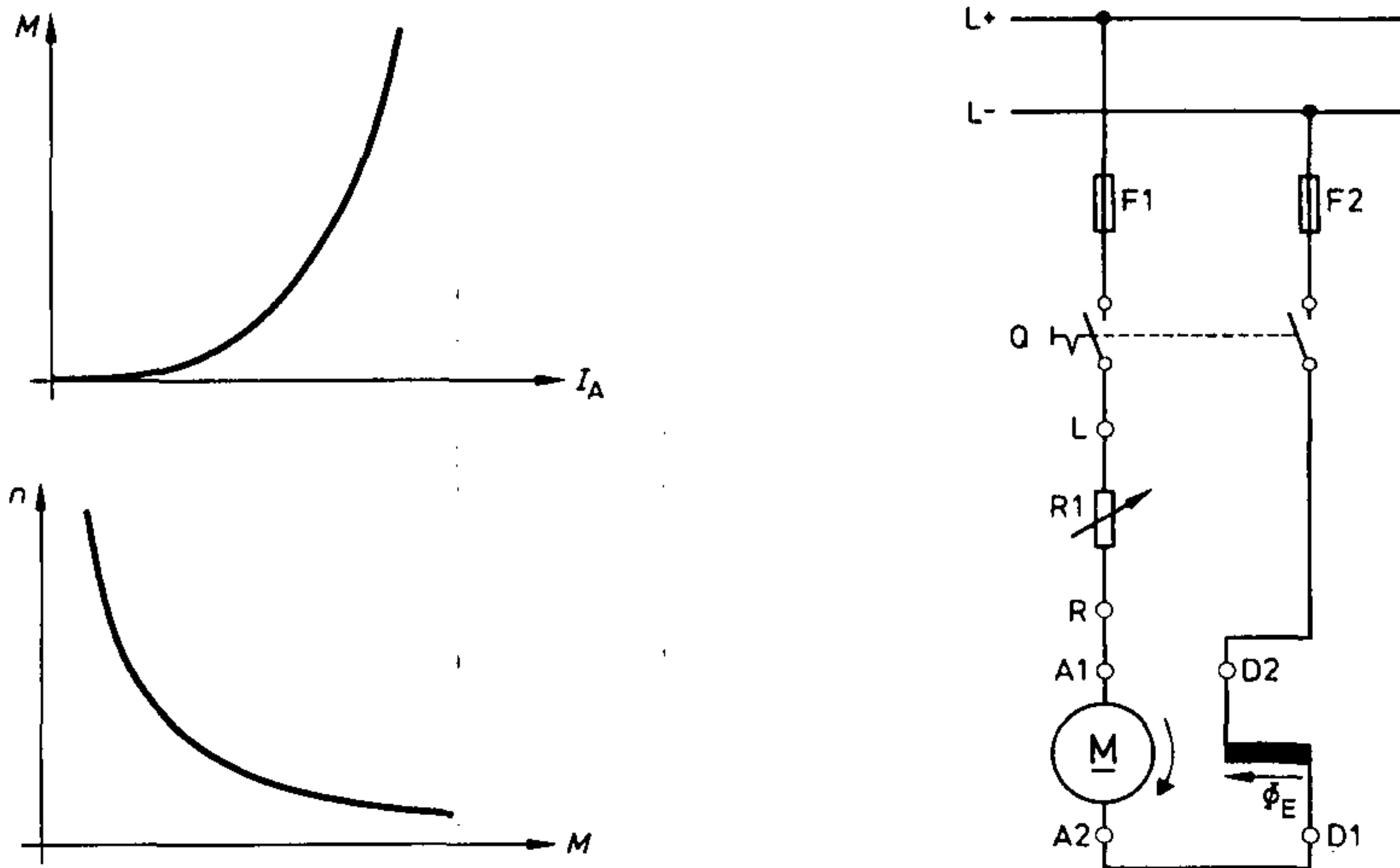


Figura 6.8 Curvas características y circuito de un motor serie

### 6.1.3.3 Motor compuesto

Este motor tiene un segundo bobinado de excitación a través del cual fluye la corriente de armadura. El otro bobinado de excitación es excitado separadamente o se conecta como un bobinado shunt. Consecuentemente, en vacío el motor compuesto se comporta como un motor shunt con una velocidad en vacío conocida  $n_0$ . Cuando el motor está bajo carga, el campo del bobinado serie se refuerza con el incremento de la corriente de armadura. El motor compuesto tiene entonces una curva torque/velocidad «suave» que está cerca del comportamiento del motor serie.

Este se utiliza principalmente donde hayan tipos extremos de carga que son continuamente variantes. Este es el caso, por ejemplo, con troquelados en donde después de la carga de impacto sigue el funcionamiento en vacío.

Cuando el bobinado serie a través del cual fluye la corriente de armadura apoya el efecto del bobinado shunt en la formación del campo, hablamos de «compuesto acumulativo» y por lo tanto de un «motor compuesto».

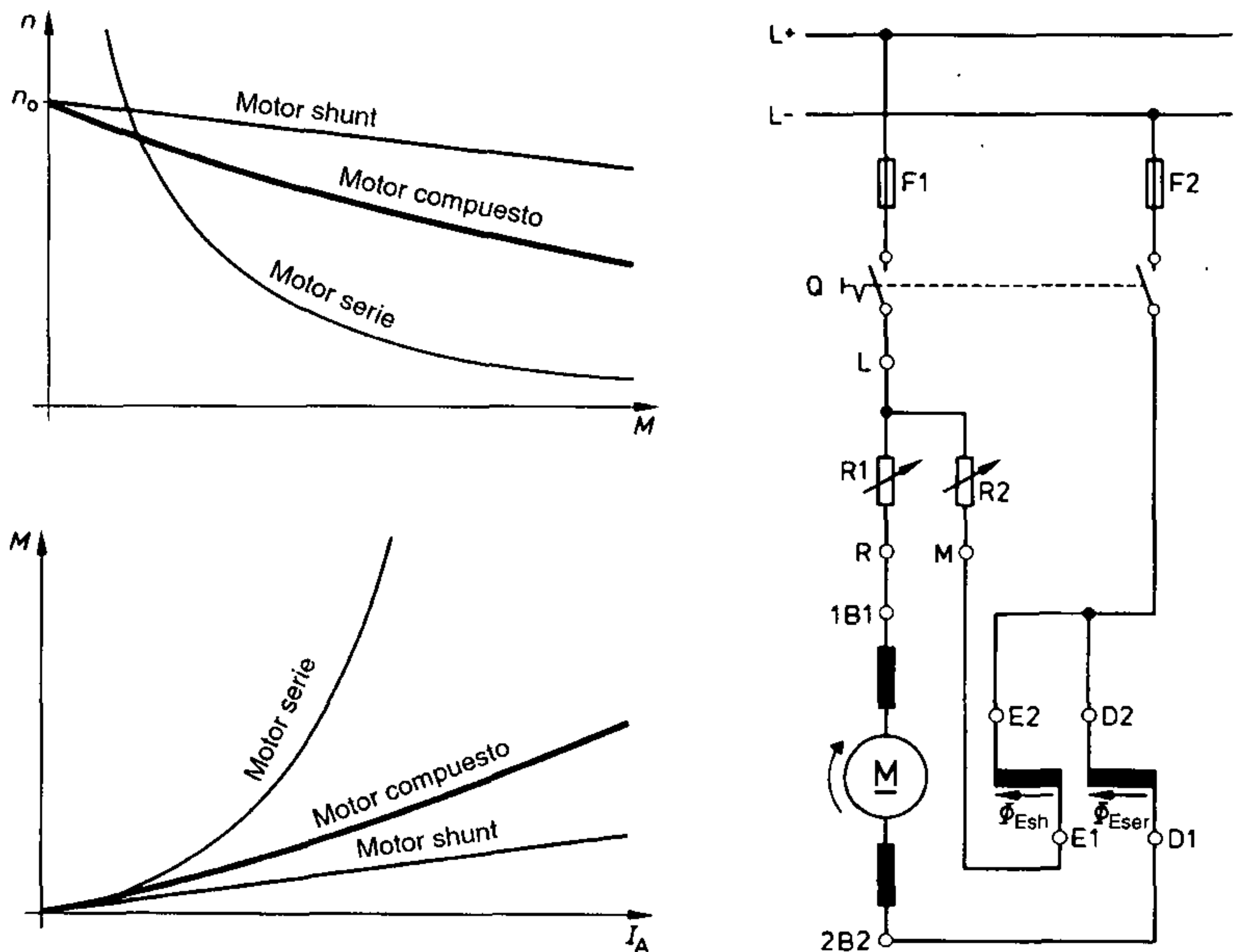


Figura 6.9 Curvas características y circuito de un motor compuesto

En la **figura 6.9** el circuito del motor compuesto está acompañado de las curvas características de los dos motores detallados hasta ahora.

### 6.1.4 Modos de operación de una máquina de corriente continua

Las diferentes clasificaciones de los modos de operación se basan, entre otras cosas, en el hecho que el motor de corriente continua no solamente impulsa a la máquina que actúa como carga, sino que también puede recibir temporalmente energía mecánica de ésta. Si la tensión inducida en el motor es mayor que la tensión aplicada en terminales, tenemos la operación de generador y consecuentemente inversión del flujo de energía.

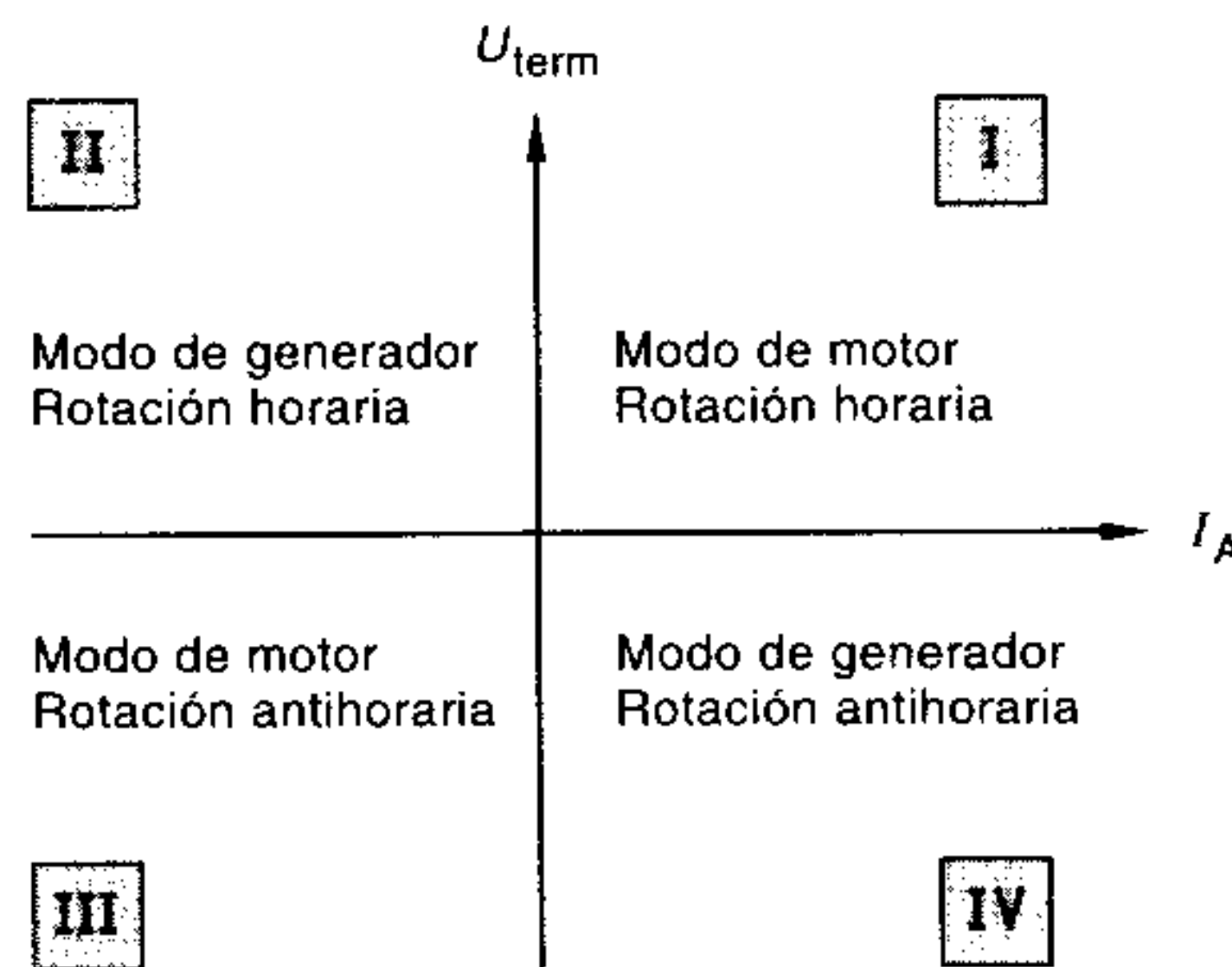
Adicionalmente, debido a que es posible la rotación en sentido horario o antihorario en ambos modos de operación, para una máquina de corriente continua con excitación constante generalmente se tienen que definir las siguientes condiciones de operación (**figura 6.10**).

---

Oper. de motor	Rotación horaria	Consumo de potencia eléc.	$+P = U \cdot I$
Oper. de generador	Rotación antihoraria	Salida de potencia eléc.	$-P = (-U) \cdot I$
Oper. de motor	Rotación antihoraria	Consumo de potencia eléc.	$+P = (-U) \cdot (-I)$
Oper. de generador	Rotación horaria	Salida de potencia eléc.	$-P = U \cdot (-I)$

---

**Figura 6.10** Modos de operación de motores de corriente continua



**Figura 6.11** Diagrama corriente/tensión de un motor de corriente continua de acuerdo a la figura 6.10

De acuerdo a la **figura 6.11**, con rotación horaria existe tensión positiva y con rotación antihoraria tensión negativa. Similarmente, el consumo de potencia (potencia positiva) corresponde a la operación de motor, y la salida de potencia (potencia negativa) a la operación de generador.



6 Impulsores convertidores de potencia con motor de corriente continua

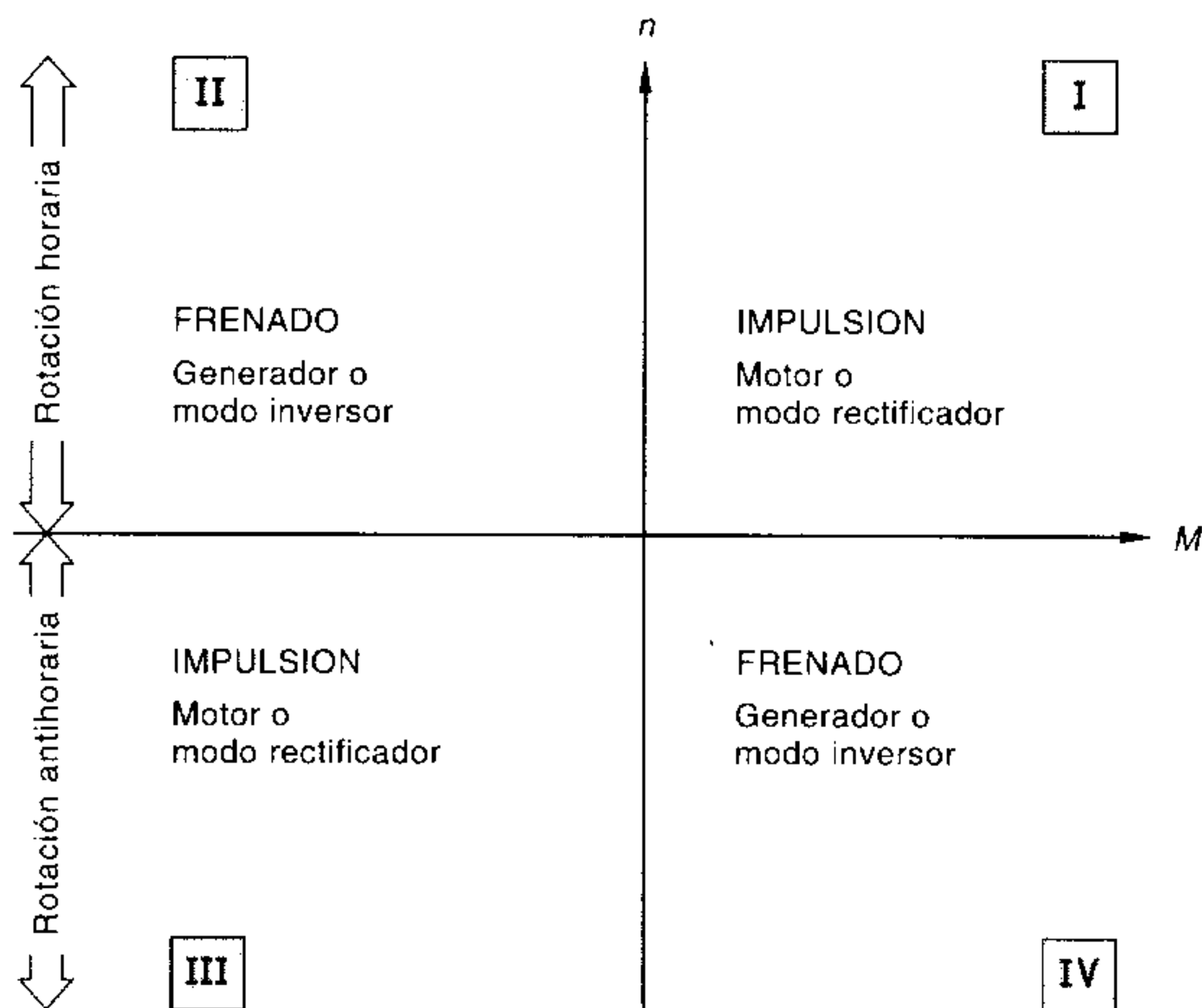
De acuerdo a la sección 6.1.2.1, para el motor de corriente continua se aplican las siguientes relaciones:

$$M \sim I_A \text{ y } U_o \sim n.$$

Por lo tanto el diagrama cualitativo  $U/U$  también se puede dibujar como un diagrama  $M/n$ . En la ingeniería de impulsión práctica, se acostumbra como el diagrama de operación o de trabajo a la representación  $n = f(M)$ , con las siguientes convenciones (**figura 6.12**).

I cuadrante	Impulsión	Rotación horaria	Salida de potencia mec.	$P = M \cdot \omega$
II cuadrante	Frenado	Rotación horaria	Consumo de potencia mec.	$-P = -M \cdot \omega$
III cuadrante	Impulsión	Rotación antihoraria	Salida de potencia mec.	$P = -M \cdot (-\omega)$
IV cuadrante	Frenado	Rotación antihoraria	Consumo de potencia mec.	$-P = M \cdot (-\omega)$

**Figura 6.12** Cuadrantes de operación de sistemas de impulsión ( $\omega = 2\pi n$ )



**Figura 6.13** Diagrama de operación de un impulsor convertidor de potencia

Asumiendo convertidores de línea conmutada, conectados en el lado de corriente continua con la armadura de la máquina de corriente continua, los respectivos modos de operación de los circuitos convertidores de potencia correspondientes pueden ser correlacionados con el diagrama de operación.

En el capítulo 5 se mostró que, a pesar de una dirección de flujo constante, los circuitos con toma central y circuitos en puente totalmente controlados pueden asumir tanto valores positivos como negativos. En su modo rectificador, estos circuitos de dos cuadrantes están asignados a los cuadrantes motor/impulsión, mientras que el modo inversor corresponde a los cuadrantes generador/frenado (**figura 6.13**).

## 6.2 Motor de corriente continua y máquina impulsada

### 6.2.1 Generalidades

Los motores de corriente continua descritos en el capítulo anterior convierten la energía eléctrica en energía mecánica de rotación. De la red se extrae la potencia

$$P_{el} = U \cdot I$$

y se convierte en movimiento giratorio en el eje del motor. Por lo tanto se aplica lo siguiente:

$$P_{mec} = \eta \cdot P_{el}$$

Entonces, una máquina impulsada conectada al eje utiliza esta energía mecánica para, por ejemplo, levantar una carga.

Debido al amplio rango de ajuste de velocidad, los motores de corriente continua no sólo se utilizan para levantar cargas, sino también en una gran variedad de otras tareas ya que la velocidad de estos motores se puede controlar fácilmente variando el campo de armadura o el campo de excitación. En los últimos años, los convertidores de potencia han reemplazado casi por completo a los reóstatos que una vez fueron de uso común.

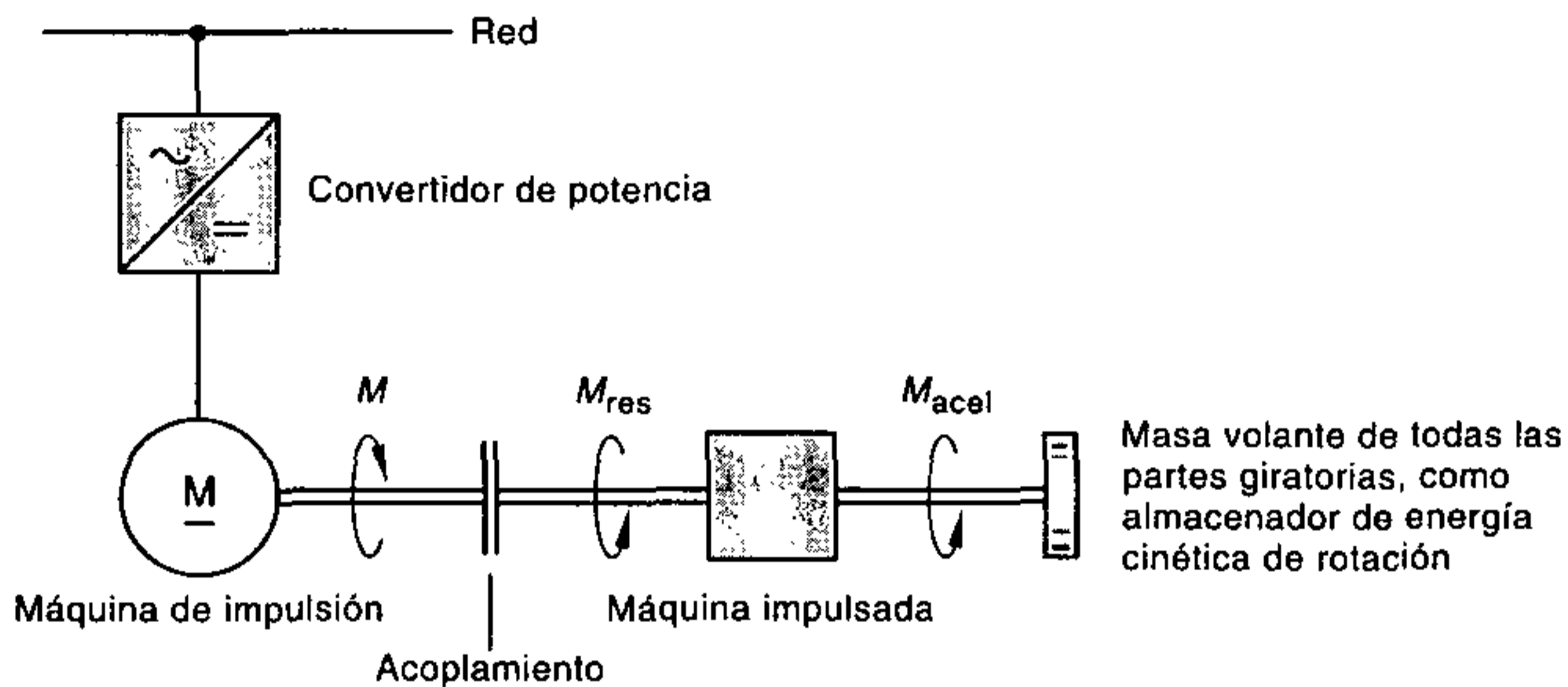
Para seleccionar un motor de corriente continua apropiado, no se deben hacer consideraciones únicamente sobre la potencia y velocidad requeridas, sino también sobre el requerimiento de fuerza y características físicas de la máquina impulsada.

Si un motor de corriente continua está acoplado a una máquina impulsada, ésta cumple los siguientes requerimientos:

- La máquina impulsada se incrementa desde la paralización hasta la velocidad de rotación requerida, con el motor y la máquina usualmente conectados directamente uno a otro.
- Para el tiempo de operación especificado, el motor suministra al menos el torque nominal requerido por la máquina a la velocidad nominal deseada.

Adicionalmente a estos requerimientos, cuando se diseña un impulsor convertidor de potencia completo (**figura 6.14**), la elección del convertidor es crucial para el rendimiento del impulsor como un todo.

Por razones económicas, cuando es posible se utilizan los productos producidos industrialmente en masa. A pesar de la disponibilidad de los equipos listos para operar, el practicante necesita un conocimiento cabal de la ingeniería eléctrica y mecánica con el objeto de alcanzar el acoplamiento óptimo de los módulos individuales. Por lo tanto en las siguientes secciones detallaremos las magnitudes mecánicas características más importantes.



**Figura 6.14** Estructura básica de un impulsor convertidor de potencia

### 6.2.2 Magnitudes mecánicas características

Para movimiento lineal (traslación), la potencia transmitida  $P_{mec} = \frac{W_{mec}}{t}$  se calcula a partir de la ecuación básica para el trabajo mecánico de fuerza  $\times$  desplazamiento. También debe tenerse en cuenta la relación desplazamiento sobre tiempo para la velocidad  $v$ . Entonces obtenemos:

$$W_{mec} = F \cdot s; \quad v = \frac{s}{t} \quad P_{mec} = F \cdot \frac{s}{t} = F \cdot v.$$

Por otro lado, en caso de movimiento giratorio la potencia mecánica es una función del torque transmitido y de la velocidad angular  $\omega$ , y obtenemos:

$$P_{mec} = M \cdot \omega$$

$$\text{con } M = F \cdot r \text{ y } \omega = 2\pi n.$$

La estructura básica de un impulsor convertidor de potencia se presenta en la figura 6.14, además se indican las direcciones asociadas al torque.

## 6.2 Motor de corriente continua y máquina impulsada

Cuando calculamos un impulsor, la ecuación torque/movimiento se satisface cuando la suma de todos los momentos es cero. Si se considera positivo al torque del motor  $M$ , se obtiene lo siguiente para el impulsor convertidor de la figura 6.14:

$$M - M_{res} - M_{acel} = 0$$

En la ecuación anterior,  $M_{res}$  es el momento resistivo de la máquina impulsada y  $M_{acel}$  el momento de aceleración (impulsión) o desaceleración (frenado) de la masa equivalente del volante.

En estado de operación constante, es decir, girando a una velocidad (angular) constante, el momento de aceleración es  $M_{acel} = 0$  y en este caso:

$$M = M_{res}$$

Si el torque del motor excede al momento resistivo, es decir  $M > M_{res}$ , ocurre un momento diferente y:

$$M_{acel} = M - M_{res}.$$

El impulsor, junto con la masa equivalente de su volante, se acelera.

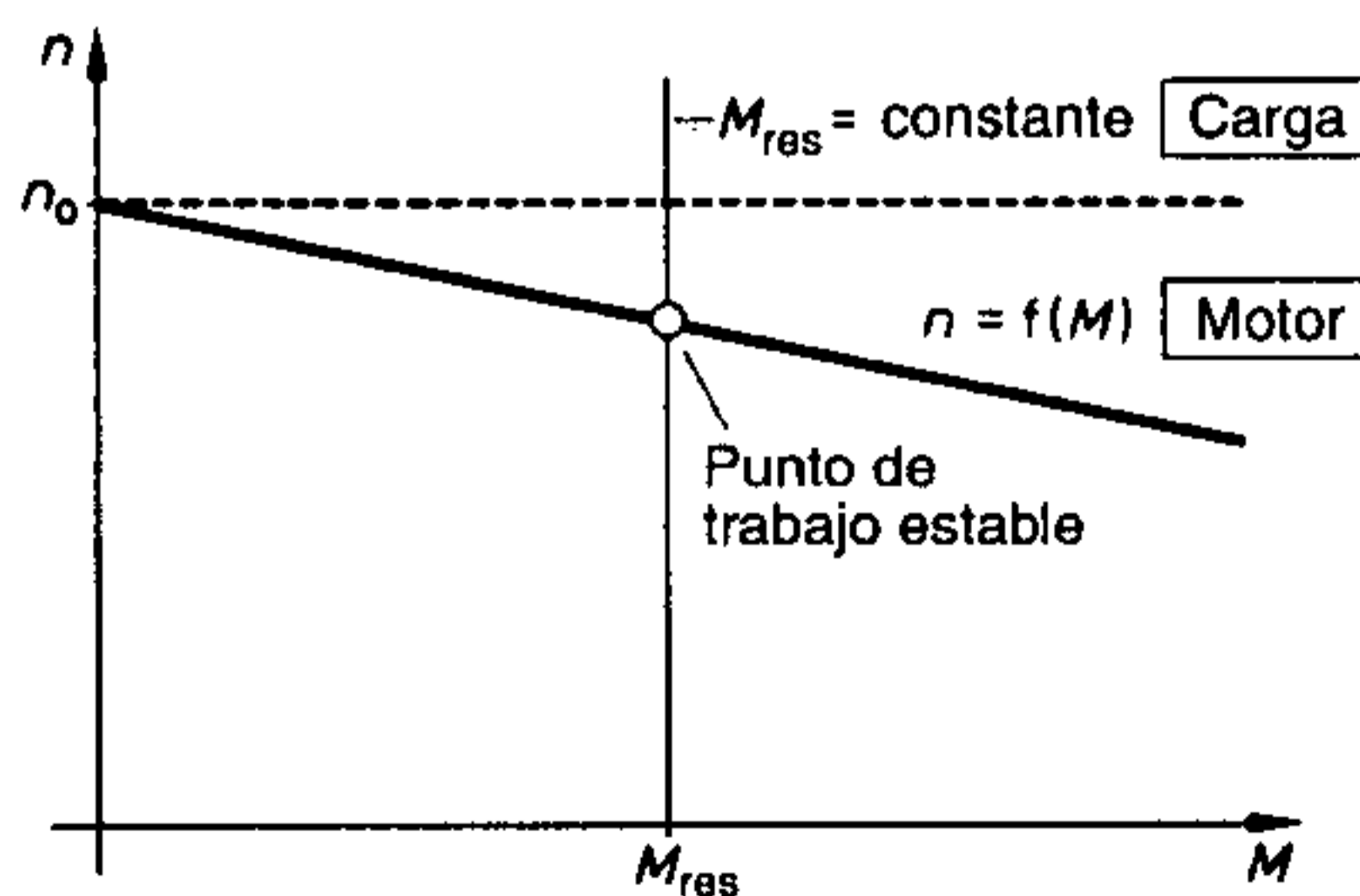
Sin embargo, si el torque del motor es menor que el momento resistivo, es decir,  $M < M_{res}$ , ocurre un momento de aceleración negativa y la máquina es frenada.

Cuando se diseña un impulsor se debe tener en cuenta que la condición de estado estable  $M = M_{res}$  produce un punto de intersección estable de la curva característica de momento del motor y la máquina impulsada en el diagrama torque/velocidad  $n = f(M)$ .

La condición de operación estable se produce cuando, con una velocidad creciente, el momento resistivo es mayor que el torque del motor y, con una velocidad decreciente, el momento resistivo siempre es menor que el torque del motor.

Este caso se representa en la **figura 6.15** para un motor shunt y torque no dependiente de la velocidad de rotación, tal como sucede en montacargas, grúas y poleas.

Ahora utilizaremos un ejemplo para ilustrar la relación de energía y potencia referidas hasta el momento.



**Figura 6.15** Motor y curvas características de carga

6.2.2.1 Ejemplo: Impulsor de levantamiento

La jaula (**figura 6.16**) debe subirse a una velocidad de  $v = 1,5 \text{ m/s}$ . Su peso es  $G = 5 \text{ kN}$ . El tambor del cable tiene un diámetro  $d = 400 \text{ mm}$ . La altura del levantamiento es  $\Delta h = 9 \text{ m}$ .

La potencia requerida se puede calcular como:

$$P_{\text{mec}} = G \cdot v = 5000 \text{ N} \cdot 1,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

$$= 7500 \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$$

Para sobrepasar la diferencia de altura se requiere un trabajo de:

$$W_{\text{mec}} = G \cdot \Delta h$$

$$= 5000 \text{ N} \cdot 9 \text{ m}$$

$$= 45 \text{ kNm}$$

Despreciando las pérdidas, el balance de potencia es:

$$P_{\text{mec}} (\text{Traslación}) = P_{\text{mec}} (\text{Rotación})$$

$$G \cdot v = M \cdot \omega$$

Debido a que se necesita un momento

$$M = G \cdot \frac{d}{2} = 5000 \text{ N} \cdot \frac{0,4 \text{ m}}{2} = 1000 \text{ Nm}$$

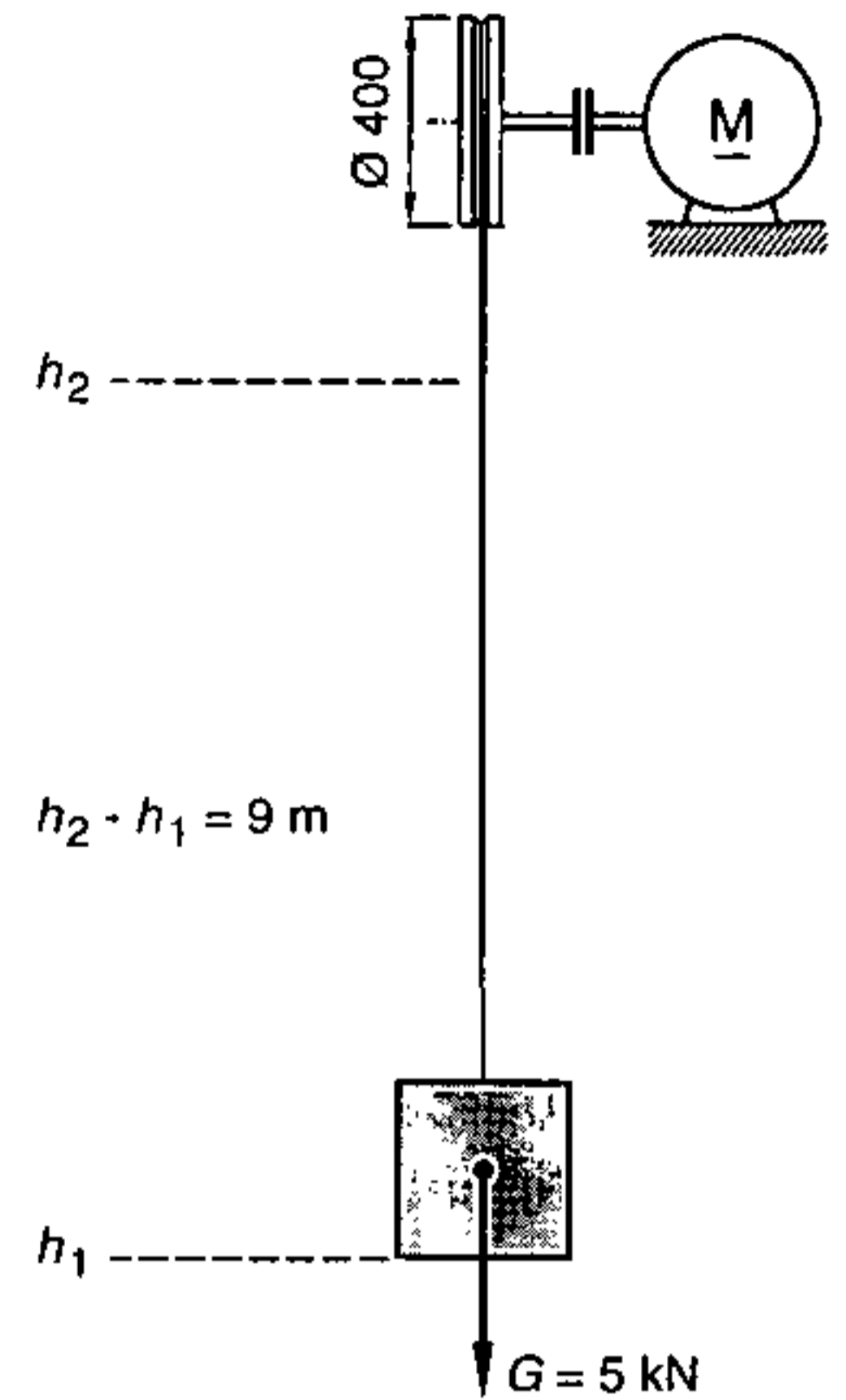
se requiere una velocidad angular de

$$\omega = \frac{G \cdot v}{M} = \frac{7500 \text{ Nm}}{1000 \text{ Nms}} = 7,5 \frac{1}{\text{s}}$$

Esto implica una velocidad de rotación de

$$n = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{7,5 \text{ s}^{-1}}{2\pi} = 1,19 \text{ s}^{-1}$$

o aprox. 72 revoluciones por minuto.



**Figura 6.16**  
Impulsor de levantamiento

### 6.2.3 Magnitudes características del impulsor

Las principales magnitudes características de un motor eléctrico son indicadas por los fabricantes en la placa de datos. Estas se aplican a la operación nominal. La potencia de salida del motor ( $P_{mec}$ ) se indica directamente en vatios o kilovatios. Para convertir unidades entre ingeniería eléctrica y mecánica se pueden utilizar las siguientes expresiones:

$$1 \text{ W} = 1 \frac{\text{Nm}}{\text{s}} \text{ para potencia o}$$

$$1 \text{ Ws} = 1 \text{ Nm} \text{ para trabajo o energía}$$

La potencia nominal entregada por el motor, requerida en el ejemplo (sección 6.2.2.1), consecuentemente es:

$$P_{mec \text{ nom}} = P_{mot \text{ entreg nom}} = 7500 \frac{\text{Nm}}{\text{s}} = 7,5 \text{ kW}$$

La potencia nominal del motor  $P_{el \text{ nom}}$  recibida se indica indirectamente a través de las magnitudes eléctricas básicas. Para el motor de corriente continua generalmente se aplica lo siguiente:

$$P_{el} = P_{mot \text{ rec}} = U_A \cdot I_A + U_E \cdot I_E$$

Por lo tanto la eficiencia del motor se establece como:

$$\eta_{mot \text{ nom}} = \frac{P_{entreg \text{ nom}}}{P_{rec \text{ nom}}} = \frac{P_{mec \text{ nom}}}{P_{el \text{ nom}}}$$

El torque nominal entregado por el motor es igualmente expresado en términos de la velocidad nominal y la potencia mecánica nominal:

$$M_{nom} = \frac{P_{mec \text{ nom}}}{\omega_{nom}}$$

#### 6.2.3.1 Cálculo de un impulsor

Un motor de corriente continua tiene la placa de datos reproducida en la **figura 6.17**. Para la operación nominal se aplican las siguientes condiciones:

$$P_{mec \text{ nom}} = 290 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} P_{el \text{ nom}} &= U_A \cdot I_A + U_E \cdot I_E \\ &= 220 \text{ V} \cdot 1,8 \text{ A} + 220 \text{ V} \cdot 0,24 \text{ A} \end{aligned}$$

$$P_{el \text{ nom}} = 448,8 \text{ W}$$

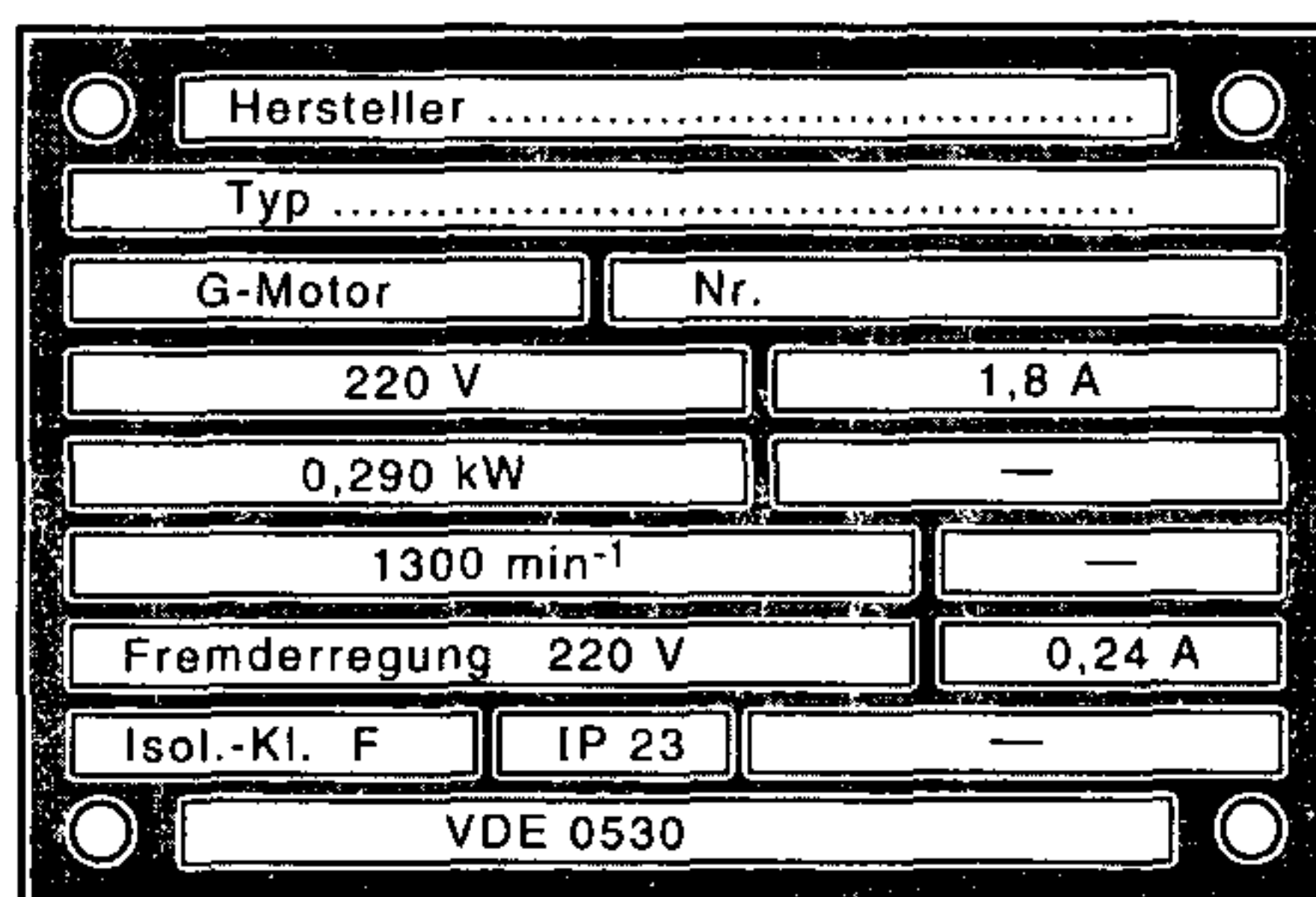
$$\eta_{nom} = \frac{P_{mec \text{ nom}}}{P_{el \text{ nom}}} = \frac{290 \text{ W}}{448,8 \text{ W}}$$

$$\eta_{nom} = 0,65$$

La velocidad angular nominal es:

$$\begin{aligned} \omega_{nom} &= 2 \pi \cdot n_{nom} \\ &= 6,28 \cdot 1300 \frac{1}{\text{min}} \cdot \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ s}} \end{aligned}$$

$$\omega_{nom} = 136 \text{ s}^{-1}$$



**Figura 6.17** Placa de datos de un motor de corriente continua alemán (Hersteller – Fabricante, Fremderregung – Excitación externa, Isol.-Kl. – Clase de aislamiento)

A partir de la relación

$$P_{\text{mec}} = M \cdot \omega$$

se obtiene

$$M_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{mec nom}}}{\omega_{\text{nom}}} = \frac{290}{136 \cdot \frac{1}{s}} \cdot \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$$

$$M_{\text{nom}} = 2,13 \text{ Nm.}$$

Este cálculo entrega los datos nominales más importantes del motor. Debido a que la tensión de armadura y la tensión de excitación tienen el mismo valor, es posible la conexión como un motor shunt.

## 6.3 Características de los convertidores de potencia

### 6.3.1 Generalidades

Para alcanzar los posibles modos de operación de un impulsor convertidor de potencia, primeramente se debe prestar atención a las características básicas del circuito convertidor. Estas son esencialmente:

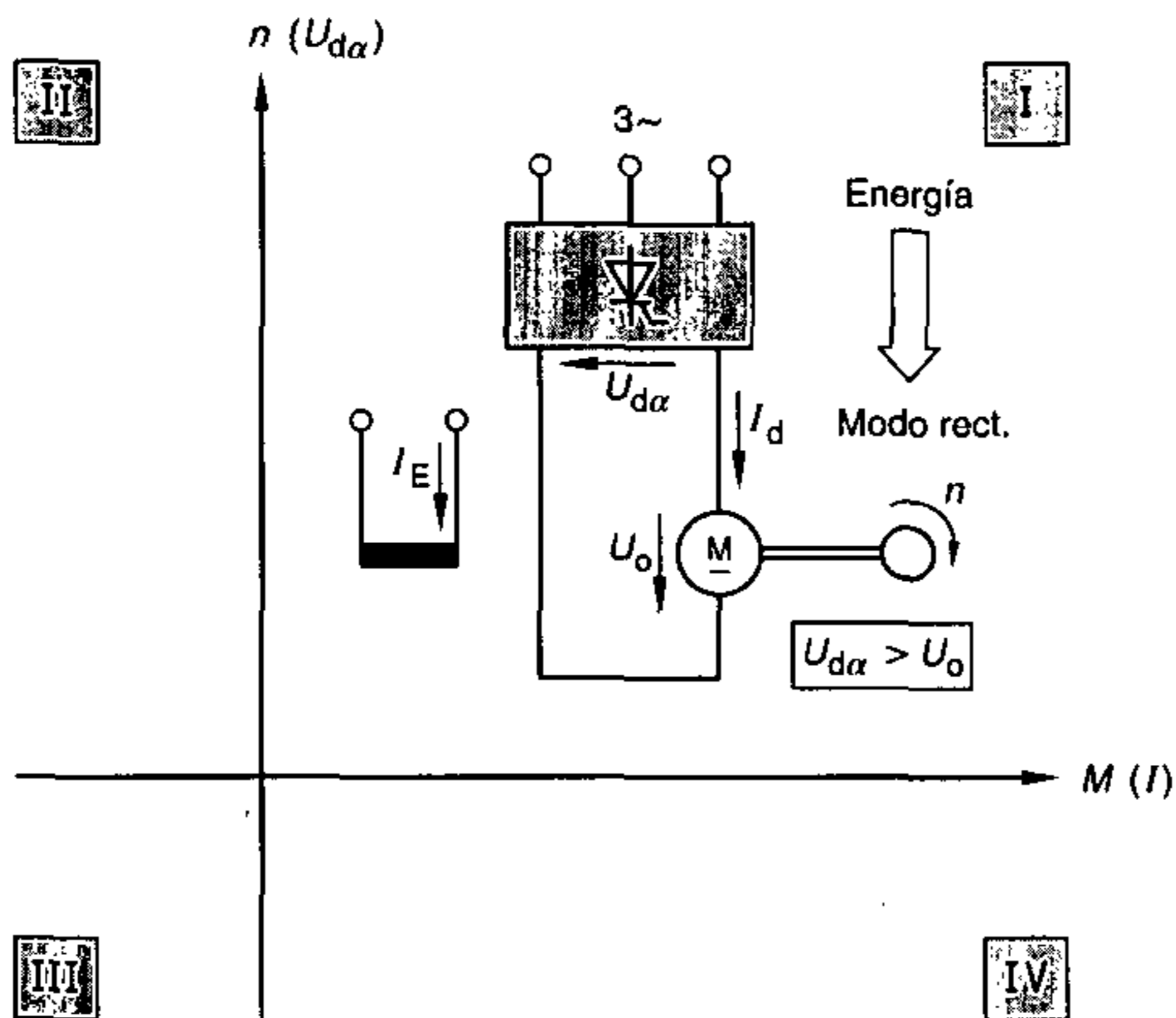
- La dirección especificada de la corriente en las válvulas semiconductoras.
- La pregunta de si el equipo convertidor escogido puede trabajar tanto en operación de rectificador como en operación de inversor.

Mediante referencia al número de cuadrantes de operación del rango de operación requerido, en la práctica se diferencian los siguientes tres tipos de características de operación.

### 6.3.2 Operación de un cuadrante

Para esta denominada operación unidireccional o no reversible (**figura 6.18**), generalmente es suficiente el equipo convertidor con un circuito en puente semicontrolado. Sin embargo, para altas potencias principalmente se utilizan los convertidores de potencia totalmente controlados.

Estos convertidores de un cuadrante se pueden encontrar, por ejemplo, en bombas e impulsores de ventiladores, donde solamente se requiere una dirección de rotación y una dirección del torque.



**Figura 6.18** Convertidor de potencia simple con una máquina de corriente continua, operación en el I o III cuadrante

### 6.3.3 Operación de dos cuadrantes

La operación de dos cuadrantes (**figura 6.19**) se refiere al caso en el que una magnitud mecánica se mantiene, mientras que la otra magnitud mecánica cambia su polaridad. Por lo tanto, básicamente son posibles las siguientes situaciones:

Misma dirección del torque con cambio en la dirección de rotación

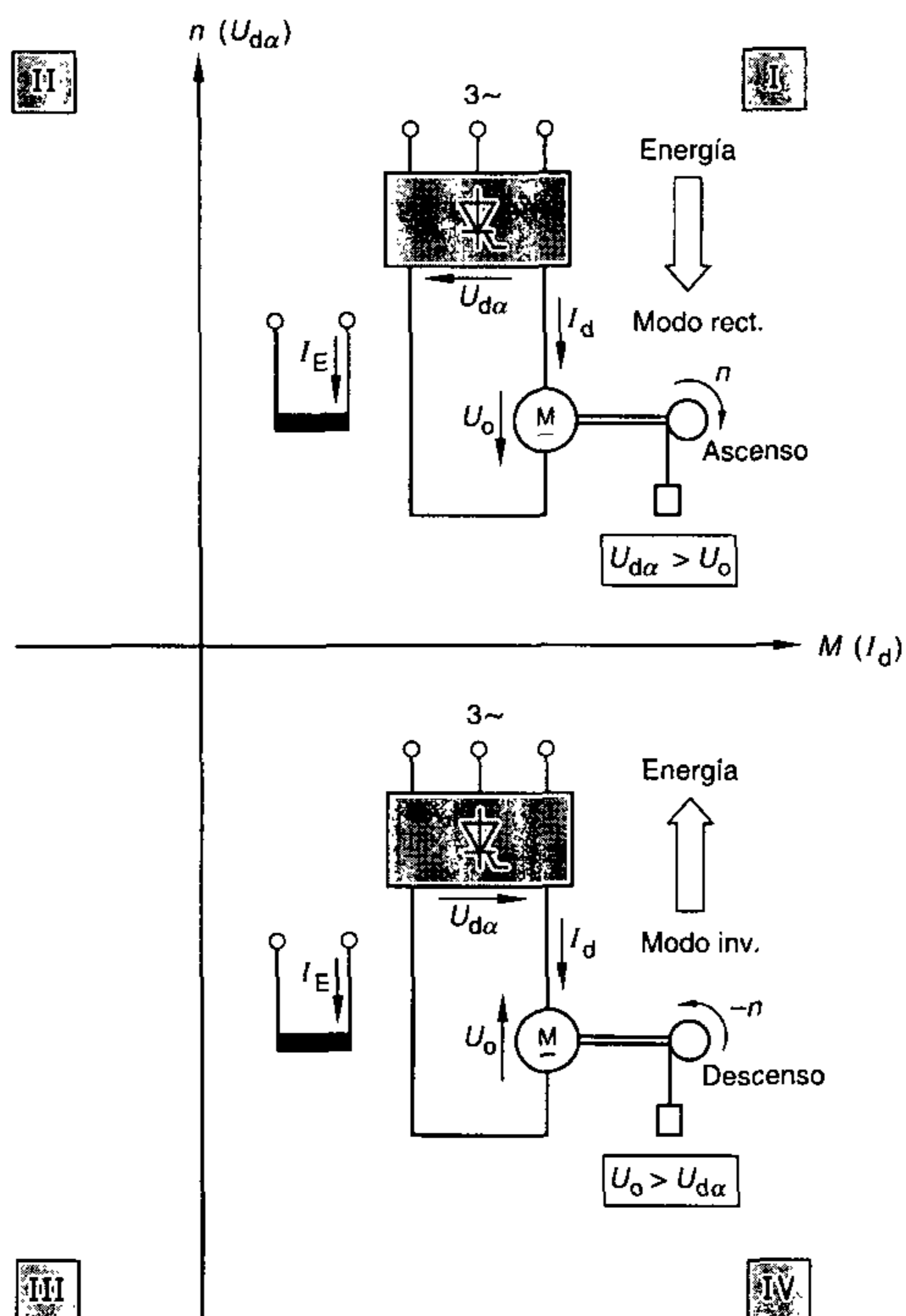
- a) Operación en el I y IV cuadrante
- b) Operación en el II y III cuadrante

Misma dirección de rotación con cambio en la dirección del torque

- c) Operación en el I y II cuadrante
- d) Operación en el III y IV cuadrante

En la sección 6.1.2 se presentó la dependencia del torque y la corriente de armadura con excitación constante.





**Figura 6.19** Convertidor de potencia simple (totalmente controlado) con máquina de corriente continua. El convertidor de potencia trabaja en el I (III) cuadrante como un rectificador; la máquina gira en sentido horario (antihorario) en operación de motor. En el IV (II) cuadrante se tiene operación de inversor y operación de generador en sentido antihorario (horario).

Bajo esta condición, para un cambio en la dirección de la corriente de armadura también se requiere el cambio en la dirección del torque. Sin embargo, este requerimiento puede cumplirse solamente con un convertidor adicional o con un inversor del circuito de armadura electromecánico. Aunque, en estos casos, la operación de cuatro cuadrantes básicamente se puede alcanzar con convertidores de potencia totalmente controlados, estas áreas de operación las detallaremos en la sección 6.3.4.

Las situaciones a) y b) – diferentes direcciones de rotación con la misma dirección de torque y corriente – se dan por ejemplo en impulsores de levantamiento y grúas (figura 6.19). Estas requieren un circuito convertidor de potencia totalmente controlado.

### 6.3 Características de los convertidores de potencia

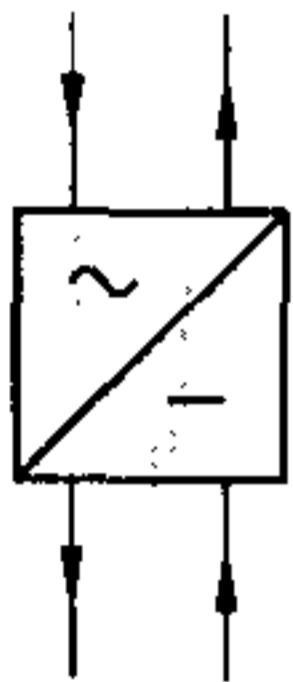
Como se presentó en el capítulo 5, estos circuitos convertidores pueden trabajar en operación de inversor y, por lo tanto, cambiar la polaridad de la tensión continua de salida. Para operación de motor (impulsión) se requiere un suministro de energía para levantar la carga. El convertidor está trabajando en operación de rectificador (I cuadrante).

Cuando está bajando (frenado), el motor actúa como generador. La energía liberada en este modo de operación (IV cuadrante) es entregada a la red a través del convertidor que trabaja en operación de inversor.

#### 6.3.4 Operación de cuatro cuadrantes

Como se mencionó en la sección anterior, el requerimiento de impulsión y frenado en ambas direcciones de rotación puede alcanzarse solamente mediante una operación de cuatro cuadrantes.

Este modo de operación — también denominado operación de inversión — se está convirtiendo muy importante. Con el denominado convertidor doble, la inversión asociada con los convertidores es considerable. El diagrama de bloques se reproduce en la **figura 6.20**.



**Figura 6.20** Convertidor doble (convertidor de inversión)

En la producción de impulsores de cuatro cuadrantes, se tienen que comprobar dos diferentes diseños básicos. Su utilización depende del tiempo de conmutación permisible.

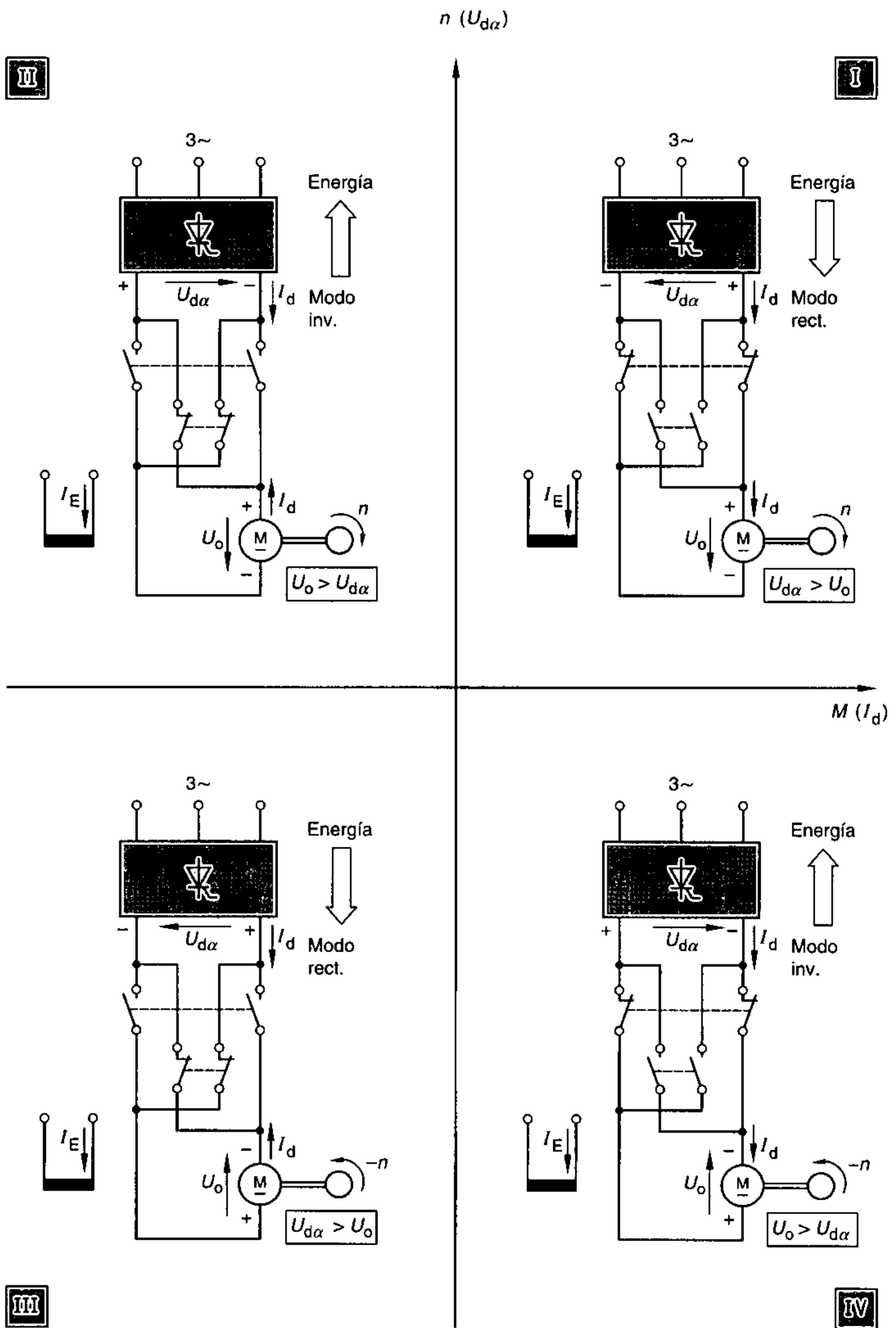
La primera posibilidad contiene un convertidor totalmente controlado y un dispositivo de conmutación electromecánico (**figura 6.21**). La segunda posibilidad básica se da a través de dos convertidores totalmente controlados conectados en antiparalelo, que juntos forman un convertidor de inversión totalmente electrónico (**figura 6.22**).

Los intervalos sin corriente y torque que ocurren con el interruptor electromecánico pueden reducirse considerablemente con esta combinación. Nuevamente aquí, el proceso de inversión es afectado por el interruptor en el circuito de armadura.

En la sección 6.1 se indicó la dependencia del torque del motor respecto a la corriente de excitación y a la corriente de armadura con la relación:

$$M \sim \Phi_E \cdot I_A.$$

Por lo tanto, es posible alcanzar una inversión del torque a través de la conmutación ya sea del circuito de armadura o del circuito de excitación. Debido a que la conmutación en el circuito de excitación solamente se utiliza en casos especiales, en adelante no la consideraremos.



**Figura 6.21** Impulsor de cuatro cuadrantes con convertidor simple totalmente controlado y dispositivo electromecánico de conmutación

6.3 Características de los convertidores de potencia

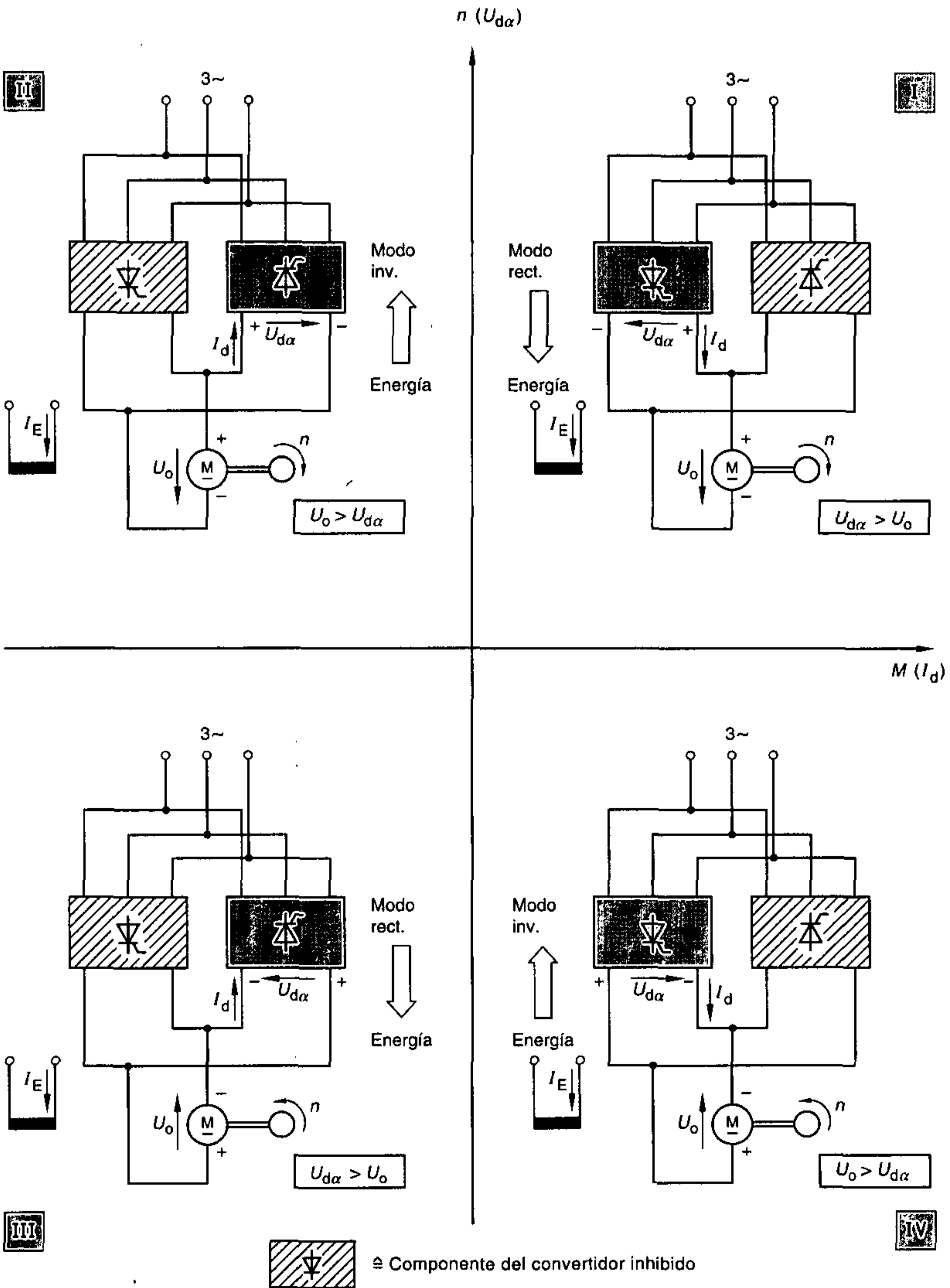


Figura 6.22 Operación en todos los cuatro cuadrantes con convertidor doble libre de circulación de corriente en el circuito de armadura

## 6.4 Convertidor de potencia de un cuadrante

### 6.4.1 Generalidades

Debido a que en la práctica principalmente se utilizan los impulsores de cuatro cuadrantes y de un cuadrante, en lo siguiente consideraremos estos dos impulsores en mayor detalle. Esencialmente presentaremos los equipos industriales, los que también son utilizados en los ejercicios de práctica de este curso.

Por simplicidad, de aquí en adelante se utilizará la abreviación impulsores 1 Q y 4 Q.

### 6.4.2 Principio del impulsor 1 Q controlado

De acuerdo al diagrama de operación de la figura 6.13, la operación 1 Q significa: impulsión de motor en una dirección de rotación sin frenado regenerativo.

Como es conocido, este modo de operación se puede alcanzar utilizando convertidores semicontrolados. En muchos casos éstos son más económicos que los convertidores totalmente controlados. Es más, éstos alivian la carga del sistema debido a un bajo consumo de potencia (secciones 5.4 y 5.5).

Por otra parte, principalmente se utilizan en esta área de la ingeniería de convertidores los motores de corriente continua excitados separadamente. Por esta razón, los convertidores producidos en masa incorporan adicionalmente una unidad de rectificación, con la cual se logra un campo de excitación constante.

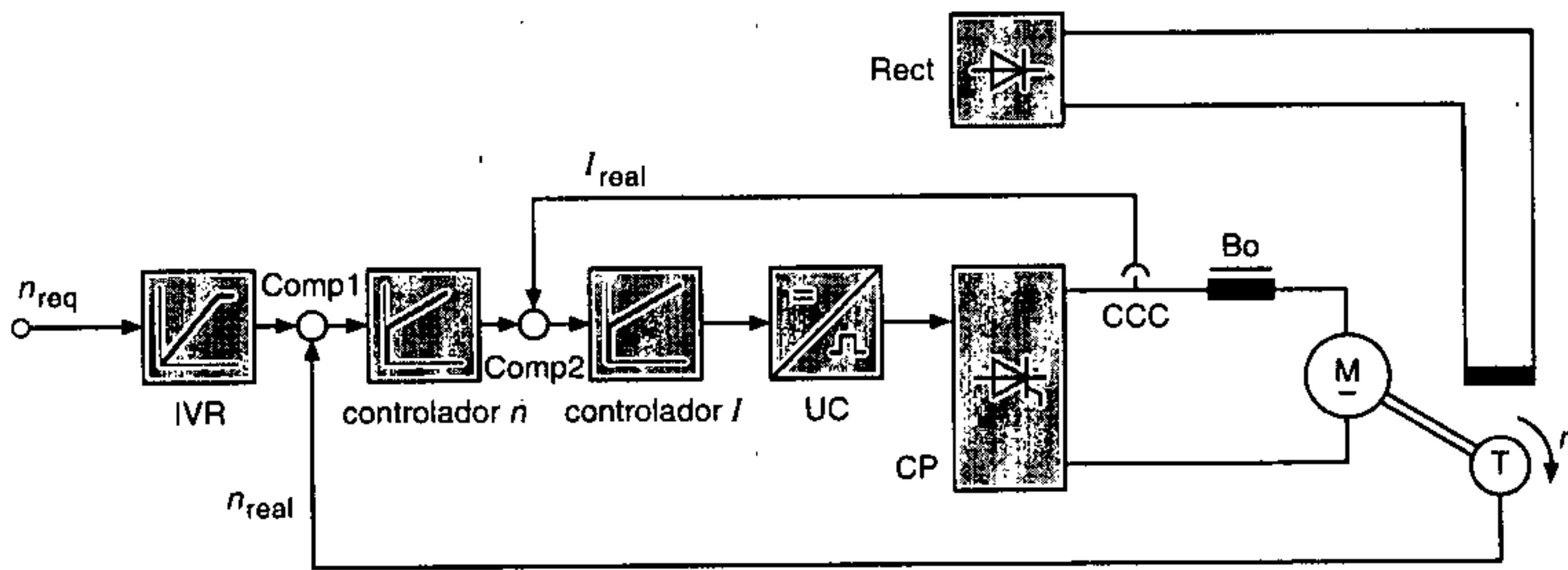
Como se explicó en la sección 6.1.3.1, un motor de corriente continua excitado separadamente con excitación constante, tal como un motor shunt, suministra un torque proporcional a la corriente de armadura. Si, como se requiere frecuentemente, el impulsor es operado con una velocidad de rotación constante, el torque de la carga en este caso debe ser siempre igual al torque del motor. Por lo tanto, un incremento del torque de la carga debe ser compensado mediante un mayor torque del motor, es decir, mediante una corriente de armadura más alta, cuando la velocidad de la máquina permanece constante. Concordantemente, siempre se debe ajustar la tensión de salida del convertidor de forma que, con la fuerza electromotriz de retorno  $U_o$  del motor dependiente de la velocidad de rotación, pueda fluir la corriente de armadura demandada por el torque de la carga.

El trabajo del equipo de control incorporado en los convertidores industriales es hacerse cargo de esta adaptación automáticamente.

Un tipo de control que es de uso práctico muy difundido en tales convertidores se denomina como «control de velocidad en lazo cerrado con lazo de control de corriente interno» o como «control en cascada». Por lo tanto, este sistema de control especial necesita ser examinado en mayor detalle, mediante referencia a la sección 1.4. Se puede obtener una visión general a partir del diagrama de bloques reproducido en la **figura 6.23**.

Para ajustar una velocidad de rotación, se debe entregar al controlador de velocidad una velocidad de valor requerido apropiada, su valor normalmente será tomado de un potenciómetro de valor requerido como una tensión de valor requerido. Sin embargo, la tensión de valor requerido generalmente también puede ser tomada de la tensión de salida de un controlador de mayor nivel.

#### 6.4 Convertidor de potencia de un cuadrante



P	= Potenciómetro del valor requerido	Rect	= Rectific. para el campo de excitación
IVR	= Integrador de valor requerido	Bo	= Bobina de alisamiento
Control. $n$	= Controlador de velocidad	CCC	= Convertidor de corriente continua
Control. $I$	= Controlador de corriente	Comp 1	= Comparador 1
UC	= Unidad de control	Comp 2	= Comparador 2
CP	= Unidad de potencia del convertidor	T	= Tacogenerador

**Figura 6.23** Diagrama de bloques del control de velocidad en lazo cerrado con controlador de corriente interno

Cuando la instalación también requiere un tiempo de giro ascendente/giro descendente o una aceleración variable o fija, un integrador de valor requerido (IVR) se conecta al frente del controlador de velocidad. A continuación se considerará este IVR más detalladamente.

La tensión de salida del IVR de la figura 6.23 se entrega como el valor requerido hacia el punto de comparación que se encuentra al frente del controlador de velocidad (controlador  $n$ ). El valor real proporcional a la velocidad de rotación, suministrado por el tacogenerador, también se alimenta en este punto. Esta tensión de realimentación también cierra el lazo de control externo, en el cual el convertidor actúa como un elemento de control final. Por lo tanto, en lo que respecta al control en lazo cerrado, la instalación podría trabajar perfectamente tan pronto como la salida del controlador  $n$  sea conectada al convertidor de potencia. Sin embargo, se ha comprobado oportunamente el conectar un denominado lazo de control de corriente interno al frente del actuador, porque éste trae consigo una considerable mejora en la calidad del control.

En primer lugar, la corriente de armadura puede ser limitada dentro del rango de trabajo, de forma que el motor y el convertidor son en mayor grado protegidos contra sobrecargas y cortocircuitos. En segundo lugar, el control de corriente de armadura adicional produce un mejor comportamiento dinámico respecto al tiempo de restablecimiento y al alcance del sobrepaso.

El generador de valor requerido para el circuito de control interno es el controlador  $n$ . Por otro lado, el valor real asociado se lo toma desde el convertidor de corriente continua CCC y se lo entrega al comparador 2, a través del cual el circuito de control interno es entonces también cerrado.

La tensión de salida del controlador  $I$  influencia la posición del pulso de disparo de la unidad de control UC y, por medio de esto, a través de la tensión de salida del convertidor, al valor de la corriente de armadura. Por lo tanto, el lazo de control interno entonces también se cierra.

## 6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico

### 6.5.1 Generalidades

Basándonos en lo que hasta el momento hemos discutido, ahora presentaremos el convertidor B 2 HZ tipo 417 fabricado por Lenze. Este tiene los siguientes datos técnicos:

Corriente nominal de armadura	$I_A = 8 \text{ A}$
Potencia de salida	$P = 1,3 \text{ kW}$
Tensión de alimentación	$U = 220 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$
Tensión de armadura sin inductancia	$U_A = 180 \text{ V}$
Tensión de armadura con inductancia	$U_A = 160 \text{ V}$
Tensión de campo	$U_F = 200 \text{ V}$

En la **figura 6.24** se reproduce el diagrama de bloques de la unidad de potencia y placa de control de este convertidor. Este incluye los siguientes grupos funcionales:

- Integrador de valor requerido IVR
- Controlador de velocidad
- Controlador de corriente
- Generador de tensión de referencia maestra
- Inhibición del controlador
- Tacogenerador de corriente alterna y corriente continua
- Convertidor de corriente continua
- Generador de pulsos
- Unidad de potencia
- Fuente de alimentación de potencia
- Filtro

Ahora explicaremos algunos de estos grupos funcionales en mayor detalle.

### 6.5.2 Integrador de valor requerido IVR

Con impulsores de velocidad controlada, frecuentemente existe un requerimiento para la aceleración variable o para el tiempo de giro ascendente y giro descendente del impulsor. Esto se pretende para asegurar que, cuando exista un cambio súbito en el valor requerido, ocurra un cambio continuo en la velocidad de rotación (**figura 6.25**).

El IVR incorporado como estándar en el convertidor de potencia 417 (**figura 6.26**) suministra una función lineal de giro ascendente y giro descendente en todo el rango de velocidad. Las constantes de tiempo asociadas pueden ajustarse con el trimmer  $T_1$  (R 11) dentro del rango  $0,5 \text{ s} < T_1 < 20 \text{ s}$  para la velocidad nominal, es decir, el tiempo en el cual el impulsor alcanza la velocidad nominal, por ejemplo, a partir de una velocidad  $n = 0 \text{ min}^{-1}$ . Por supuesto las velocidades de rotación más bajas se alcanzan proporcionalmente en tiempos más cortos.

El IVR contiene un amplificador operacional V 30 que trabaja a amplificación completa, y un amplificador operacional V 33 que se conecta como integrador. Por lo tanto, el amplificador operacional V 30 puede aceptar solamente los valores límite  $\pm U_B$  y cero.

6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico

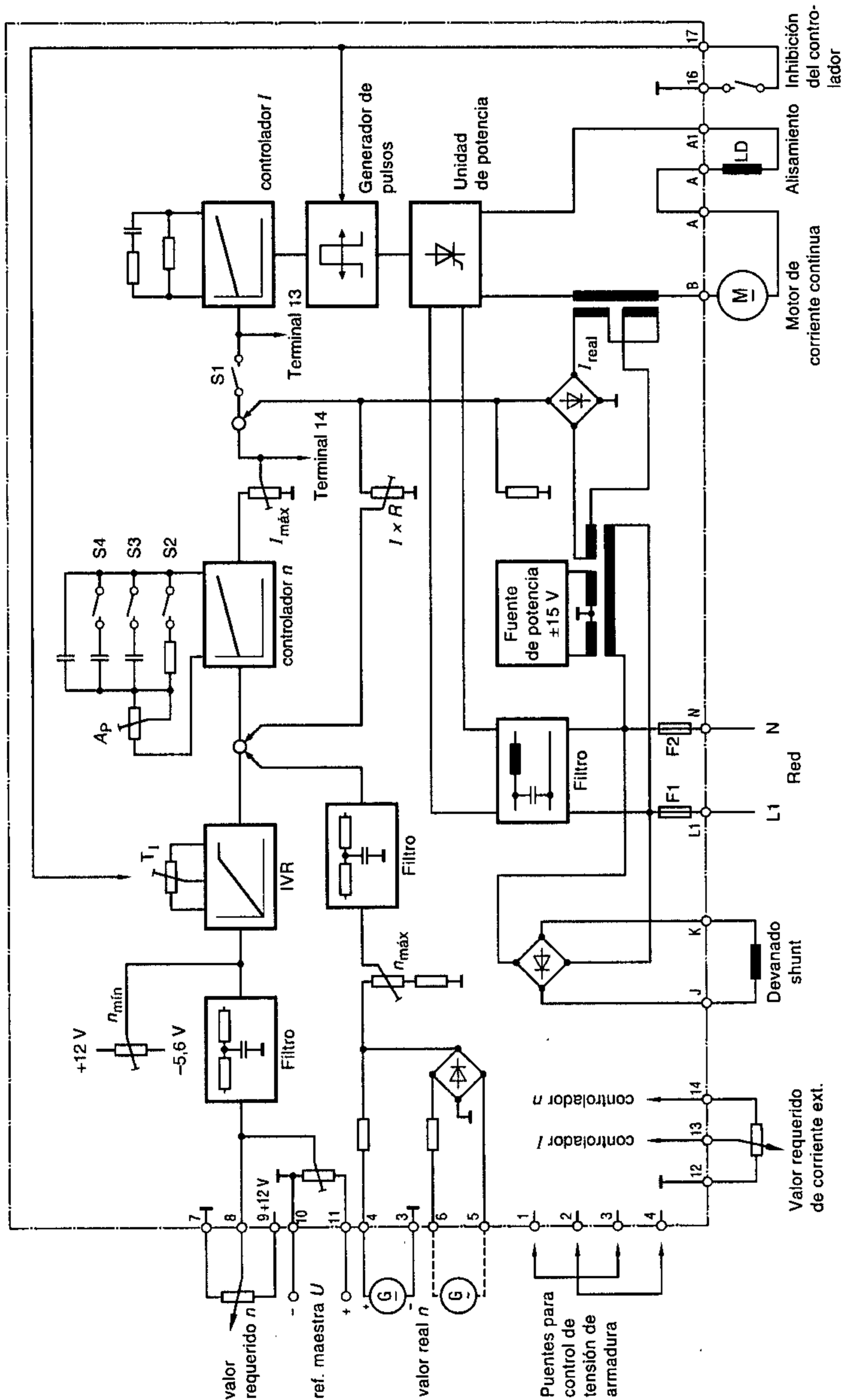


Figura 6.24 Diagrama de bloques del convertidor de potencia 417



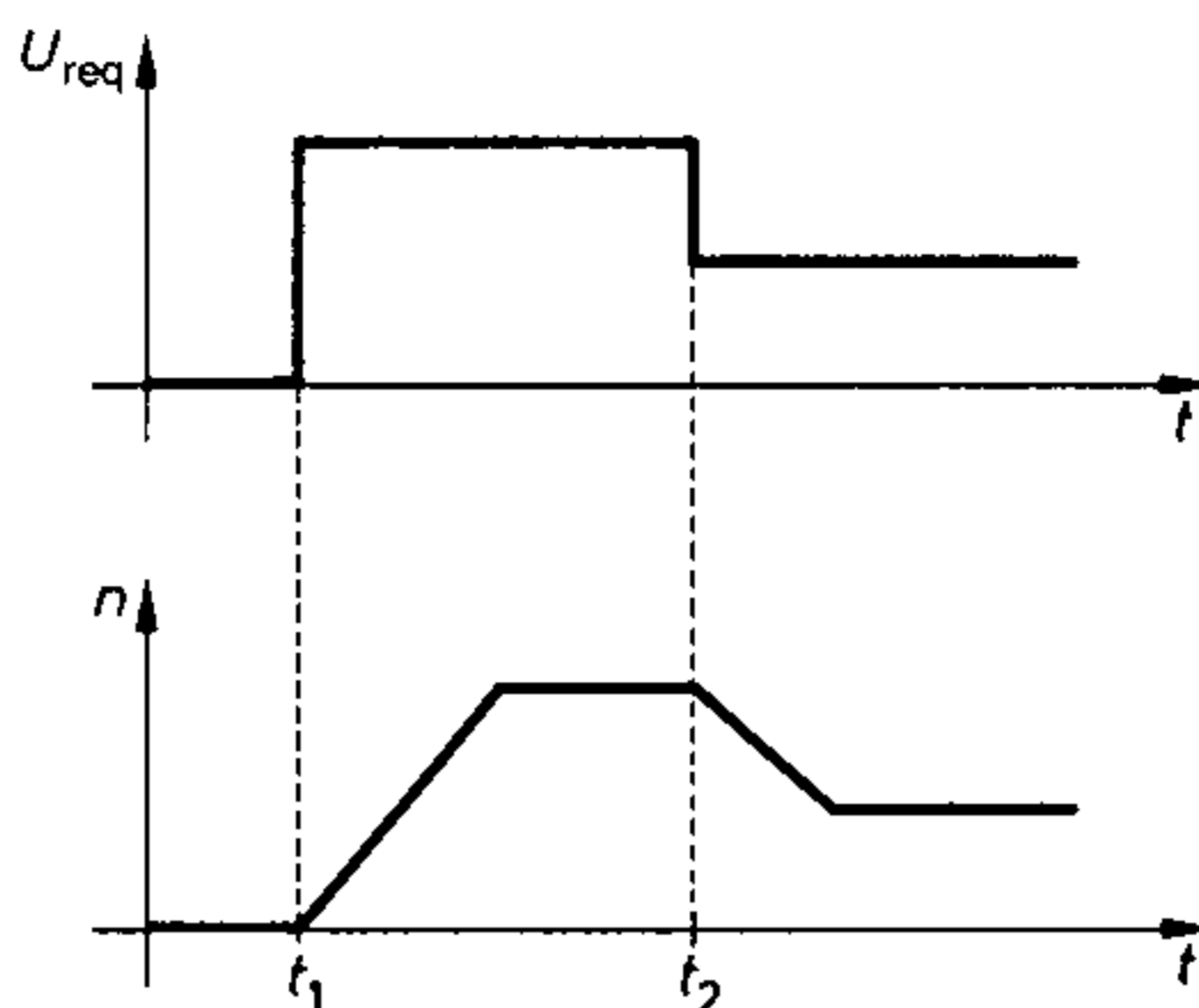


Figura 6.25 Súbito valor requerido y respuesta de velocidad

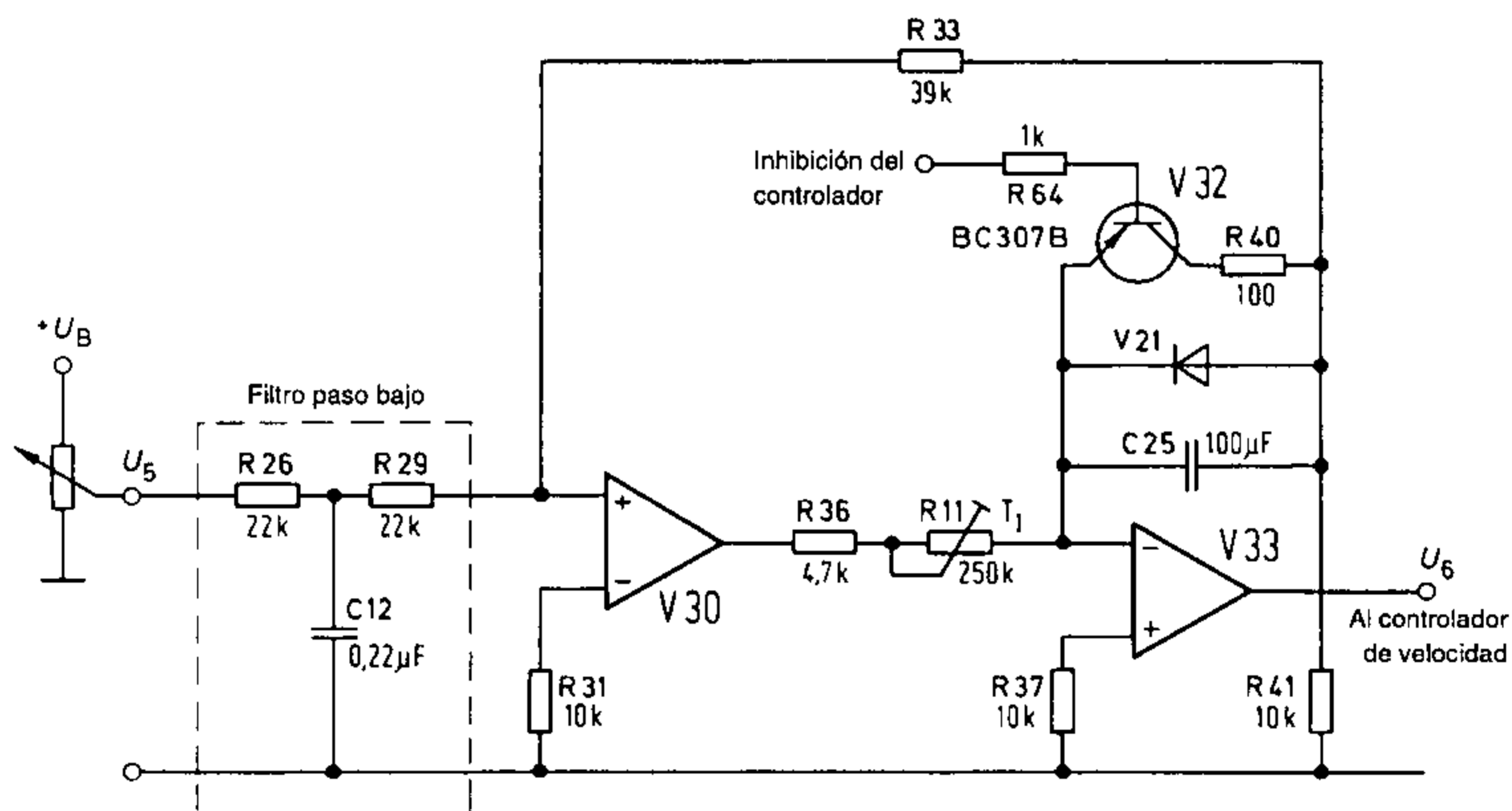


Figura 6.26 Integrador de valor requerido

Estos están ajustados, en función de  $U_5$  y  $U_6$  (figura 6.26), como sigue:

- $|U_5| > |U_6|$  Salida de V 30 =  $+U_5$
- $|U_5| < |U_6|$  Salida de V 30 =  $-U_5$
- $|U_5| = |U_6|$  Salida de V 30 = 0 voltios

La constante de tiempo del circuito del amplificador V 33 es:

$$T_1 = R \cdot C$$

$$= (R_{11} + R_{36}) \cdot C_{25}$$

Sustituyendo los valores dados:

$$T_{1\text{máx}} = (4,7 \text{ k}\Omega + 250 \text{ k}\Omega) \cdot 100 \mu\text{F}$$

$$= 25,5 \text{ s}$$

$$T_{1\text{mín}} = 4,7 \text{ k}\Omega \cdot 100 \mu\text{F}$$

$$= 0,47 \text{ s}$$

## 6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico

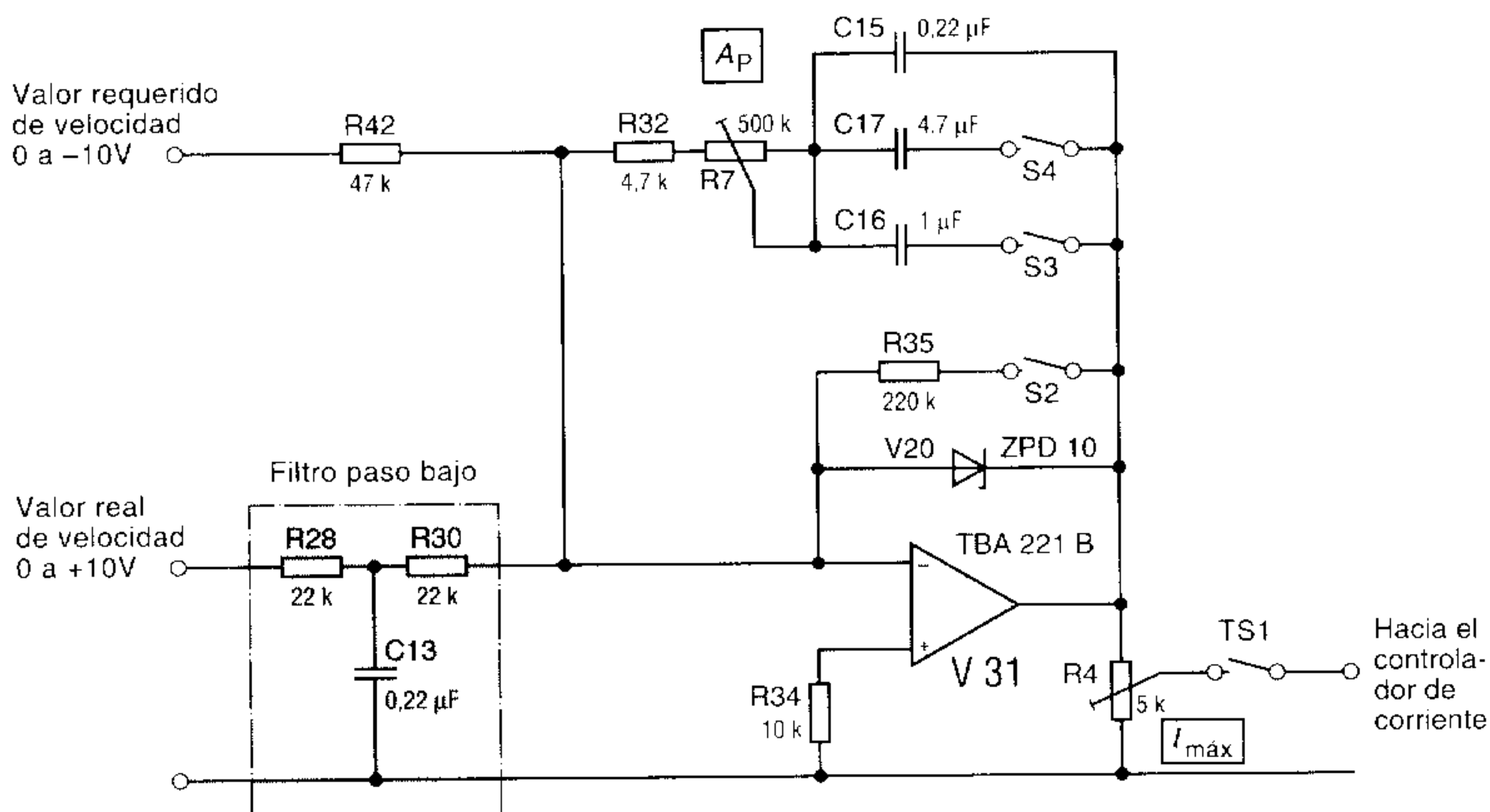
Aquí,  $T_1$  es el tiempo que toma la tensión de salida del IVR para llegar a ser igual a su tensión de entrada ( $U_6 = U_5$ ).

El diodo en la rama de realimentación de V 33 asegura que la tensión de salida de este amplificador operacional pueda variar solamente dentro de los límites desde +0,7 V hasta -10 V. Por lo tanto, el controlador de velocidad es disparado con una tensión negativa.

El transistor V 32 que está en la rama de realimentación del amplificador operacional V 33 puede ser disparado desde los terminales 16 y 17 (figura 6.24) y actúa como inhibición del controlador. Después de que la inhibición del controlador es operada, el condensador C 25 se descarga rápidamente a través de R 40. Consecuentemente, el valor de velocidad requerido para el controlador de velocidad es puesto a cero. La tensión  $U_4$  se hace cero y el generador de pulsos de disparo es inhibido a través de V 34, V 35 y V 40 (comp. figuras 6.36 y 6.39).

### 6.5.3 Controlador de velocidad

De acuerdo a la **figura 6.27**, el controlador de velocidad consiste del amplificador operacional V 31 que está conectado como un controlador PI (vea también la figura 1.26). Para el balance del controlador se tiene el trimmer R 7 el cual influencia la amplificación y el tiempo de reajuste. Además, cerrando el selector de programa S 2, se puede conmutar la resistencia  $R 35 = 220 \text{ k}\Omega$  en la rama de realimentación del amplificador operacional y, por lo tanto, limitar la amplificación del amplificador de control. Entonces existe solamente un pequeño componente  $I$  todavía efectivo. El trimmer R 4 se puede utilizar para ajustar el valor requerido del controlador de corriente conectado en serie a un valor fijo  $I_{\text{máx}}$ .



**Figura 6.27** Controlador de velocidad con ajuste del límite de corriente (R 4)

El tiempo de reajuste  $T_{\text{reajuste}}$  puede conmutarse entre cuatro rangos por medio de los selectores de programa S 3 y S 4.

La amplificación proporcional (componente P) es:

En el circuito de valor requerido

$$A_{P \text{ req}} = \frac{R 7 + R 32}{R 42}$$

$$A_{P \text{ req máx}} = \frac{504,7 \text{ k}\Omega}{47 \text{ k}\Omega} = 10,7$$

En el circuito de valor real

$$A_{P \text{ real}} = \frac{R 7 + R 32}{R 28 + R 30}$$

$$A_{P \text{ real máx}} = \frac{504,7 \text{ k}\Omega}{44 \text{ k}\Omega} = 11,4$$

El potenciómetro  $R 7$  siempre debería ajustarse de forma que  $A_P \geq 1$ , debido a que las amplificaciones proporcionales  $< 1$  no tienen sentido.

El tiempo de reajuste  $T_{\text{reajuste}}$  (componente I) se calcula como sigue:

Todos los interruptores abiertos

$$\begin{aligned} T_{\text{reajuste}} &= (R 7 + R 32) \cdot C 15 \\ &= 1 \text{ ms hasta } 110 \text{ ms} \end{aligned}$$

Solamente S 3 cerrado

$$\begin{aligned} T_{\text{reajuste}} &= (R 7 + R 32) \cdot C 15 \parallel C 16 \\ &= 5 \text{ ms hasta } 614 \text{ ms} \end{aligned}$$

Solamente S 4 cerrado

$$\begin{aligned} T_{\text{reajuste}} &= (R 7 + R 32) \cdot C 15 \parallel C 17 \\ &= 23 \text{ ms hasta } 2500 \text{ ms} \end{aligned}$$

S 3 y S 4 cerrados

$$\begin{aligned} T_{\text{reajuste}} &= (R 7 + R 32) \cdot C 15 \parallel C 16 \parallel C 17 \\ &= 28 \text{ ms hasta } 3000 \text{ ms.} \end{aligned}$$

Valor real de alisamiento

$$\begin{aligned} T_{\text{real}} &= (R 30 \parallel R 28) \cdot C 13 \\ &= \frac{22 \text{ k}\Omega \cdot 22 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega} \cdot 0,22 \mu\text{F} \end{aligned}$$

$$T_{\text{real}} = 2,4 \text{ ms}$$

La constante de tiempo  $T_{\text{real}}$  de alisamiento del valor real en la práctica debería ser tan pequeña como sea posible, para que el controlador no reaccione tan lentamente. Por el contrario, la tensión de realimentación no debería tener un factor de rizo demasiado alto, caso contrario existiría un riesgo de que el controlador tienda a oscilar (comportamiento inestable del controlador).

### 6.5.4 Generador de valor real de velocidad

En el caso de impulsores controlados, para medir el valor real de velocidad generalmente se utiliza un tacogenerador de corriente continua o un tacogenerador de corriente alterna.

Los tacogeneradores deben satisfacer los siguientes requerimientos:

- La curva característica velocidad/tensión debe ser lineal.
- Las variaciones de velocidad en el impulsor deben producir inmediatamente cambios en la tensión.
- La tensión continua debe tener un bajo contenido de armónicos.
- Las variaciones de temperatura, los campos externos, los esfuerzos mecánicos e incluso las influencias atmosféricas no deben afectar a la tensión.
- Cuando se invierte la impulsión y cuando se trabaja a través de diferentes ciclos, la tensión debe ser reproducible, es decir, solamente se permiten errores muy pequeños.
- La tensión del transductor debería tener una buena estabilidad de término largo.

Además de estos requerimientos relacionados con el diseño eléctrico del tacogenerador, también se deben dar consideraciones apropiadas para los requerimientos mecánicos, tales como un bajo momento de volante de armadura, acoplamiento rígido libre de juego, diseño robusto y protección mecánica contra influencias ambientales.

#### Tensión continua del tacogenerador:

En el caso del CP 417, un tacogenerador de tensión continua se conecta a los terminales 3 y 4 (figura 6.24). Con este convertidor de potencia, el valor nominal del tacogenerador puede estar entre 24 V y 180 V. No obstante se debe efectuar el balance antes del arranque. El divisor de tensión asociado debe ajustarse de forma que la tensión de salida a la velocidad de rotación nominal sea  $U_{real} = U_{nom} = 10\text{ V}$ .

Consecuentemente, el balance en el potenciómetro R3 (figura 6.28) también determina la máxima velocidad del impulsor.

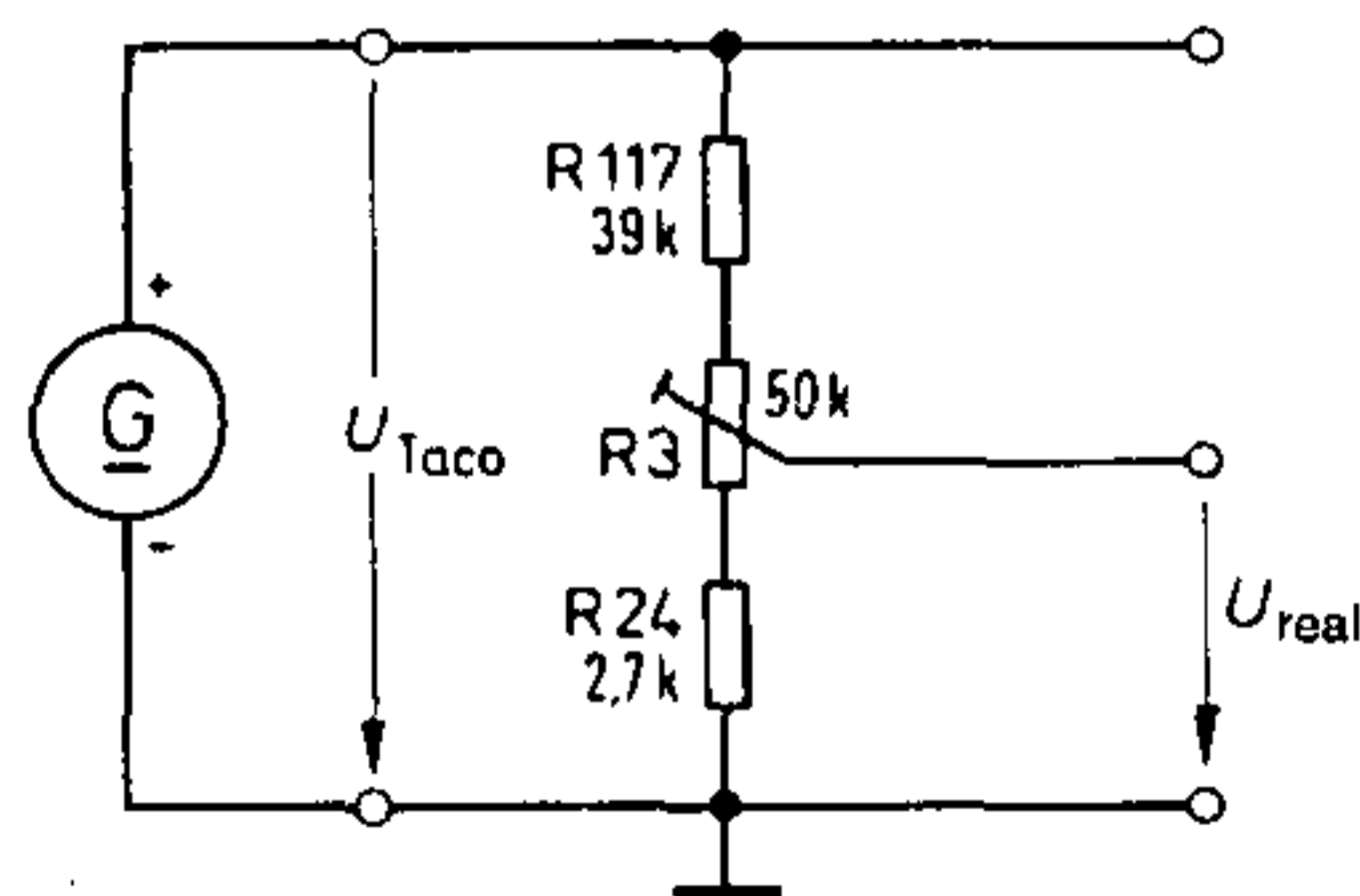


Figura 6.28 Circuito simplificado con tacogenerador de tensión continua

**Ejemplo:**

La tensión de salida del tacogenerador a velocidad nominal es  $U = 100 \text{ V}$

$$U_{\text{real}} = U_{\text{nom}} = 10 \text{ V}$$

Ajuste del potenciómetro (figura 6.28)

$$R_3 = \frac{R_{\text{tot}} \cdot U_{\text{nom}}}{U_{\text{Taco}}} - R_{24}$$

$$= \frac{91,7 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ V}}{100 \text{ V}} - 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 6,47 \text{ k}\Omega$$

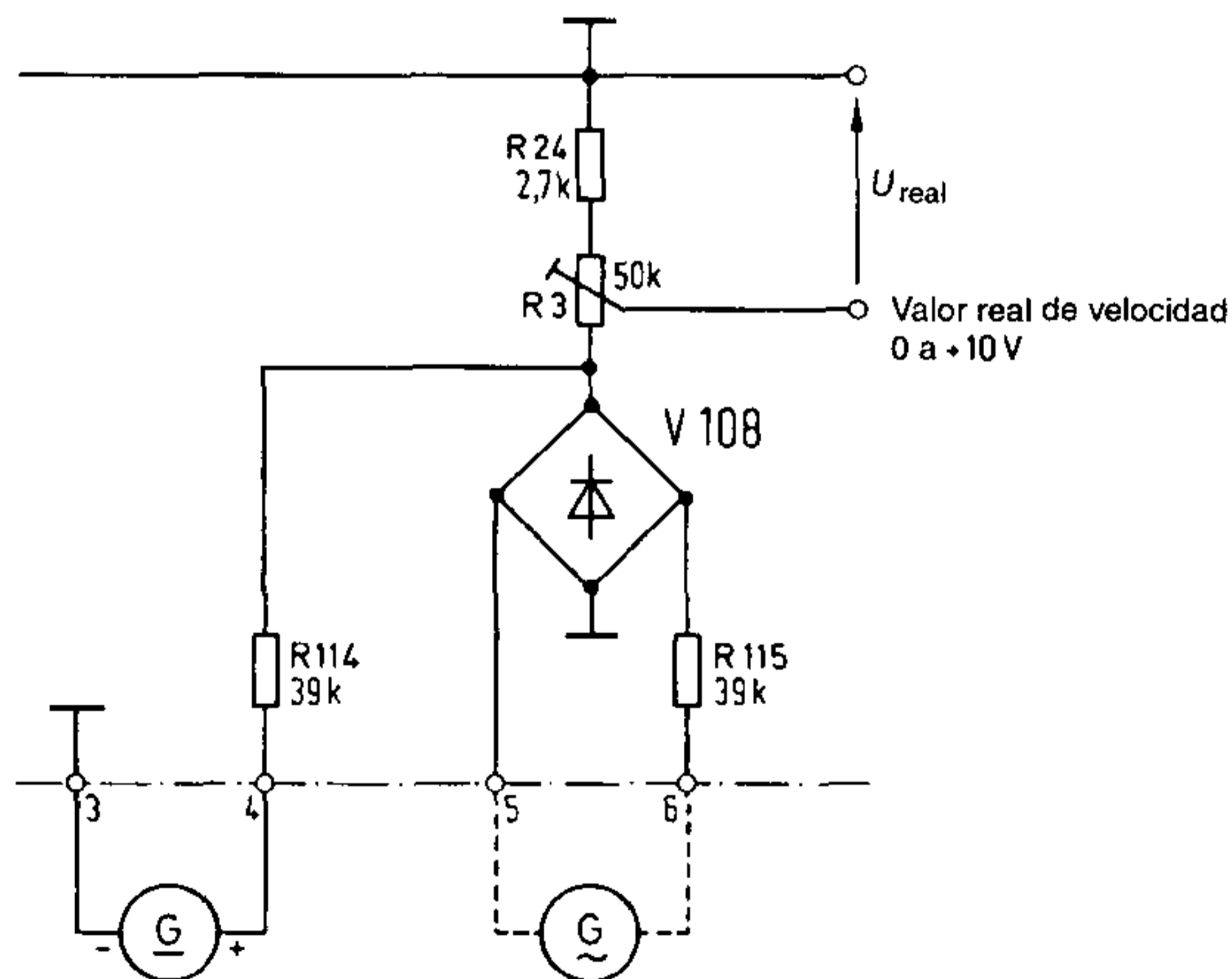
Sin embargo, en la práctica el potenciómetro R 3 no se ajusta de acuerdo a la resistencia calculada, sino a la operación nominal con la máquina funcionando.

Primeramente, se cambia el ajuste del potenciómetro de forma que la tensión que se deriva desde éste sea la mínima. Entonces se ajusta a su máximo el potenciómetro de valor requerido. Luego se incrementa lentamente la tensión de salida del potenciómetro R 3 hasta que el impulsor esté funcionando a su velocidad nominal. Después de que se balancea el potenciómetro, se adapta el tacogenerador al impulsor.

Cuando los requerimientos demandados se basan en la precisión de la velocidad de rotación y dinámica del impulsor, se prefieren los tacogeneradores de corriente continua. Por el contrario, para requerimientos sencillos son adecuados los tacogeneradores de corriente alterna.

**Tacogenerador de corriente alterna:**

En el caso del convertidor de potencia 417, la conexión se hace en los terminales 5 y 6 de acuerdo a la figura 6.24. En este modo de operación, la tensión alterna se rectifica en



**Figura 6.29** Medición del valor real de velocidad utilizando un tacogenerador de corriente continua o de corriente alterna

el puente rectificador V 108 (figura 6.29). En este caso, también se requiere el balance como se describió anteriormente para el tacogenerador de corriente continua. Asimismo, el valor nominal de la tensión del taco puede estar entre 24 V y 180 V. Sin embargo, la tensión del taco debería ser siempre mayor que 2 V y la frecuencia debería estar sobre 15 Hz. Debido a la rectificación y filtrado requerido por la tensión alterna del tacogenerador, están limitados la dinámica y el rango de control del impulsor, y los valores alcanzables con un tacogenerador de corriente continua no pueden ser logrados ni siquiera aproximadamente.

### 6.5.5 Control de tensión de armadura

En instalaciones en las cuales no es posible generar el valor real a través de un tacogenerador, se utiliza la tensión de armadura para la formación del valor real. Como se presentó en la sección 6.1.2, solamente bajo la suposición de una excitación de campo constante existe una relación directa proporcional entre la fuerza electromotriz de retorno inducida  $U_0$  y la velocidad de rotación  $n$ .

$$U_0 \sim n \text{ cuando } \Phi_E = \text{constante.}$$

Si para la formación del valor real ahora se adopta la tensión de armadura

$$U_A = U_0 + I_A \cdot R_A.$$

la expresión  $I_A \cdot R_A$  debe darse con consideraciones apropiadas. Consecuentemente existen dos posibilidades para el control de la tensión de armadura:

a) Para impulsores de velocidad controlada con bajos requerimientos, despreciando la tensión  $I_A \cdot R_A$ , la tensión de armadura puede considerarse como un transductor de valor real. Entonces

$$U_A \approx U_0 \sim n.$$

b) Sin embargo, en lazos de control de alta calidad, el componente de tensión dependiente de la corriente  $I_A \cdot R_A$  debe restarse de la tensión de armadura.

El caso b) también se denomina control de tensión de armadura con compensación  $I \cdot R$ . Para el valor real ahora se aplica la siguiente ecuación precisa:

$$n \sim U_0 = U_A - I_A \cdot R_A.$$

Una implementación técnica de este circuito de corrección se muestra en la figura 6.30.

En el caso del CP 417, este modo de operación requiere los dos puentes 1–3 y 2–4 (figura 6.30). La sustracción del componente  $I_A \cdot R_A$  entonces tiene lugar en el punto de sumatoria de corriente de la entrada inversora del controlador de velocidad V 31. De acuerdo a las sustracciones, este elemento de corrección dependiente de la corriente se realimenta con polaridad inversa al valor de velocidad real. La derivación toma lugar en el potenciómetro R 5. La tensión proporcional a la corriente se deriva mediante V 104 del sistema convertidor de corriente continua (sección 6.5.7.2).

La desventaja del control de tensión de armadura radica en el rango de control pequeño y la pérdida de aislamiento eléctrico entre la unidad de potencia y el circuito de control. Lo último se puede evitar utilizando un amplificador de aislamiento, a expensas de la eficiencia económica.

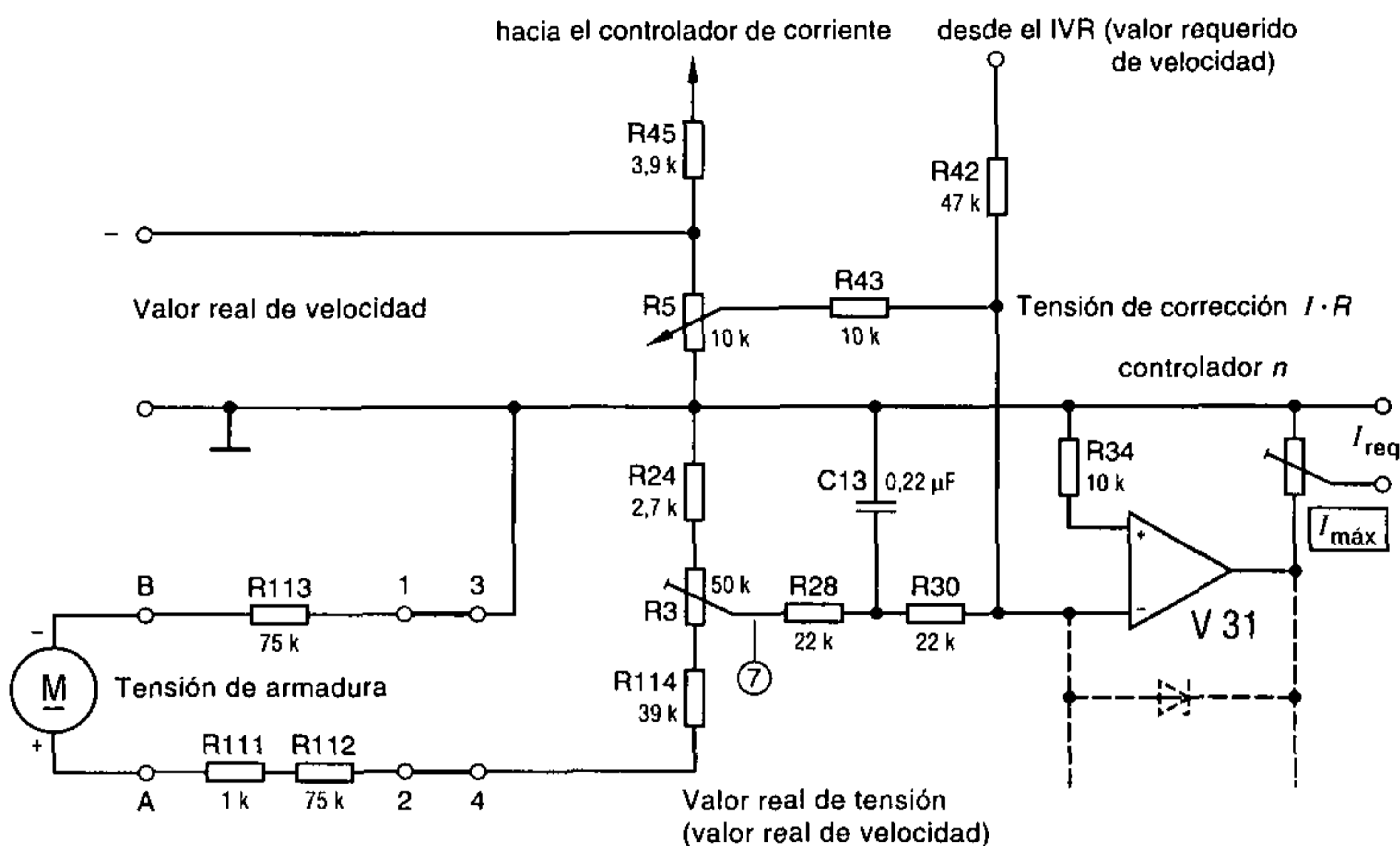


Figura 6.30 Formación del valor real mediante la compensación  $I \cdot R$

### 6.5.6 Controlador de corriente

En impulsores de velocidad variable, se deben proteger contra sobrecargas de corriente tanto al convertidor de potencia cuanto al motor. Por lo tanto tiene que limitarse la corriente de valor requerido que — como ya se ha mencionado — se especifica mediante el controlador de velocidad. Sin embargo, como resultado de esta limitación el máximo torque del motor, por otra parte, se determina mediante la siguiente relación ya citada en la sección 6.1.

$$M \sim \Phi_E \cdot I_A \text{ con } \Phi_E = \text{constante y consecuentemente}$$

$$M \sim I_A.$$

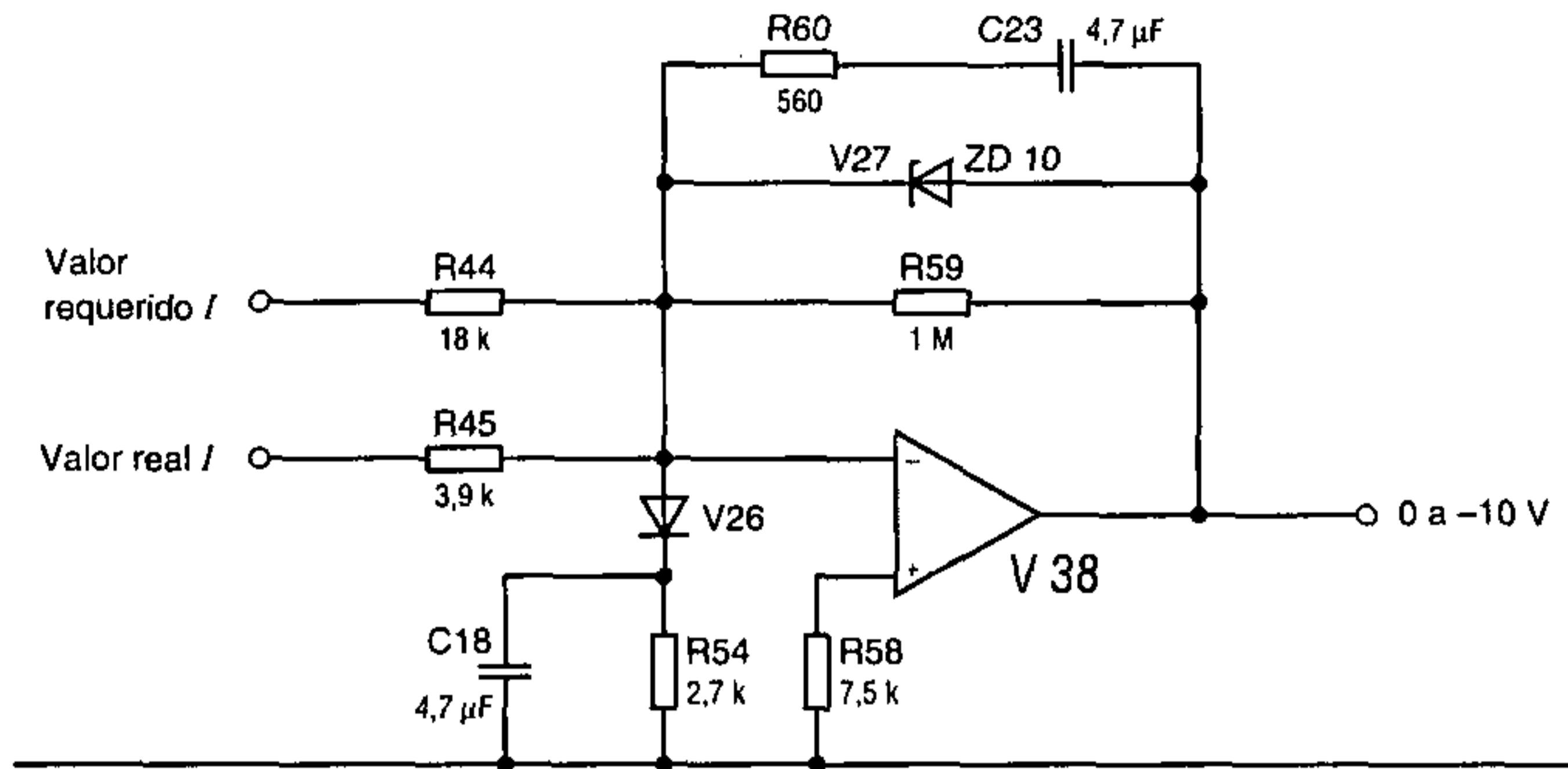
Esta propiedad tiene un efecto doblemente favorable en operación de estado constante debido a que, en el caso de una sobrecarga y bajo la condición de que el impulsor como un todo está correctamente dimensionado, tanto el motor como el convertidor están protegidos.

En la fase de arranque, es decir, con aceleración, frecuentemente se requiere un mayor torque. Primeramente, este tiene que sobrepasar al torque de escape y luego tiene que acelerarse a la masa inmóvil hasta la velocidad de rotación especificada.

Un convertidor de potencia que cumple estos requerimientos es el tipo 412. Sus características se explican detalladamente en la sección 6.6.

Sin embargo, cuando se utiliza un convertidor que no tiene esta doble protección, el límite de corriente del controlador  $I$  debe ajustarse con la corriente de arranque y el motor debe protegerse con un seguro de sobrecorriente separado.

## 6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico



**Figura 6.31** Controlador de corriente

Por supuesto, para que el controlador de corriente trabaje apropiadamente siempre tiene que haber una comparación entre el valor real y el valor requerido, como la hay en el caso del controlador de velocidad.

Como muestra la **figura 6.31**, el controlador de corriente (controlador / en la figura 6.23) del CP 417 nuevamente contiene un amplificador operacional con un circuito PI.

En el circuito de la figura 6.31 se puede ver que la amplificación en la rama del valor requerido de corriente es menor que en la rama de valor real de corriente. También debería tomarse en cuenta que el valor requerido de corriente debe tener una polaridad positiva, y el valor real de corriente una polaridad negativa.

El tiempo de reajuste de este amplificador es:

$$\begin{aligned} T_{\text{reajuste}} &= R_{60} \cdot C_{23} \\ &= 560 \, \Omega \cdot 4,7 \, \mu\text{F} \\ &= 2,6 \, \text{ms.} \end{aligned}$$

### 6.5.7 Medición del valor real de corriente

#### 6.5.7.1 Generalidades

Como se ha visto, para una corriente de control satisfactoria y para asegurar una protección de sobrecorriente de los tiristores, tiene que medirse el valor real de la corriente. Con este propósito se genera una tensión proporcional al valor de la corriente de carga. Los siguientes circuitos se han comprobado apropiadamente para esto:

- Convertidor de corriente continua
- Convertidor de corriente alterna
- Convertidor shunt

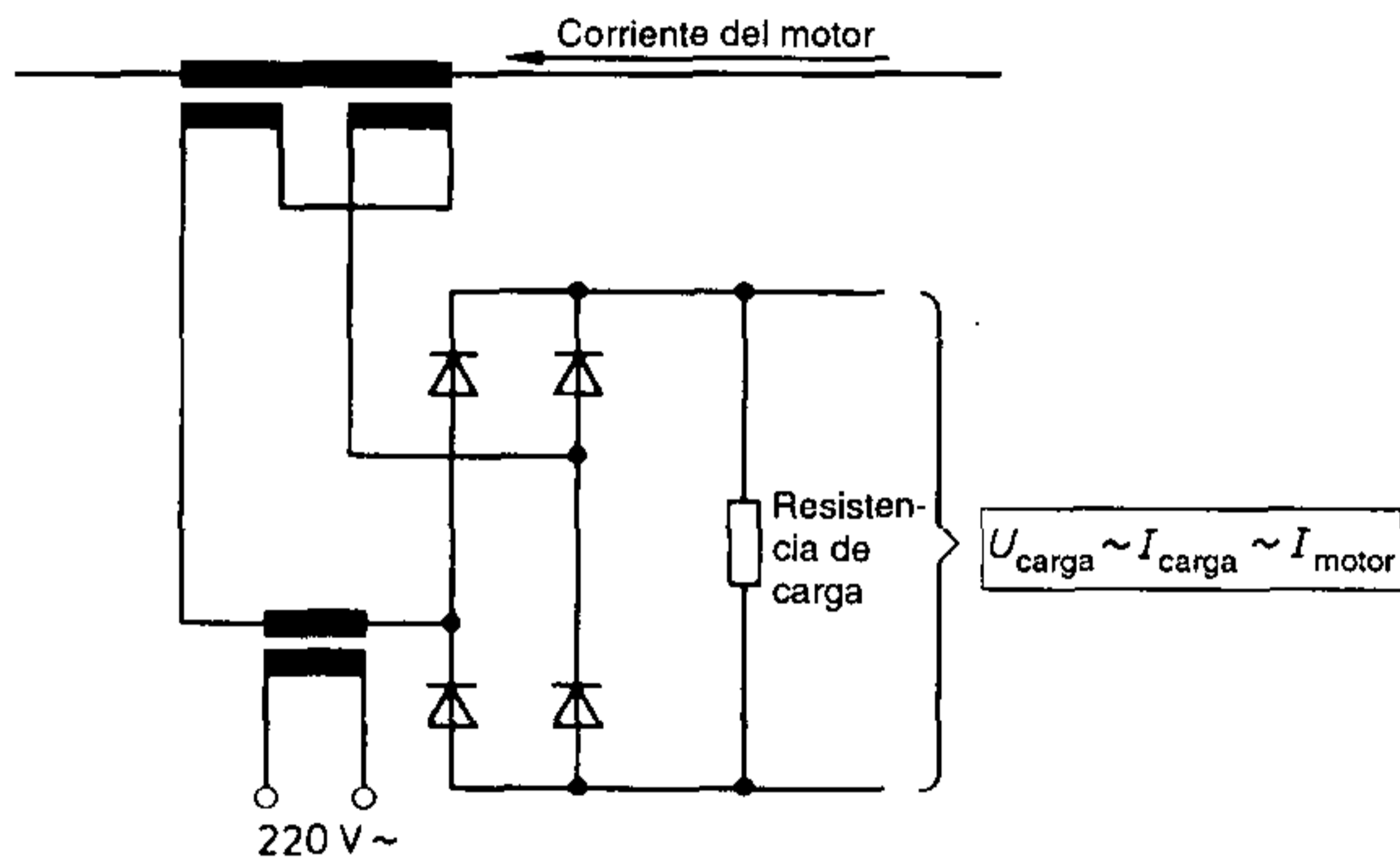


### 6.5.7.2 Convertidor de corriente continua

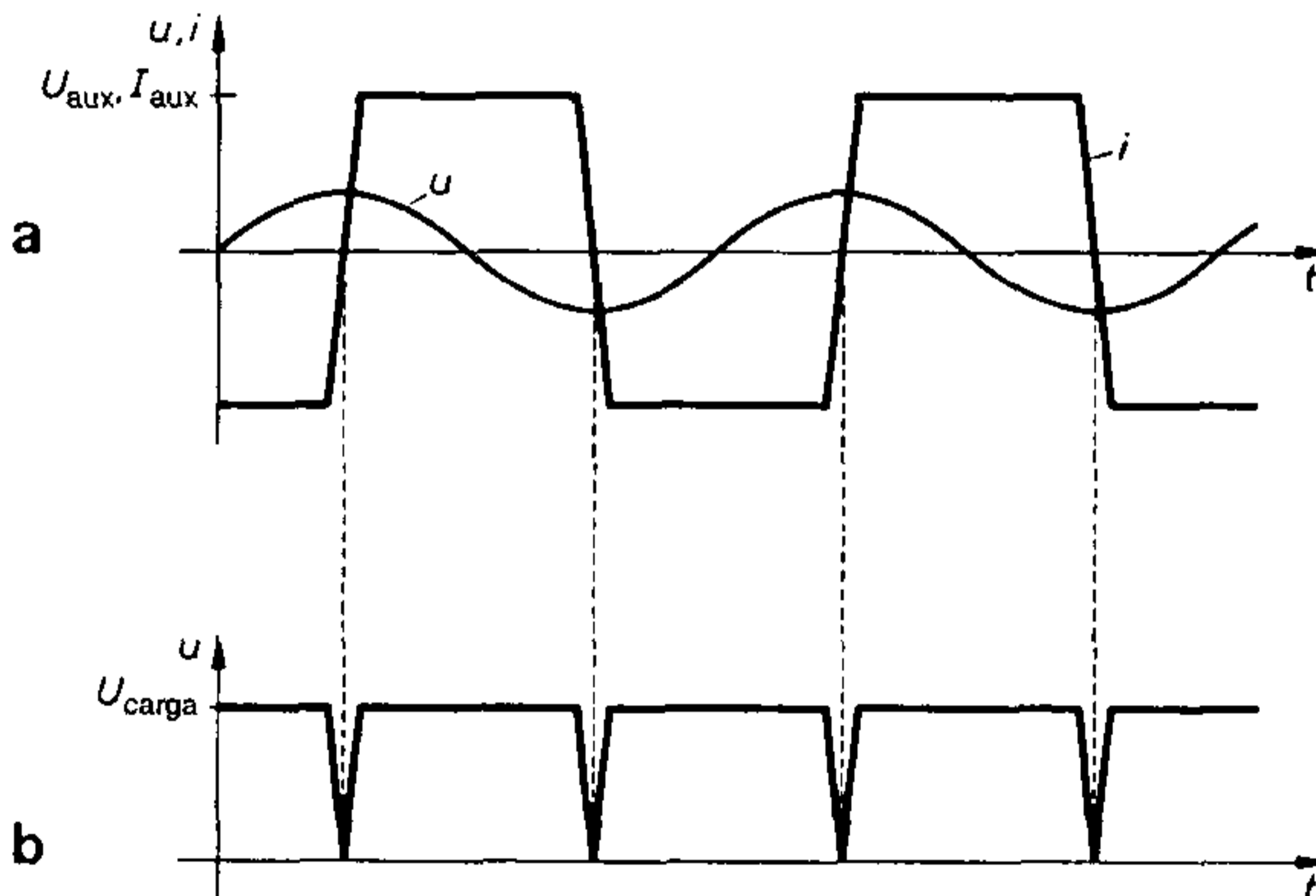
Se debe hacer una distinción entre transformadores de instrumentos para conteo y medición (VDE 0414) y convertidores de corriente continua para medición del valor real en instalaciones de control con linealidad garantizada de la relación de transformación (VDE 0534).

El principio del convertidor de corriente continua se basa en la dependencia lineal entre el enlace de control y la corriente de salida en el circuito diferenciado de dos inductancias transductoras, es decir, bobinas premagnetizadas con corriente continua de acuerdo con la **figura 6.32** y la figura 6.24.

La corriente continua que se está midiendo fluye a través del bobinado primario. Esta genera una fuerza magnetomotriz y es la responsable de la premagnetización. Por lo



**Figura 6.32** Circuito del convertidor de corriente continua



**Figura 6.33** Tensiones y corrientes en el convertidor de corriente continua

- a) Tensión alterna y corriente alterna
- b) Corriente rectificada en la resistencia de carga

## 6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico

tanto ambas inductancias están en saturación. Los dos bobinados secundarios se conectan en antiserie. Ahora se conduce una corriente alterna desde un transformador auxiliar a través del bobinado secundario de las dos bobinas. Durante el semiciclo positivo, esta corriente compensa la fuerza magnetomotriz presente en una de las dos bobinas transductoras, y compensa a la otra durante el semiciclo negativo. Por lo tanto, esta corriente auxiliar  $I_{aux}$  debe ser proporcional a la corriente principal  $I_{motor}$ , de acuerdo con la relación de transformación:

$$I_{aux} \sim I_{motor}.$$

Debido a que esta corriente secundaria  $I_{aux}$  es una corriente de magnetización, ésta se retrasa en  $90^\circ$  a la tensión alterna auxiliar  $U_{aux}$ . Esta tiene aproximadamente una curva rectangular (figura 6.33a).

Esta es rectificadora en un puente rectificador y genera a través de la impedancia de carga una tensión proporcional a la corriente continua primaria  $I_{motor}$  (figura 6.33b). Por la naturaleza del circuito, la medición de potencia entonces no es realizada en el circuito primario, sino a partir de la fuente de tensión alterna auxiliar.

### 6.5.7.3 Convertidor de corriente alterna

Para la medición del valor de corriente real en grandes impulsores de corriente continua, es decir, en el caso de grandes corrientes de carga, en la entrada de los convertidores de potencia también se utilizan los convertidores de corriente alterna. La corriente de carga que fluye en el circuito de corriente continua aparece en los conductores trifásicos y también en el lado secundario del convertidor de potencia de corriente alterna como una corriente alterna en forma de bloques (vea también el capítulo 5).

Esta corriente alterna que fluye en el circuito secundario se rectifica en un puente trifásico y se utiliza para generar tensión a través de una impedancia de carga (figura 6.34). Esta tensión también es proporcional a la corriente de carga y se utiliza como el valor real de corriente.

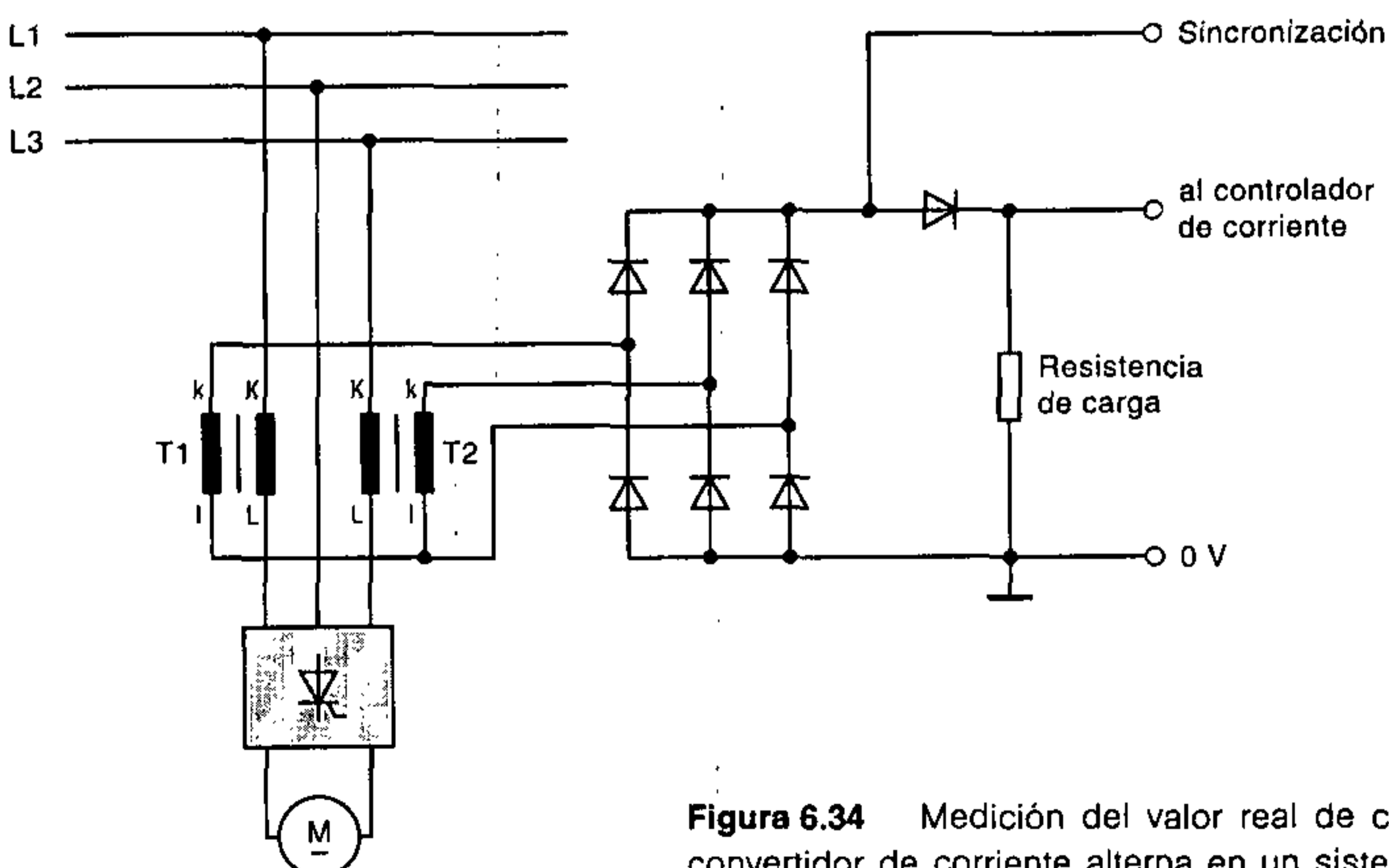


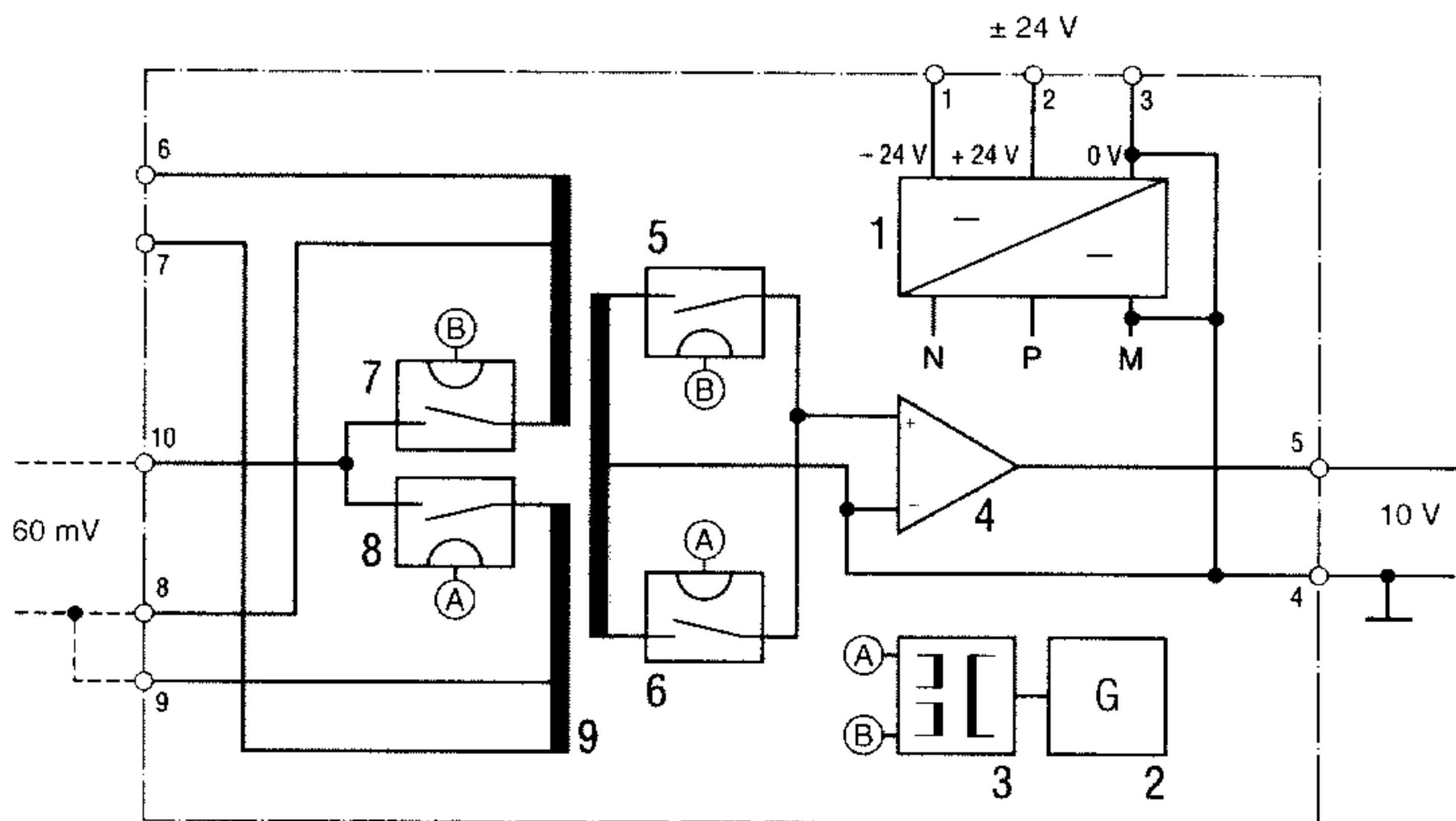
Figura 6.34 Medición del valor real de corriente con convertidor de corriente alterna en un sistema trifásico

#### 6.5.7.4 Convertidor shunt

El término *shunt* se aplica a una resistencia que se conecta en serie con la carga en el circuito. A través de esta baja resistencia shunt, la corriente de carga produce una caída de tensión (tensión de medición) que es directamente proporcional a la corriente de carga (ley de Ohm).

La tensión de medición que ocurre con la máxima corriente de carga se utiliza como un valor característico. Por lo tanto en esta conexión 6 A/150 mV o 10 A/60 mV significa que, con corriente nominal de  $I_{nom} = 6\text{ A}$  o  $I_{nom} = 10\text{ A}$ , la tensión de medición asociada es 150 mV o 60 mV respectivamente.

Debido a que la realimentación del valor real de corriente en los convertidores de potencia debe realizarse tan libre de potencial como sea posible, usualmente se conecta en serie con el «convertidor shunt» un amplificador de aislamiento. En la **figura 6.35** se reproduce el diagrama de bloques del amplificador de aislamiento 6 KA 9901 de Siemens. Este se puede utilizar para convertir valores medidos de 0–60 mV o 0–150 mV con la polaridad correcta en tensiones libres de potencial de 0–10 V. Para tensiones de entrada de hasta 60 mV se conectan los terminales 8 y 9, como muestra la figura 6.35. Tensiones de entrada de hasta 150 mV pueden procesarse similarmente con este amplificador de aislamiento. Sin embargo, la tensión de entrada debe entonces ser entregada a los terminales interconectados 6 y 7. En ambos casos, el punto de referencia es el terminal 10.

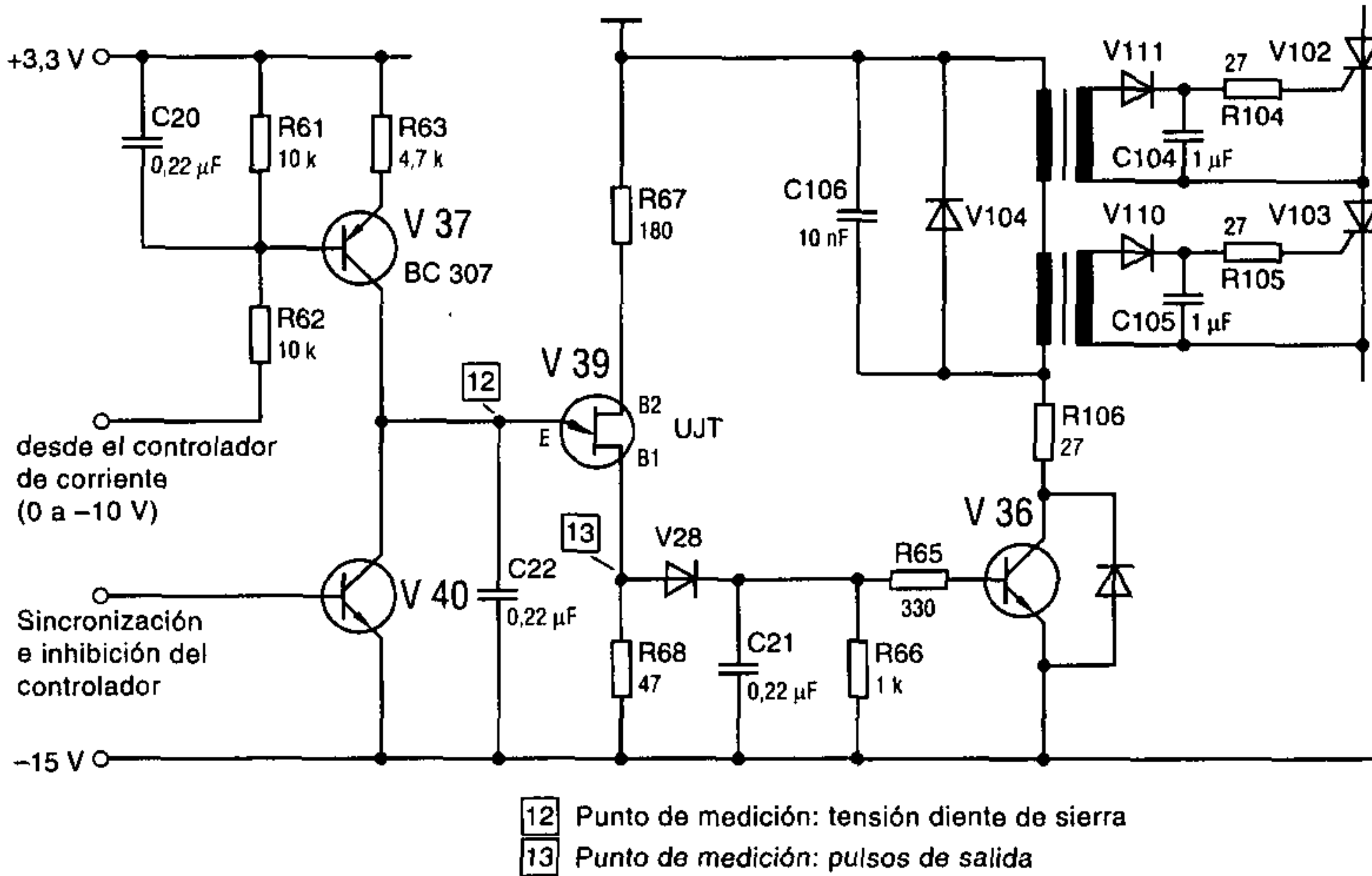


**Figura 6.35** Amplificador de aislamiento

El aislamiento de potencial entre los circuitos de entrada y salida del amplificador de aislamiento es provisto por el transformador. La señal de tensión continua se transmite a los dos bobinados primarios en operación de troceador. La tensión secundaria producida se rectifica y se entrega a la salida a través de un amplificador operacional. Entonces se puede tomar en la salida una tensión proporcional a la corriente de carga, el valor real de corriente.

### 6.5.8 Unidad de control

Mientras la unidad de control de pulsos de disparo del convertidor rectificador de entrenamiento SR 6 se basa en el módulo integrado TCA 780, la del convertidor de potencia 417 es de construcción discreta, como se muestra en la **figura 6.36**.



**Figura 6.36** Unidad de control de pulsos de disparo en el CP 417

El generador de pulsos se conecta como un generador basculante y consiste básicamente del UJT V 39 combinado con el condensador C 22. Al contrario de los circuitos convencionales, C 22 no se carga con corriente constante a través de una resistencia, sino a través del transistor V 37.

La magnitud de la corriente de carga depende de la magnitud de la tensión de salida del controlador de corriente.

Cuando la tensión a través de C 22 alcanza la tensión de ruptura del UJT, se forma un pulso en R.68. Este pulso se amplifica en la etapa amplificadora de pulsos con el transistor V 36 y es conducido mediante el transmisor de pulsos de disparo hacia los electrodos de control de los tiristores.

### 6.5.9 Unidad de potencia

La unidad de potencia del convertidor 417 (**figura 6.37**) consiste del circuito rectificador semicontrolado asimétrico B 2 HZ. Como protección contra cortocircuito se utilizan fusibles de actuación superrápida. Los picos de tensión del sistema son atenuados mediante una resistencia dependiente de la tensión, el VDR R 121. Los tiristores se disparan mediante la unidad de control descrita en la sección anterior.

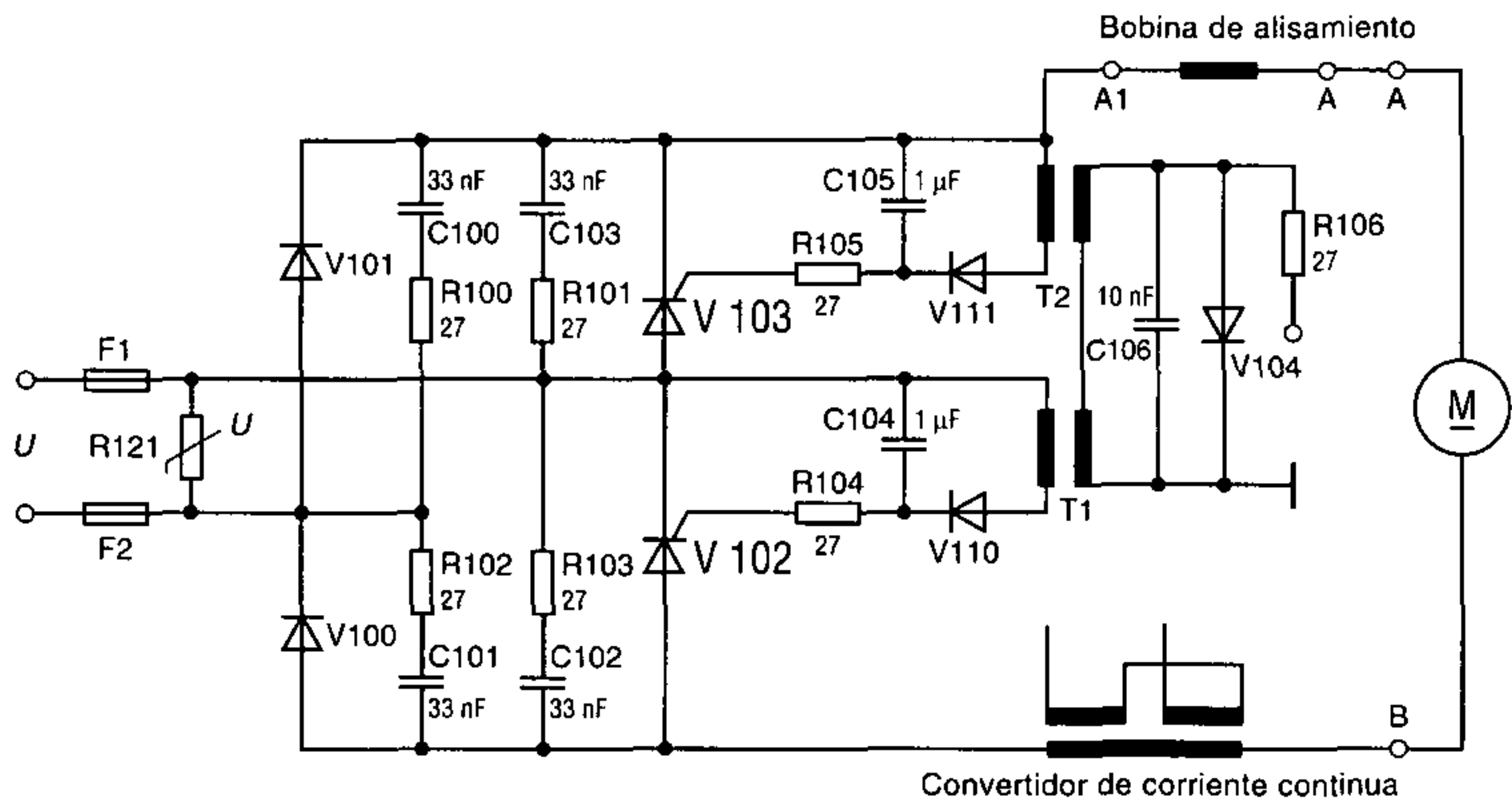
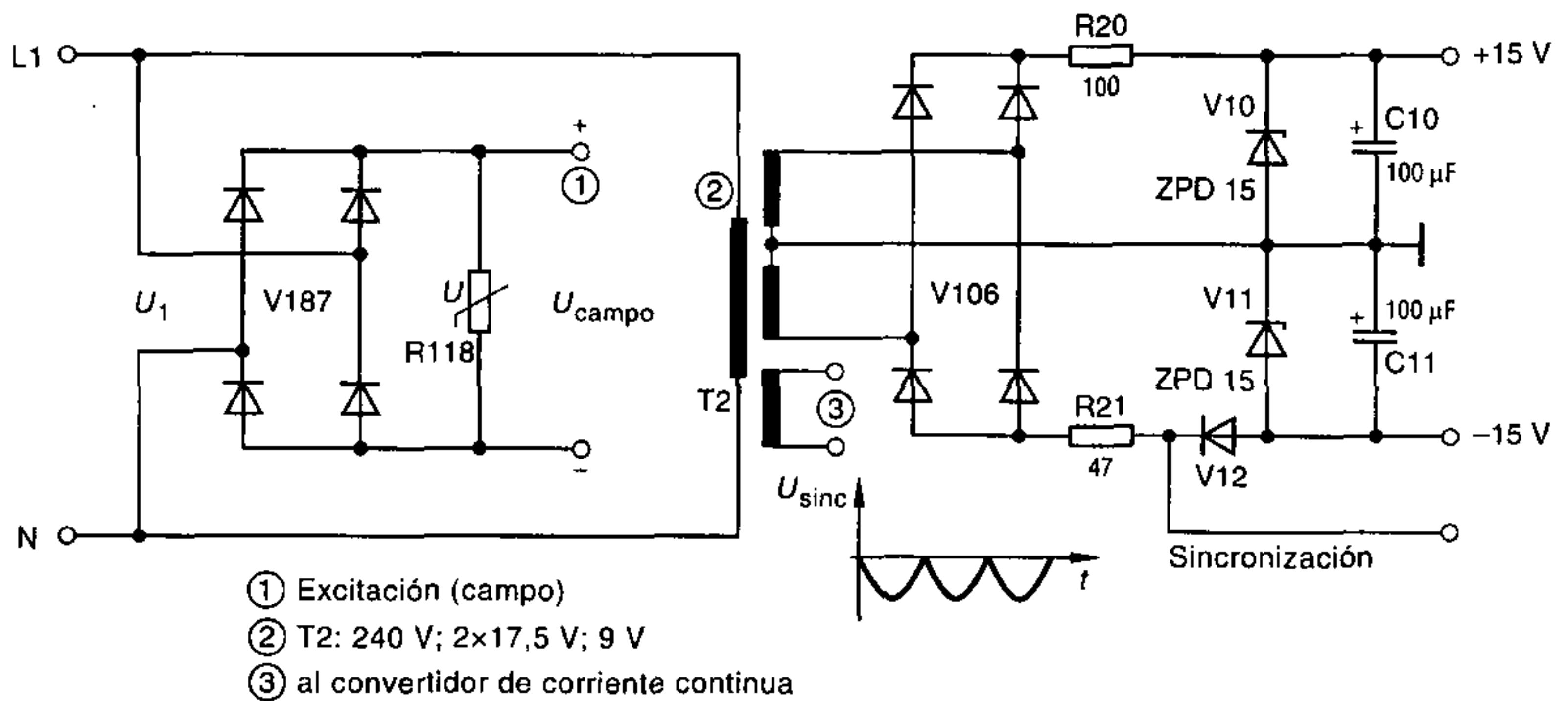


Figura 6.37 Unidad de potencia del CP 417

Las unidades de potencia de tales convertidores generalmente incorporan otros módulos. Estos incluyen la alimentación de campo del motor, el suministro de corriente de la sección de control electrónico y la medición del valor real de corriente. Frecuentemente también es necesario proveer una bobina de alisamiento con el objeto de evitar espasmos en la corriente cuando la inductancia de la armadura del motor utilizado es demasiado baja.

El campo de excitación del motor de corriente continua predominantemente excitado separadamente puede ser provisto, por ejemplo, por rectificadores no controlados en un circuito B 2 (figura 6.38).



- ① Excitación (campo)
- ② T2: 240 V; 2x17,5 V; 9 V
- ③ al convertidor de corriente continua

Figura 6.38 Suministro de campo y suministro electrónico en un CP 417

## 6.5 Construcción de un convertidor 1 Q típico

Cuando se conecta a un sistema de corriente alterna de 220 V, la tensión continua de campo se obtiene como:

$$U_{\text{campo}} = 0,9 \cdot 220 \text{ V} \approx 200 \text{ V}.$$

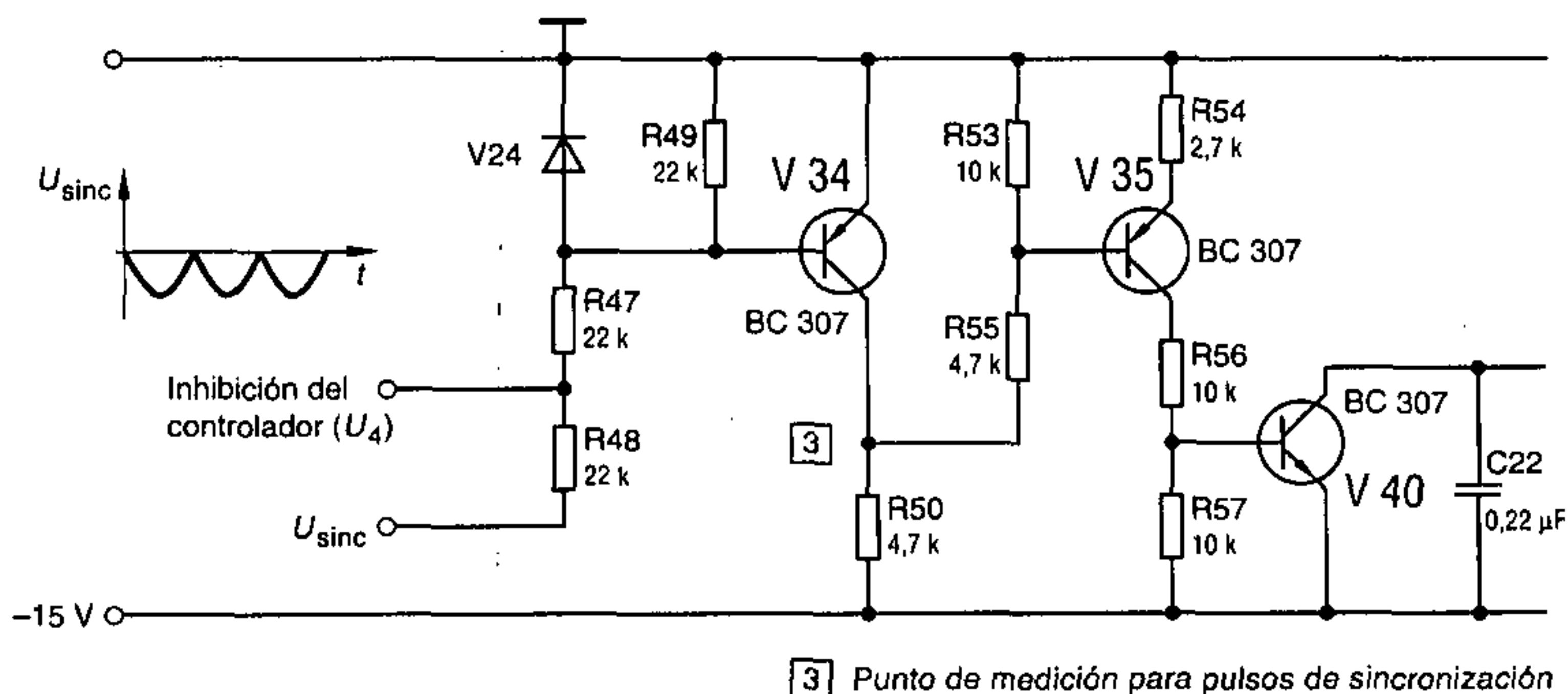
El suministro de corriente a la electrónica de control se da a través del diodo Zener de estabilización con  $\pm 15 \text{ V}$ .

Una tensión mixta de dos pulsos puede derivarse como tensión de sincronización entre la resistencia R 21 y el diodo V 12. El diodo V 12 se utiliza para desacoplar la tensión continua alisada.

### 6.5.10 Sincronización

La unidad de control referida hasta el momento puede trabajar satisfactoriamente sólo en la unidad de potencia con el circuito B 2 HZ, si existe una posición de pulso definida en relación a la tensión de red (vea también el capítulo 5). Esta tarea se realiza mediante el circuito de sincronización (**figura 6.39**). Este asegura que el retardo de pulso de disparo controlado por el controlador se sincronice con la tensión de red de forma que se obtenga el requisito del ángulo de control de fase. La tensión de sincronización  $U_{\text{sinc}}$  requerida para este propósito se deriva — como ya se ha descrito — del puente rectificador V 106 (figura 6.38). También la tensión de sincronización es prácticamente cero en la vecindad del cruce por cero de la tensión alterna. El transistor V 34 se bloquea brevemente y los transistores V 35 y V 40 están entonces en estado de conducción. El condensador C 22 puede ahora descargarse muy rápidamente a través del transistor V 40. Esto asegura que la carga de C 22 es similarmente cero durante cada cruce por cero de la tensión alterna, de forma que cada proceso de carga de C 22 comienza bajo las mismas condiciones iniciales.

Si el terminal de la inhibición del controlador de la figura 6.39 se conecta a masa, V 34 deja de conducir. V 40 está conduciendo y cortocircuita a C 22. Por lo tanto se evita la formación de pulsos de disparo adicionales (inhibición del controlador).



**Figura 6.39** Sincronización del sistema

## 6.6 Convertidor de un cuadrante con inyección de corriente

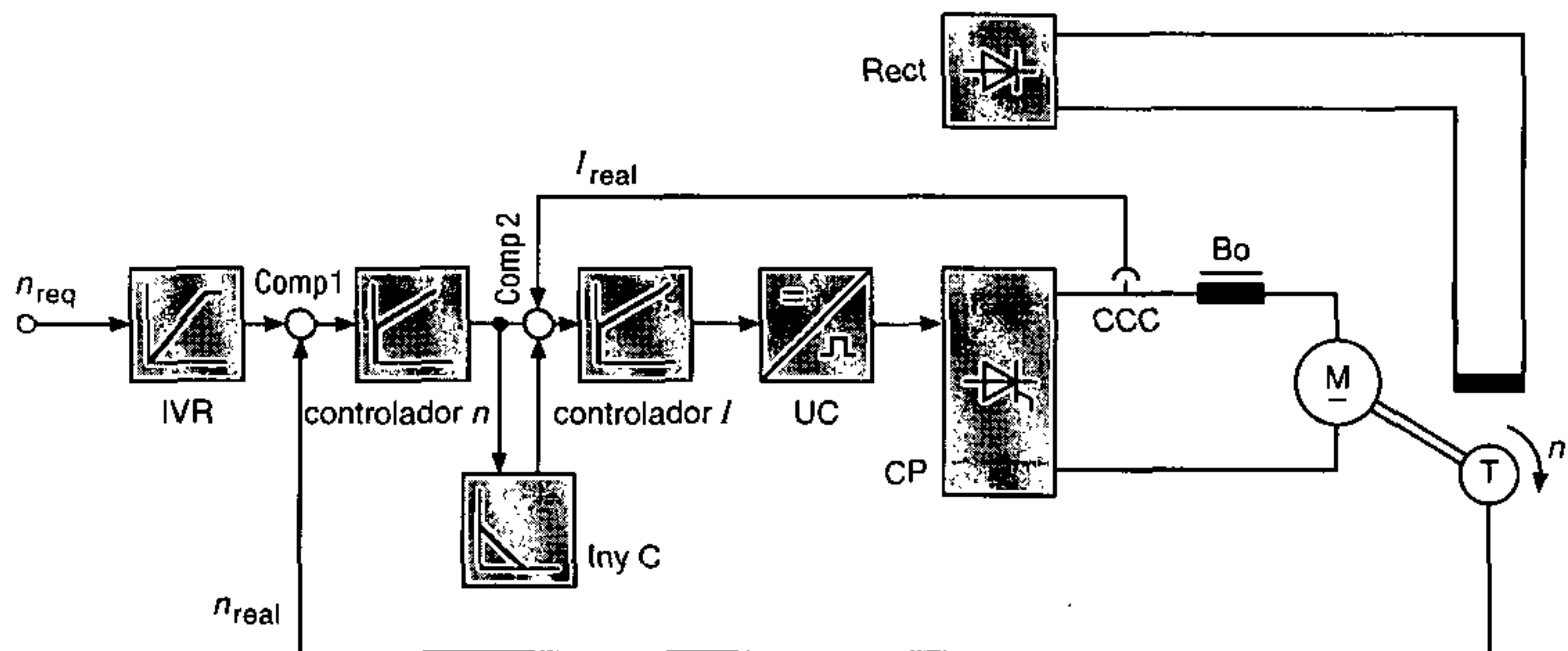
### 6.6.1 Generalidades

Un gran número de convertidores 1 Q están disponibles comercialmente, frecuentemente difieren sólo en unas pocas variantes especiales del circuito. Obviamente es imposible presentar aquí todas las variantes de los convertidores 1 Q. Sin embargo, para que el tema sea fácilmente entendible, como alternativa al CP 417, daremos una mirada al tipo 412 con sus diferencias apreciables.

Sus datos característicos son los siguientes:

Corriente nominal de armadura	$I_A = 10 \text{ A}$
Potencia de salida	$P = 1,6 \text{ kW}$
Tensión de red	$U = 220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$
Tensión de armadura sin bobina	$U_A = 180 \text{ V}$
Tensión de armadura con bobina	$U_A = 160 \text{ V}$
Tensión de campo	$U_F = 200 \text{ V}$

Comparando el diagrama de bloques de la **figura 6.40** con el diagrama de bloques de la figura 6.23 se ve que solamente existe una unidad funcional adicional (inyección de corriente) entre el controlador  $n$  y el controlador  $I$ . Este módulo adicional será descrito detalladamente en la siguiente sección.



**Figura 6.40** Diagrama de bloques del control de velocidad en lazo cerrado con lazo de control de corriente interno

La **figura 6.41** muestra el diagrama de bloques del CP 412. Además de los bloques funcionales del CP 417, el arreglo también incluye:

- Inyección de corriente (Iny C)
- Componente D
- Indicación de límite de corriente

6.6 Convertidor de un cuadrante con inyección de corriente

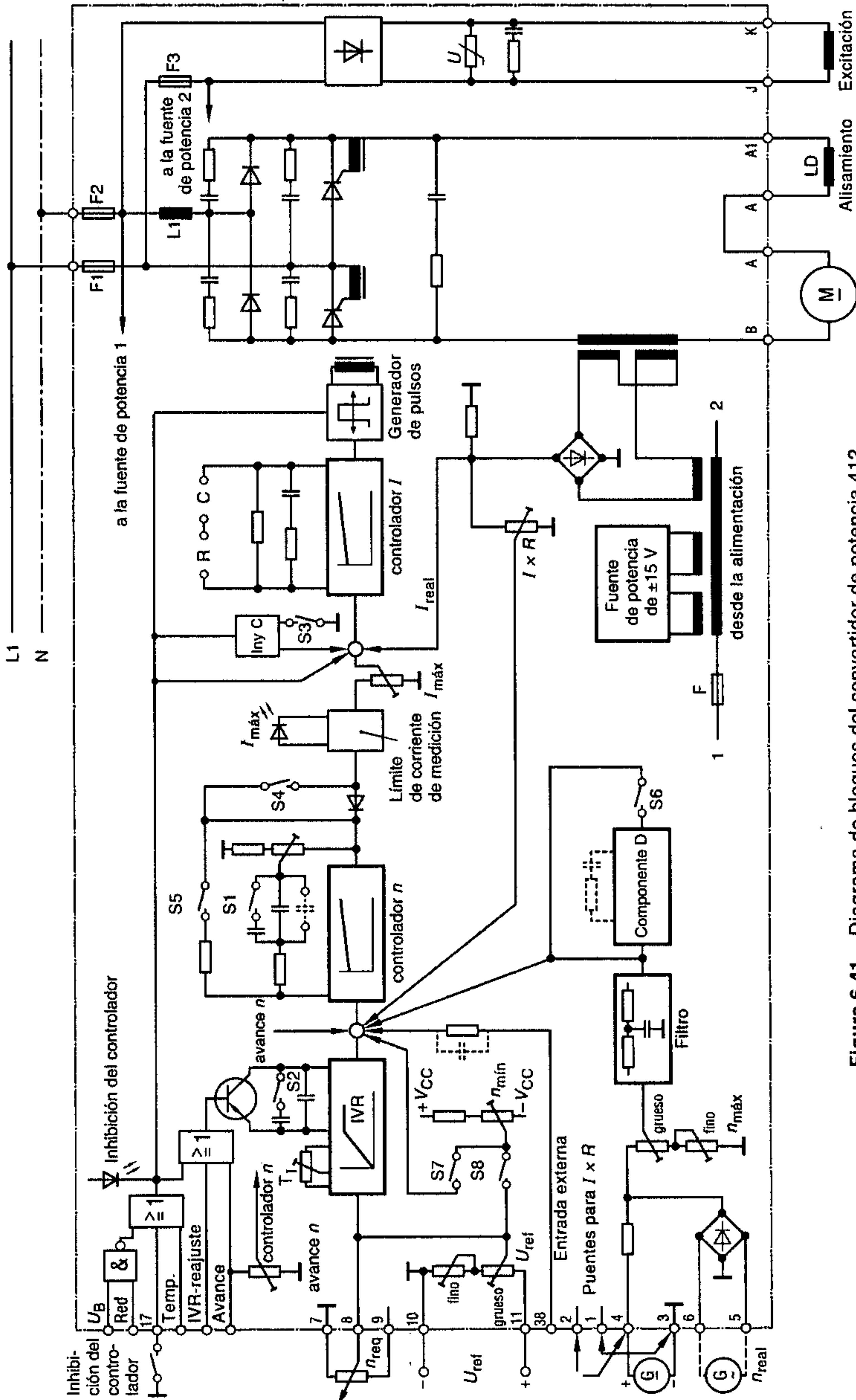


Figura 6.41 Diagrama de bloques del convertidor de potencia 412



### 6.6.2 Inyección de corriente

Durante la fase de arranque, cuando el interruptor S 3 (figura 6.42) está abierto, la corriente del motor puede aumentar inicialmente hasta 1,6 veces la corriente nominal. Sin embargo, dentro de 10 s ésta cae linealmente hasta el valor nominal de corriente. Debido a la dependencia directa del torque del motor respecto de la corriente de armadura, durante el giro ascendente del motor está disponible un mayor torque correspondiente y, por lo tanto, la máquina impulsada permite, por ejemplo, sobrepasar el torque de escape demandado por la carga. Es más, este mayor torque todavía está disponible luego para acelerar la masa inmóvil del impulsor.

En el circuito asociado (figura 6.42), el amplificador operacional 405 se conecta de la manera conocida como controlador PI. El valor real y el valor requerido son entregados a través de las resistencias de sumatoria R 502 y R 612.

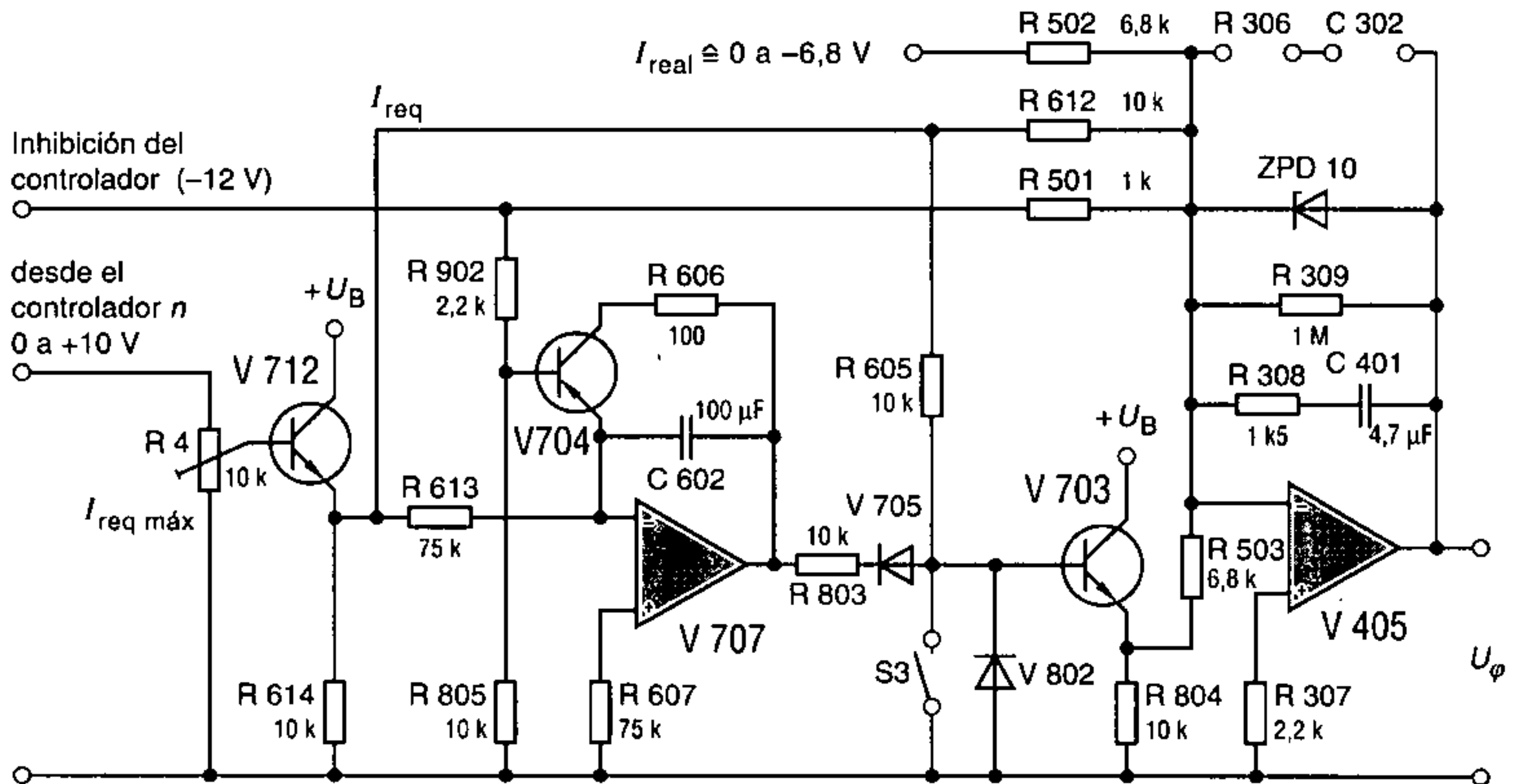


Figura 6.42 Controlador de corriente V 405 con inyección de corriente (V 707)

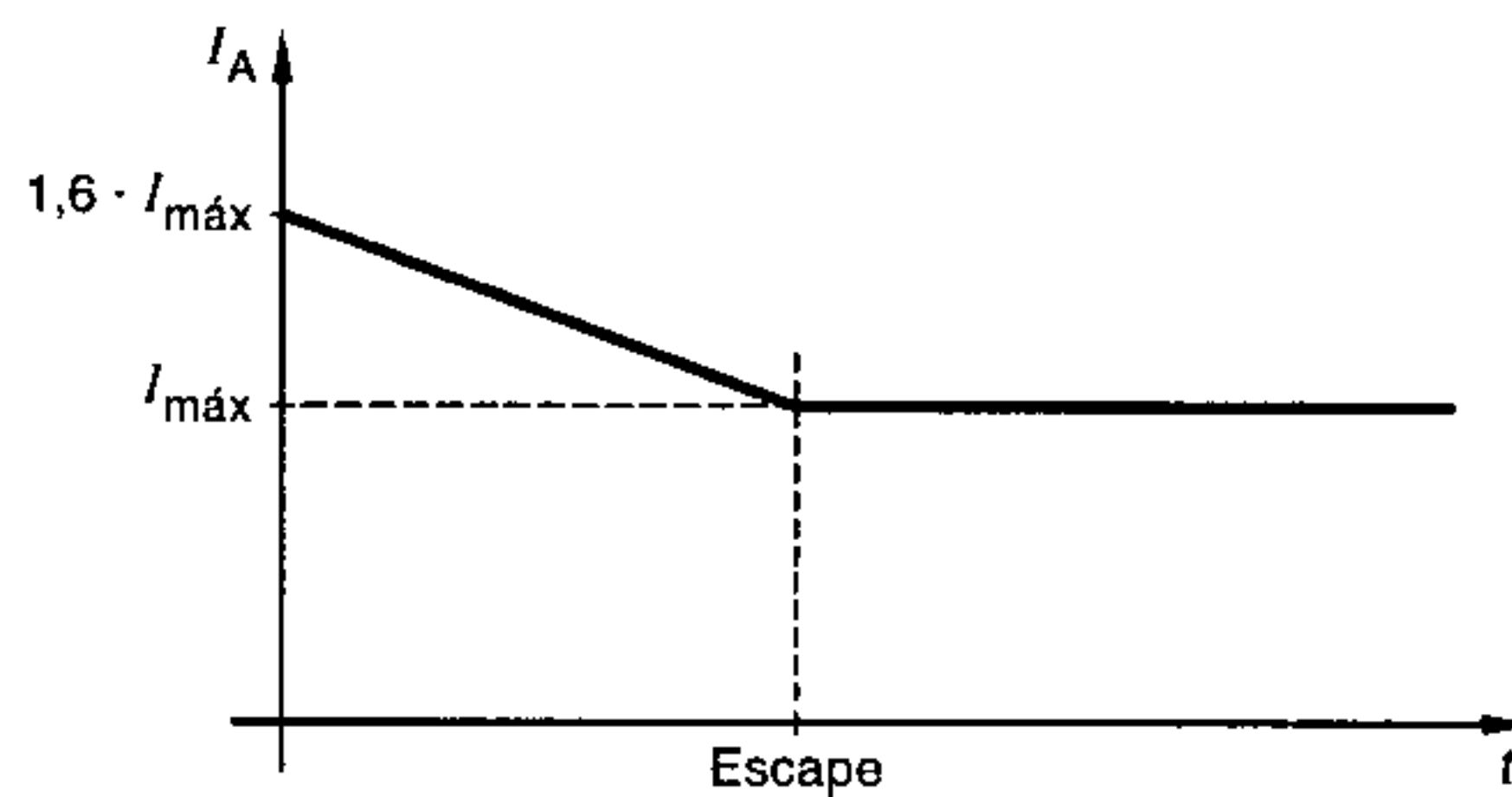


Figura 6.43 Efecto básico de la inyección de corriente

## 6.7 Aplicaciones típicas

El amplificador operacional V 707 está conectado como un integrador. Su tiempo de integración es aproximadamente 7,5 s. La señal de salida de este amplificador llega a la tercera resistencia de sumatoria R 503 a través del transistor V 703. Por lo tanto, entonces se afecta a la inyección de corriente de 1,6 veces antes mencionada. La inyección de corriente puede desconectarse con el interruptor S 3.

A través de la resistencia R 501, la inhibición del controlador puede intervenir en el punto de suma del controlador PI y también llevar al impulsor a una paralización. Al mismo tiempo, C 602 se descarga mediante el transistor V 704 y la resistencia R 606.

## 6.7 Aplicaciones típicas

### 6.7.1 Operación con tensión de referencia maestra

En los convertidores de potencia, el valor requerido de velocidad usualmente se coloca en un potenciómetro, que generalmente también se conecta al suministro de corriente de la sección de control. Muchos convertidores también permiten la conexión del potenciómetro de valor requerido a una fuente de tensión externa. Esta denominada «tensión de referencia maestra» puede variar dentro de amplios límites, por ejemplo, entre:

$$12 \text{ V} \leq U_{\text{ref.maest.}} \leq 180 \text{ V}$$

Sin embargo, la adaptación precisa de la tensión debe entonces efectuarse internamente a través de un divisor de tensión (balanceado el trimmer).

### 6.7.2 Modo de inversión

Con convertidores 1 Q, es posible invertir la dirección de rotación de motores de corriente continua, por ejemplo, mediante un circuito de inversión electromecánico. Los fabricantes dan instrucciones precisas para este tipo de operación. El procedimiento a tener en cuenta cuando se conmuta la dirección de rotación, por ejemplo, de rotación horaria a rotación antihoraria es:

- |                         |  |
|-------------------------|--|
| 1. Parada:              | Opere la inhibición del controlador<br>Hale el contactor de frenado<br>El contactor de rotación horaria se separa con un retardo |
| 2. Rotación antihoraria | Hale el contactor de rotación antihoraria<br>Separe el contactor de frenado<br>Libere la inhibición del controlador              |

Un diagrama de circuito apropiado para la inversión se reproduce en la **figura 6.44**.

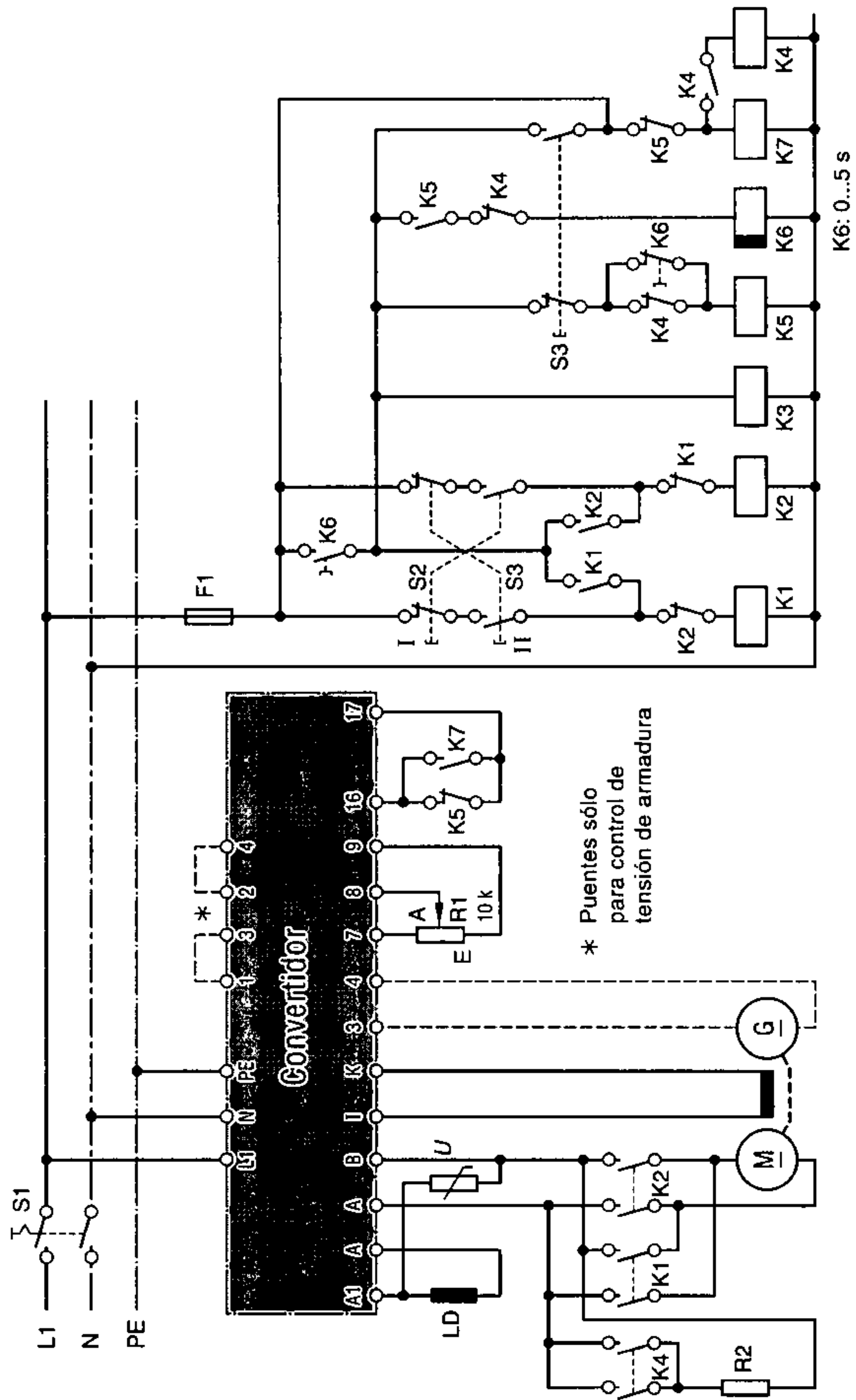


Figura 6.44 Modo de inversión

## 6.7 Aplicaciones típicas

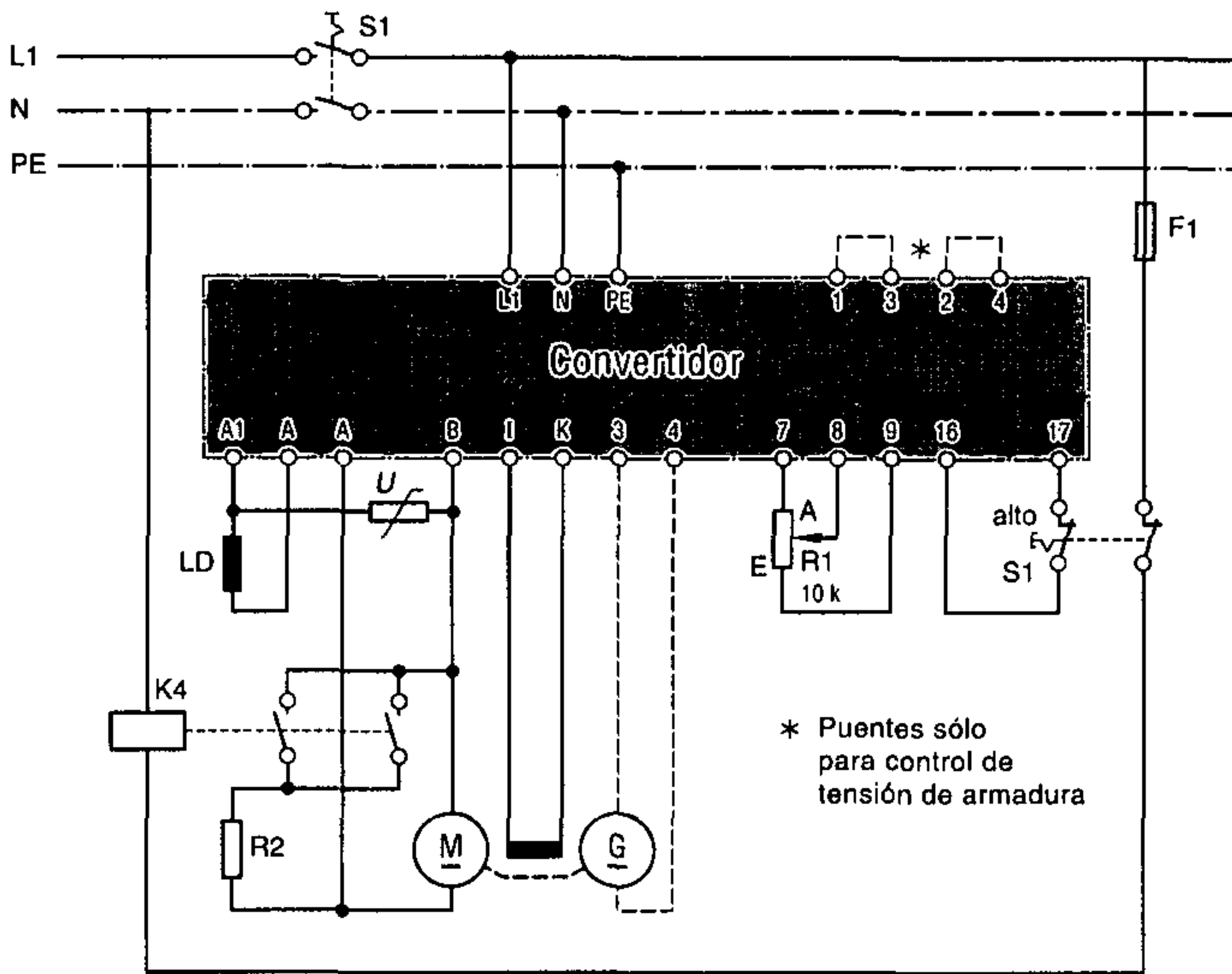


Figura 6.45 Frenado electrodinámico

### 6.7.3 Frenado electrodinámico

Debido a que con los circuitos en puente semicontrolados no es posible alimentar a la red, la energía cinética de rotación para el frenado del impulsor es frecuentemente convertida en calor en una resistencia de frenado. Como es conocido, el motor actúa en este caso como un generador. Las instrucciones de conexión apropiadas para los convertidores 412/417 están dadas, por ejemplo, en la **figura 6.45**.

### 6.7.4 Control de la relación de corriente

En muchos impulsores, por ejemplo, en el caso de bandas transportadoras largas o bandas transportadoras sinfín, no es conveniente aplicar los requisitos de torque solamente en un punto. En este caso se utilizan impulsores multimotor. Los motores arreglados físicamente por separado están conectados uno a otro de una manera fija a través de la banda transportadora.

Cada motor de corriente continua tiene la tarea de suministrar un porcentaje del torque total. El control de velocidad (valor de velocidad requerido) puede ser tomado, por ejemplo, por el impulsor 1 (**figura 6.46**). La velocidad se ajusta con el potenciómetro P 1. Algunos impulsores esclavos pueden ser controlados por el motor. Sin embargo, en este caso la limitación de corriente debe ajustarse separadamente para cada convertidor.

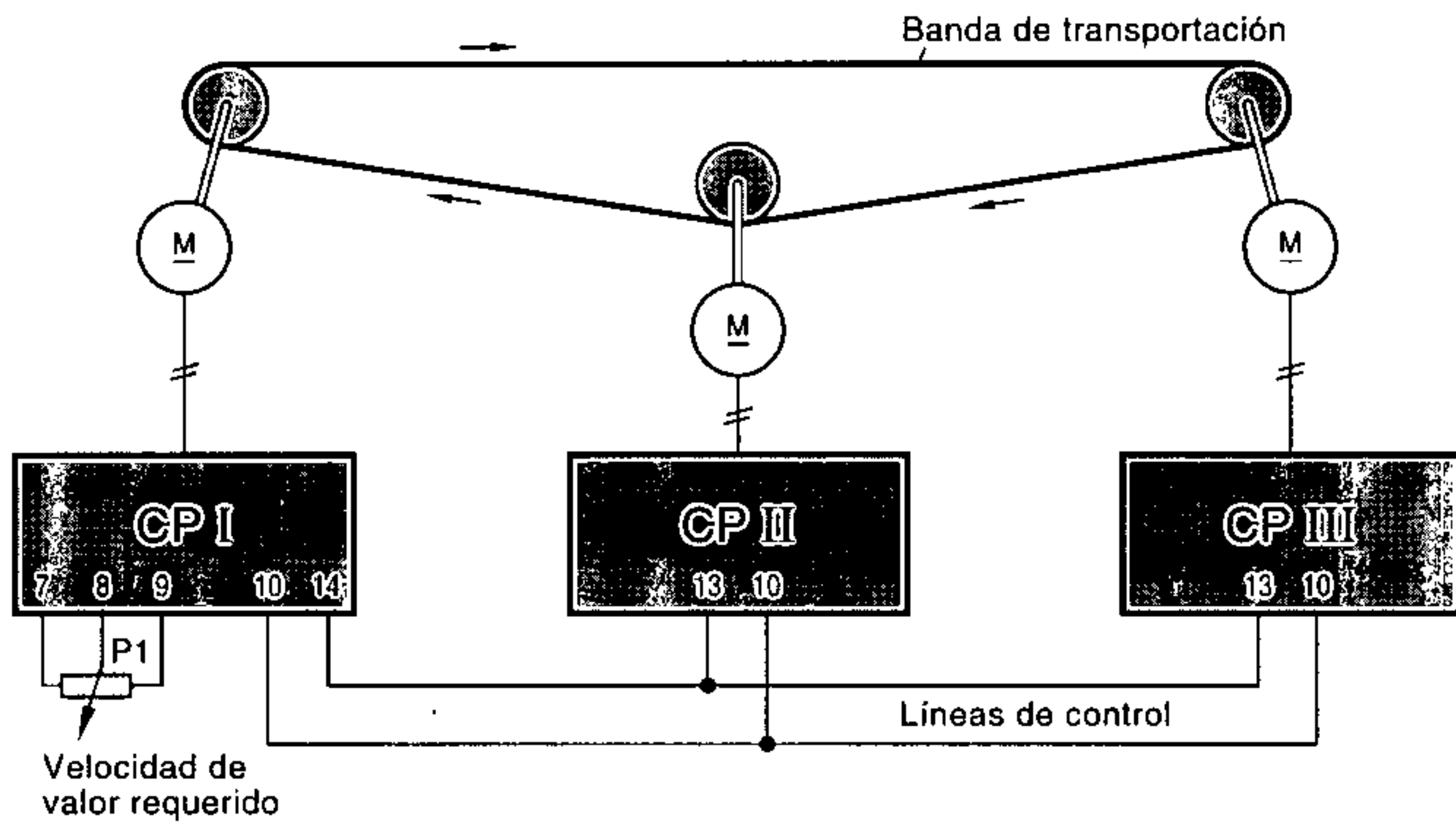


Figura 6.46 Combinación multimotor con control de la relación de corriente

## 6.8 Convertidor de cuatro cuadrantes

### 6.8.1 Generalidades

En la sección 6.3 se mencionó que los requerimientos para impulsión y frenado en ambas direcciones de rotación deben cumplirse solamente con un convertidor de cuatro cuadrantes. Para que se pueda entender fácilmente la operación 4 Q, presentaremos un caso típico mediante referencia a las figuras 6.21 y 6.22.

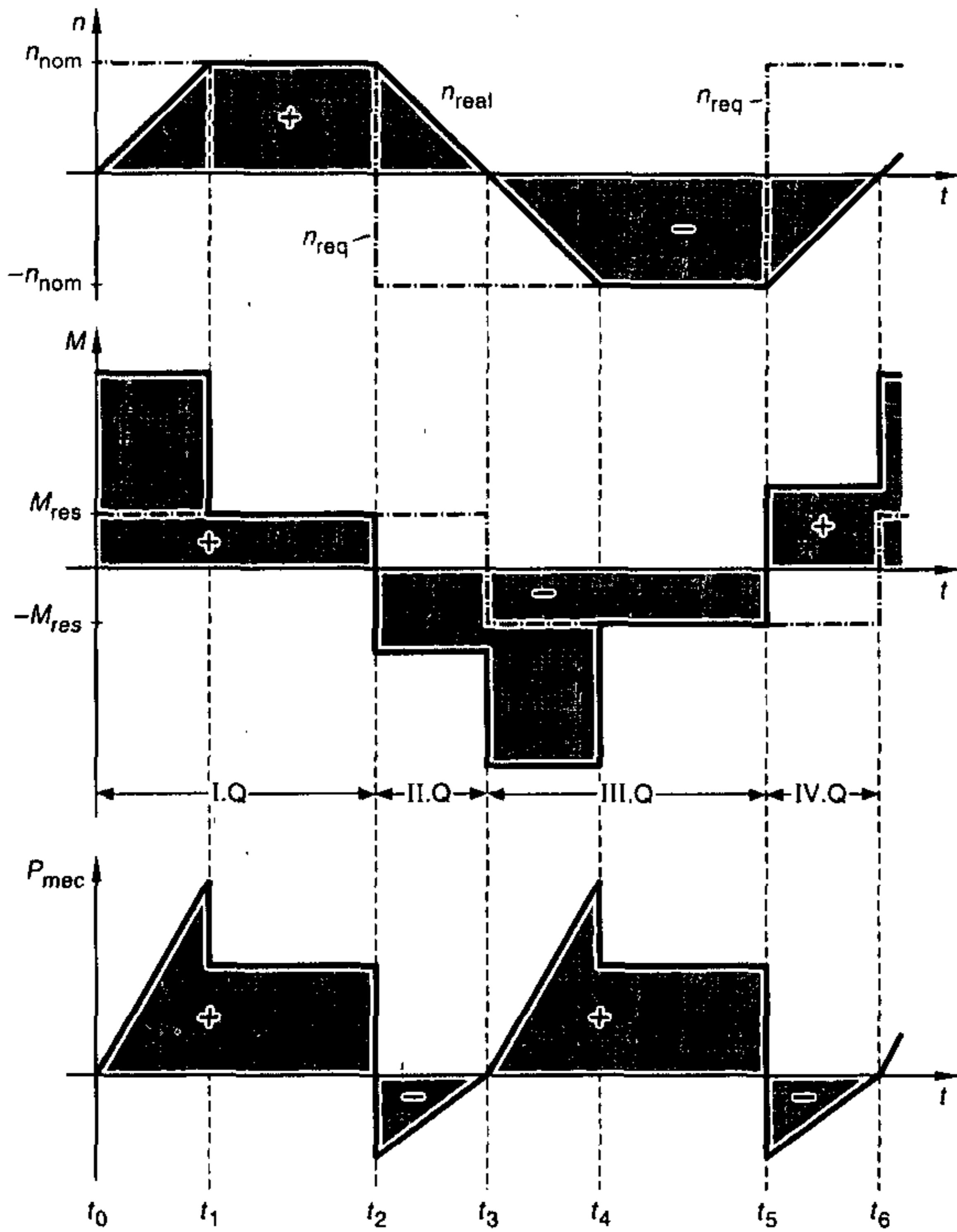
La **figura 6.47** relaciona un caso de un impulsor cuyo torque de carga se especifica como  $|M_{res}| = \text{constante}$ .  $|M_{res}| = \text{constante}$  indica un torque de carga que no depende de la velocidad de rotación. Durante el período desde  $t_0$  hasta  $t_6$ , el impulsor ha subido hasta la velocidad nominal, ha cambiado la dirección de rotación y el motor se ha frenado hasta la paralización. Las curvas de velocidad de rotación, torque y potencia mecánica están reproducidas en diagramas separados. Las curvas cualitativas de la potencia mecánica se obtienen multiplicando la velocidad y el torque, de acuerdo a:

$$P_{mec} = M \cdot \omega = M \cdot 2\pi n \sim M \cdot n.$$

En el período comprendido entre  $t_0$  y  $t_1$ , el impulsor debería acelerarse linealmente, con dirección de rotación horaria, desde la paralización hasta la velocidad nominal. La máquina impulsada tiene que sobrepasar tanto el momento resistivo constante como también el momento de aceleración constante. La operación de estado constante se da durante el período desde  $t_1$  hasta  $t_2$ .

El impulsor gira a la velocidad de rotación nominal. En el período desde  $t_0$  hasta  $t_2$ , las condiciones de operación correspondientes al 1er cuadrante – impulsión en sentido horario – se dan de acuerdo a la figura 6.12.

6.8 Convertidor de cuatro cuadrantes



**Figura 6.47** Curvas de la velocidad de rotación, torque y potencia con un torque de carga constante

En el período desde  $t_2$  hasta  $t_3$ , el impulsor es frenado como resultado de un cambio en el valor requerido de velocidad. El momento resistivo, que todavía es positivo, ahora se opone mediante un torque de desaceleración (torque de aceleración negativo). Sin embargo, para el motor esto significa operación de generador  $U_o > U_{d\alpha}$ . La corriente  $I_d$  cambia su dirección, y la lógica de conmutación del torque en el convertidor debe asegurar que la corriente del frenado regenerativo pueda fluir acordemente hacia la red. Dependiendo del diseño de la instalación, esto implica una conmutación de los contactores de armadura o encendido del componente-convertidor en antiparalelo. Hasta el instante  $t_3$ , en el cual la velocidad alcanza el valor cero, existe un modo de operación correspondiente al 2do cuadrante – frenado en sentido horario – de acuerdo a la figura 6.12. El convertidor asociado está trabajando en modo inversor.

En el instante  $t_3$ , la lógica de paralización debe determinar si el impulsor debe permanecer inmóvil o si, como muestra la figura 6.47, debe iniciar la operación de inversión.

En efecto, desde  $t_3$  tiene lugar el arranque en dirección de rotación inversa (antihoraria). El diagrama de potencia muestra el consumo de potencia – impulsión en sentido antihorario – como se asigna en el 3er cuadrante de operación.

Antes de una nueva inversión de rotación, nuevamente se requiere el frenado dentro del 4to cuadrante, en el período desde  $t_5$  hasta  $t_6$ .

### 6.8.2 Convertidor de cuatro cuadrantes con conmutación electromecánica del circuito de armadura

Pocos convertidores disponibles comercialmente pueden suministrarse con «lógica de inversión de torque». Como en el caso de un impulsor 1 Q, la inversión del torque es afectada por la inversión de la corriente de armadura, utilizando dos contactores de inversión (figura 6.21). Debido a que la conmutación toma lugar en un estado libre de corriente, existe una correspondiente carencia de carga en los contactos del contactor, de forma que también se pueden utilizar contactores de corriente alterna en este circuito de corriente continua (ventaja de precio). La duración de la conmutación comienza con la inversión de polaridad del valor requerido de corriente y termina con el cierre del contactor inversor. Para el tiempo de conmutación total  $t_{\text{conm}}$  se mantiene la siguiente relación:

$$t_{\text{conm}} \geq t_d + t_{\text{do}} + t_{\text{pi}}$$

Arriba,  $t_d$  es el tiempo de retardo que se puede ajustar mediante circuitería externa. Este debe ser al menos de la misma duración como el tiempo de decaimiento de la corriente de armadura.  $t_{\text{do}} + t_{\text{pi}}$  son los tiempos de separación y tracción de los contactores de inversión escogidos. Debido a estos tiempos de conmutación relativamente largos, en los cuales la corriente y el torque tienen que llegar a ser cero, tales impulsores pueden utilizarse solamente en instalaciones en las cuales sean permisibles intervalos libres de torque de 50 – 300 ms.

### 6.8.3 Convertidor 4 Q con conmutación electrónica

#### 6.8.3.1 Generalidades

Estos convertidores de inversión pueden conmutarse en tiempos considerablemente más cortos. Los valores alcanzables están en el orden de 5 – 20 ms. Estos se utilizan en impulsores de bandas transportadoras, bobinadoras, montacargas y en impulsores de ejes principales de máquinas herramientas y maquinaria de prueba. La unidad de potencia consiste de dos convertidores totalmente controlados conectados en antiparalelo, de los cuales solamente uno está en operación (figura 6.22).

Para subrayar la importancia práctica de este modo de operación de cuatro cuadrantes, a continuación detallaremos al controlador de velocidad 4 Q tipo 441 (Lenze). Este aparato tiene una salida de potencia de 1,3 kW con una alimentación de corriente alterna de 220 V y 50 – 60 Hz.

La **figura 6.48** muestra el diagrama de bloques de este convertidor.

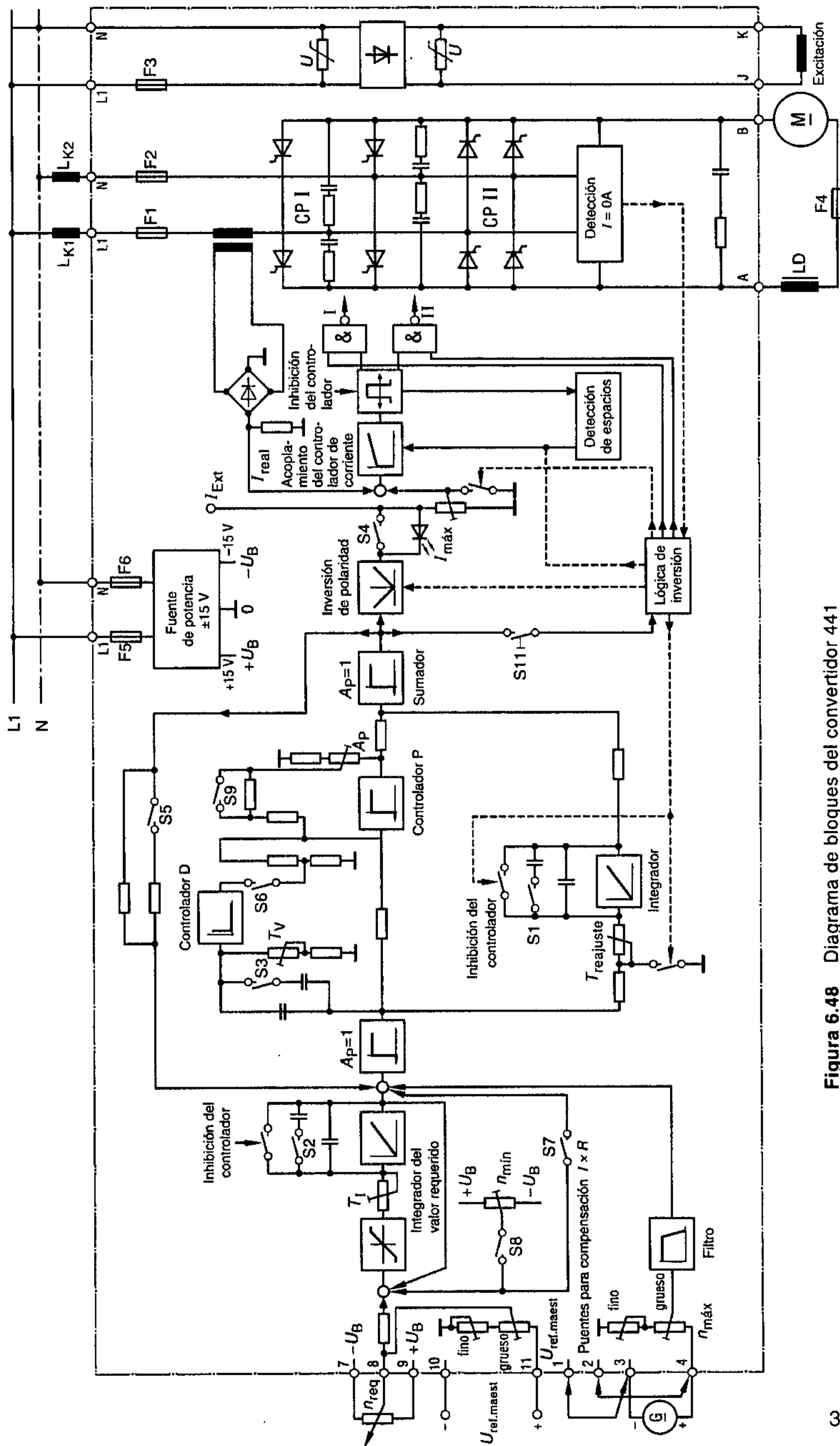


Figura 6.48 Diagrama de bloques del convertidor 441

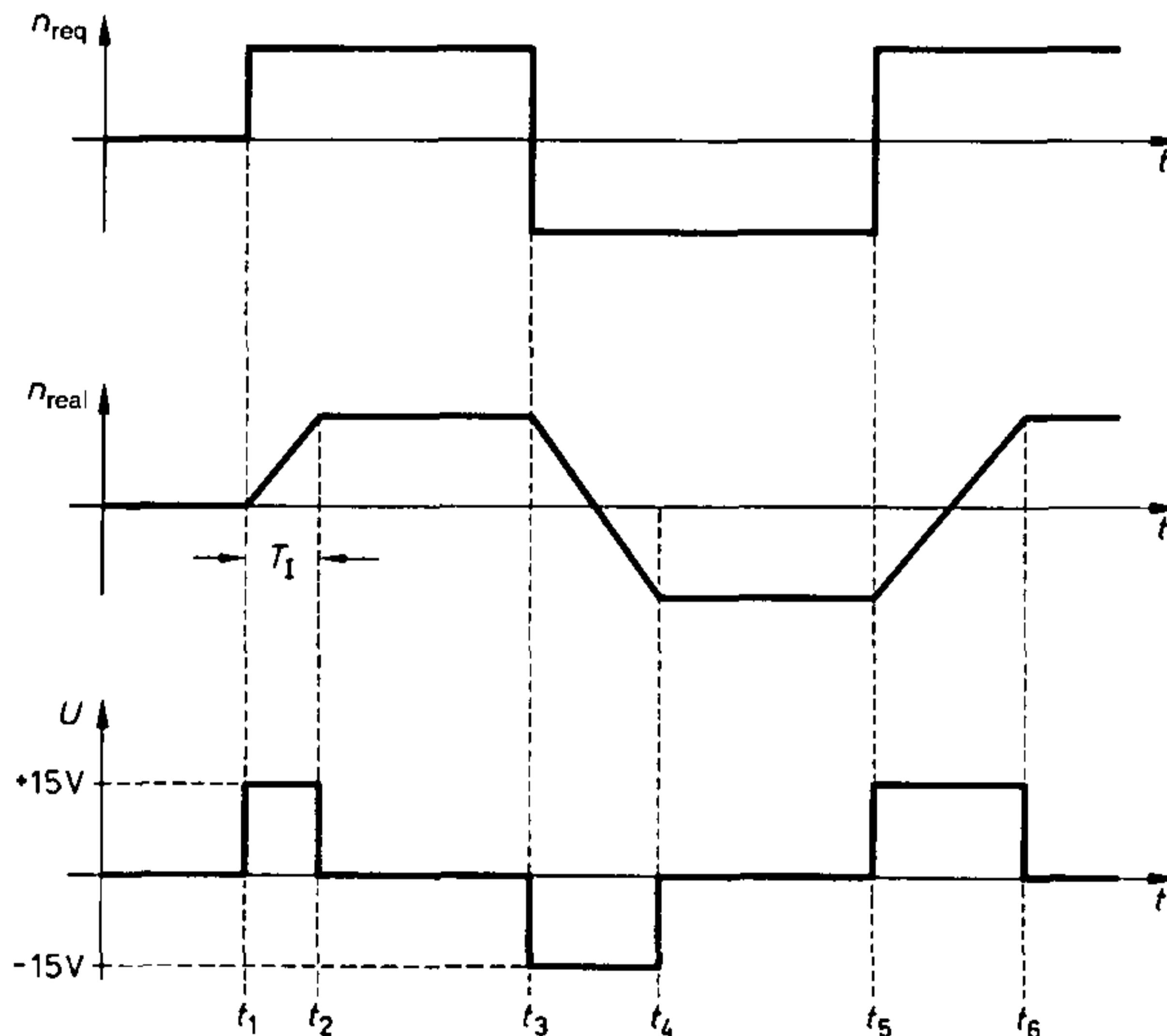


Más allá de lo general, presentaremos unas pocas particularidades de este convertidor, ya que los casos operacionales que son familiares para el controlador 1 Q por supuesto también pueden alcanzarse con este aparato. Esas son esencialmente:

- Control de velocidad con tacogenerador de corriente continua o compensación  $I \cdot R$
- Control de la relación de corriente
- Operación de tensión de referencia maestra

### 6.8.3.2 Integrador de valor requerido

Nuevamente aquí, el IVR incorporado (vea también la sección 6.5.2) habilita el ajuste de una aceleración, un tiempo de giro ascendente y giro descendente con los trimmer asociados. El tiempo de integración  $T_I$  es ajustable. La influencia del IVR se demuestra claramente en la **figura 6.49**. Cada cambio parecido a un escalón en el valor requerido de velocidad se convierte en un aumento lineal de la tensión. Además, en el IVR se genera una tensión que es  $+15\text{ V}$  durante el giro ascendente del impulsor y  $-15\text{ V}$  durante el tiempo de giro descendente. Esta tensión es cero si el impulsor está en un estado constante. Similarmente a la inyección de corriente (sección 6.6.2), esta tensión puede ser, por ejemplo en la fase de giro ascendente, inyectada adicionalmente en el controlador de corriente, de forma que el impulsor se acelere con un gran torque.



**Figura 6.49** Escalón de valor requerido  $n_{req}$  y respuesta de velocidad  $n_{real}$ , conjuntamente con la señal de aceleración  $U$

**6.8.3.3 Particularidades de los controladores  $n$  y los controladores  $l$**

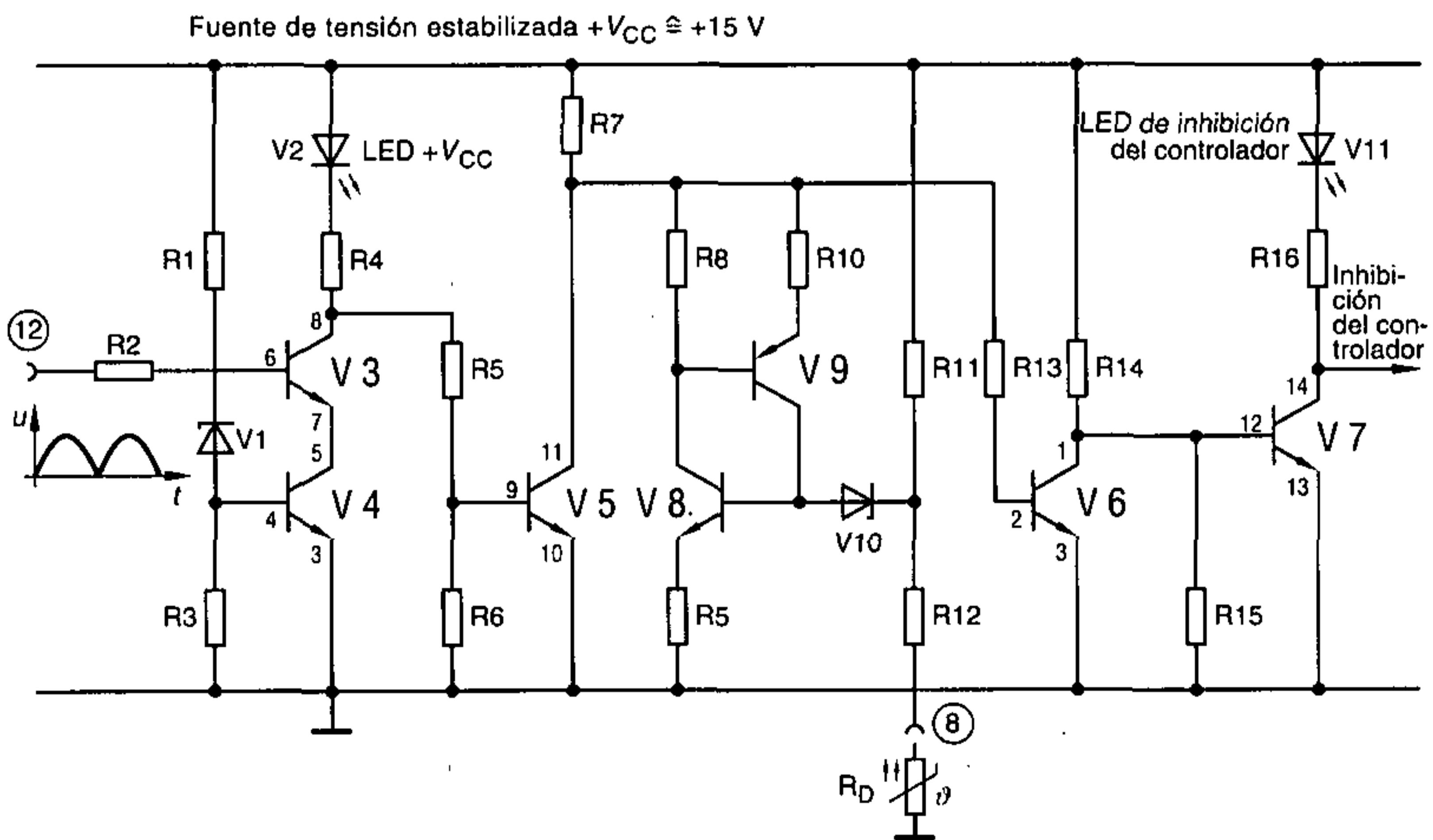
El controlador de corriente está diseñado como un controlador PI. Un circuito de control de autocorrección (adaptación) asegura que las diferentes respuestas de control no ocurran con corrientes intermitentes y no intermitentes. Estos problemas de la ingeniería de control han sido indicados en la sección 5.3.2.4. Durante la fase de espacio ( $I_{real} = 0 A$ ), este circuito de corrección suministra un valor real de corriente equivalente ( $I_{real} \neq 0 A$ ), de forma que es posible el trabajo continuo del controlador. Debido a que los controladores generalmente son optimizados para corrientes no intermitentes, la adaptación tiene un efecto particularmente favorable sobre la respuesta de control del impulsor en el rango de pequeñas corrientes de armadura.

Para esta operación, el controlador de velocidad es diseñado como un controlador PID. Los parámetros de control  $A_P$ ,  $T_{reajuste}$  y  $T_{deriv}$ , tal como se ve en la figura 1.41, se entregan a un amplificador de sumatoria.

Por medio de un interruptor de programa, también puede conmutarse al componente D selectivamente hacia encendido o hacia apagado de forma que tanto la versión PI como también la versión PID pueden producirse sin soldadura. Dado el limitado espacio disponible, debemos excluir una descripción adicional de este controlador muy costoso.

**6.8.3.4 Interruptor de monitoreo con inhibición del controlador**

Explicaremos la implementación técnica del monitoreo de tensión y temperatura en el CP 441 mediante referencia a la **figura 6.50**.



**Figura 6.50** Circuito de monitoreo

Debido a que la alimentación de tensión continua interna se obtiene de la tensión de red, la indicación de la tensión de operación mediante el LED «+  $V_{CC}$ » se da solamente cuando la tensión de red rectificadora está aplicada al conector de enchufe 12. Adicionalmente, debe estar presente la tensión de alimentación positiva estabilizada, para que los transistores V 3 y V 4 sean disparados y el LED «+  $V_{CC}$ » se encienda a través de esta condición AND. Bajo estas condiciones de operación, el transistor V 5 está en estado bloqueado. La subsecuente parte del circuito recibe la tensión de alimentación a través de R 7.

Hasta una temperatura límite  $\vartheta_D = 90\text{ }^\circ\text{C}$ , el sensor de temperatura  $R_D$  en el disipador de calor del semiconductor de potencia tiene una baja resistencia (conector de enchufe 8). Por lo tanto, los transistores V 8 y V 9 están bloqueados, y el transistor V 6 recibe la corriente de base por medio de R 13 de forma que este está conduciendo. V 7 está bloqueado. Consecuentemente está apagado el LED de la inhibición del controlador.

Con una elevada temperatura de válvula ( $\vartheta_D > 90\text{ }^\circ\text{C}$ ), el termistor PTC asume una alta resistencia, V 8 recibe la corriente de base a través del diodo Zener V 10 y se abre la sección colector-emisor. V 9 también se abre, sin embargo, por esto se produce un estado de bloqueo en el transistor V 6. Este proceso causa que se dispare V 7 y con esto se dé la acción de la inhibición del controlador. El LED de la inhibición del controlador se enciende. Si la temperatura de la válvula cae nuevamente por debajo de  $90\text{ }^\circ\text{C}$ , la inhibición del controlador continúa siendo efectiva debido a que los transistores V 8/V 9 permanecen conduciendo en forma de una autoretenición. Esta acción de autoretenición puede liberarse solamente mediante conmutación de la red o apagando la tensión de alimentación y encendiéndola nuevamente. Si la tensión de red cae, opera V 5 y, por lo tanto, causa que la inhibición del controlador opere a través del transistor V 6 el cual en ese instante está en estado de bloqueo.

El controlador de inhibición trae consigo:

- Enceramiento del integrador de valor requerido,
- Enceramiento de la entrada de conexión libre al controlador de velocidad,
- Despejamiento del componente I del controlador de velocidad.

Cuando se opera la «inhibición del controlador» el impulsor se frena en el límite de corriente con  $I = I_{A\text{máx}}$ . Cuando se alcanza  $I = 0\text{ A}$  y el impulsor está en paralización (operación de la lógica estacionaria), los pulsos de disparo son despejados.

### 6.8.3.5 Lógica de inversión

La necesidad de la lógica de inversión del torque se ha observado en la sección 6.8.1. En el CP 441, la lógica de inversión tiene la misión, en el instante de inversión, de transferir los pulsos de disparo hacia el segundo componente convertidor B 2 conectado en antiparalelo.

El proceso de inversión se inicia por el cambio de polaridad del valor requerido de velocidad. Luego éste trae consigo la inversión de la polaridad de la tensión de salida del controlador de velocidad (figura 6.47, instante  $t_2$ ). En el cruce por cero de esta tensión responde el denominado «comparador de torque». Este pone en cero el valor requerido de corriente. Los pulsos de disparo del convertidor activo entonces están

brevemente desplazados en el rango del inversor. Por lo tanto, la corriente  $I_d$  y el torque  $M$  (instante  $t_2$ , figura 6.47) se reducen muy rápidamente a cero. Cuando la corriente ha alcanzado el valor cero, todas las válvulas previamente conductoras quedan libres de corriente, es decir, bloqueadas, lo cual se detecta mediante la lógica de evaluación apropiada. La señal de salida de esta lógica de evaluación inicia la conmutación del otro componente convertidor. En el período desde  $t_2$  hasta  $t_3$  éste trabaja en operación de inversor y lleva al impulsor desde su velocidad nominal todavía positiva hacia cero. En la paralización, se tiene también  $U_{d\alpha} = 0$  V. Entonces, con un desplazamiento apropiado del pulso, el componente convertidor es transferido desde la operación de inversor hacia la operación de rectificador, de forma que el impulsor gira ascendentemente de nuevo con una diferente dirección de rotación.

### 6.8.4 Convertidor de cuatro cuadrantes con facilidad de inversión directa

Impulsores en los cuales no se permiten los intervalos libres de torque se pueden construir solamente con un convertidor de inversión genuino, consistente de dos convertidores totalmente controlados conectados en antiparalelo. Con este circuito, parecido a los convertidores 4 Q descritos hasta el momento, ambos convertidores están continuamente en uso. Por lo tanto se produce un cruce por cero continuo de la corriente, y consecuentemente el impulsor es todavía controlado con torque cero.

Para limitar la circulación de corriente entre los dos convertidores individuales, usualmente se incorporan dos reactores de circulación de corriente.

Aquí explicaremos los principios de control de tal «circuito antiparalelo con circulación de corriente» por referencia al equipo disponible comercialmente «Minisemi» (AEG) (figura 6.51).

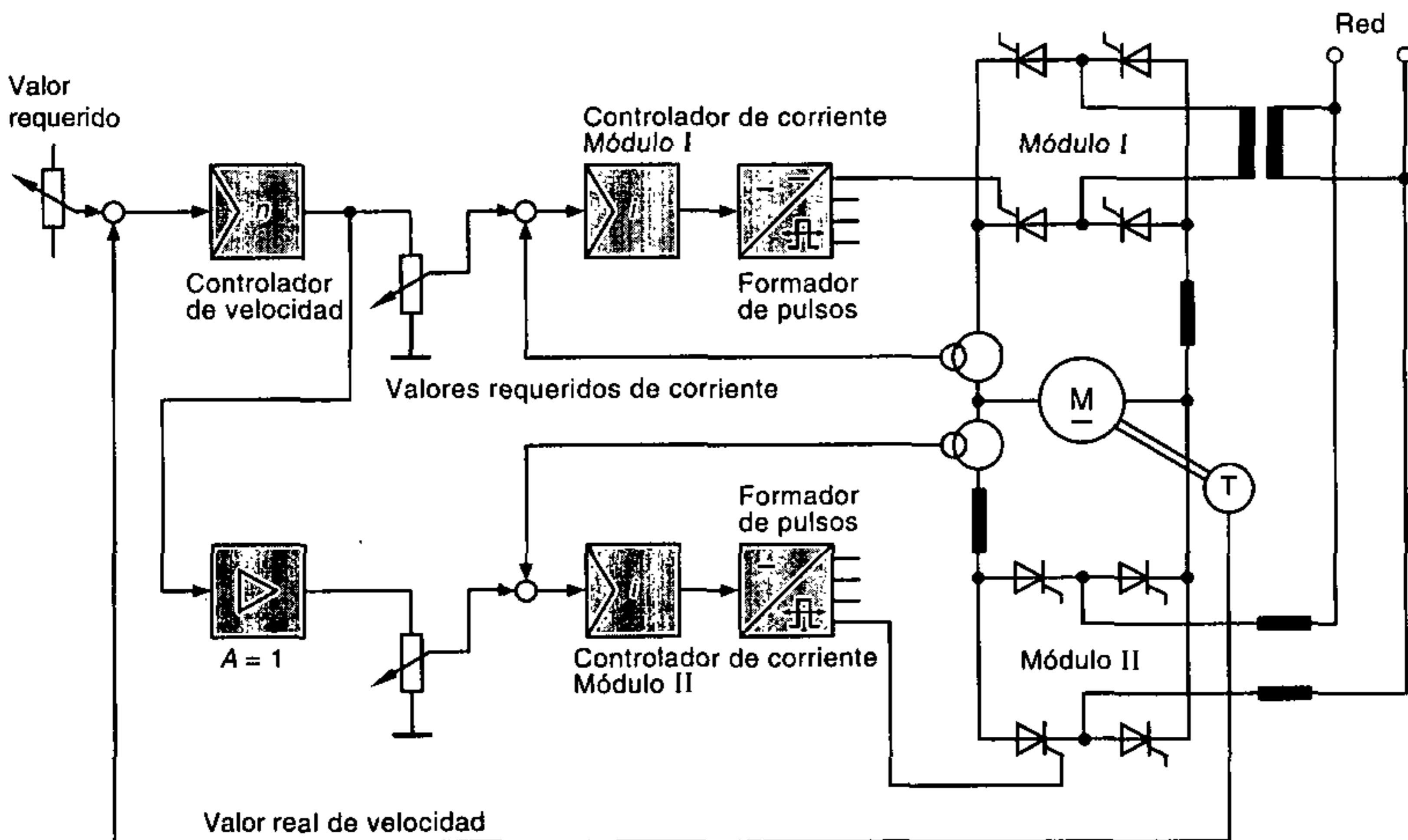


Figura 6.51 Principio de control de un circuito antiparalelo con circulación de corriente

En el circuito antiparalelo se utilizan dos equipos estándar que son simplemente entrelazados con respecto a la ingeniería de control. La transferencia de corriente desde un puente de tiristor hacia el otro tiene lugar sin contacto cuando cambia la polaridad del valor requerido de corriente. Si la salida es negativa, el controlador de velocidad del equipo de control trabaja conjuntamente con el controlador de corriente de su propio equipo, y si la salida es positiva, con el controlador de corriente del otro equipo, a través del amplificador inversor del equipo II permanentemente realimentado negativamente. Los límites de corriente son ajustables separadamente para los dos equipos.

Debido a que en el caso de los controladores de corriente es posible especificar un valor requerido básico, se puede ajustar una corriente de circulación en estado constante. Para el aislamiento eléctrico, uno de los dos módulos convertidores se alimenta a través de un transformador convertidor, mientras el otro módulo se alimenta utilizando bobinas de red.

## **6.9 Optimización del ajuste de controladores**

### **6.9.1 Generalidades**

Para que un controlador trabaje tan apropiadamente como sea posible en el caso de cambios en la variable de perturbación o variable de referencia de entrada, éste debe ser acoplado a la sección de control actuación. En la ingeniería de control se conocen diferentes métodos matemáticos y experimentales, mediante los cuales se puede efectuar la optimización. Sin embargo, una explicación de todos estos métodos excedería los límites de este libro de texto.

Por lo tanto, en esta sección intentaremos describir un método de optimización experimental, aplicable a los circuitos de control de velocidad con lazo de control de corriente interno utilizando controladores PI. La realimentación del controlador se dimensiona de forma que cuando ocurren cambios en la variable de referencia de entrada o variable de perturbación, el valor requerido de la variable controlada se alcance tan rápido, preciso y libre de oscilaciones como sea posible.

En la práctica, los equipos que han sido comprobados para operaciones de balance en controladores realimentados son, por ejemplo, aquéllos en los cuales un número de valores de resistencia y capacitancia se pueden ajustar con un botón giratorio. Estos circuitos RC variables también son conocidos bajo los nombres «optimizador» y «década RC».

### **6.9.2 Guías de optimización**

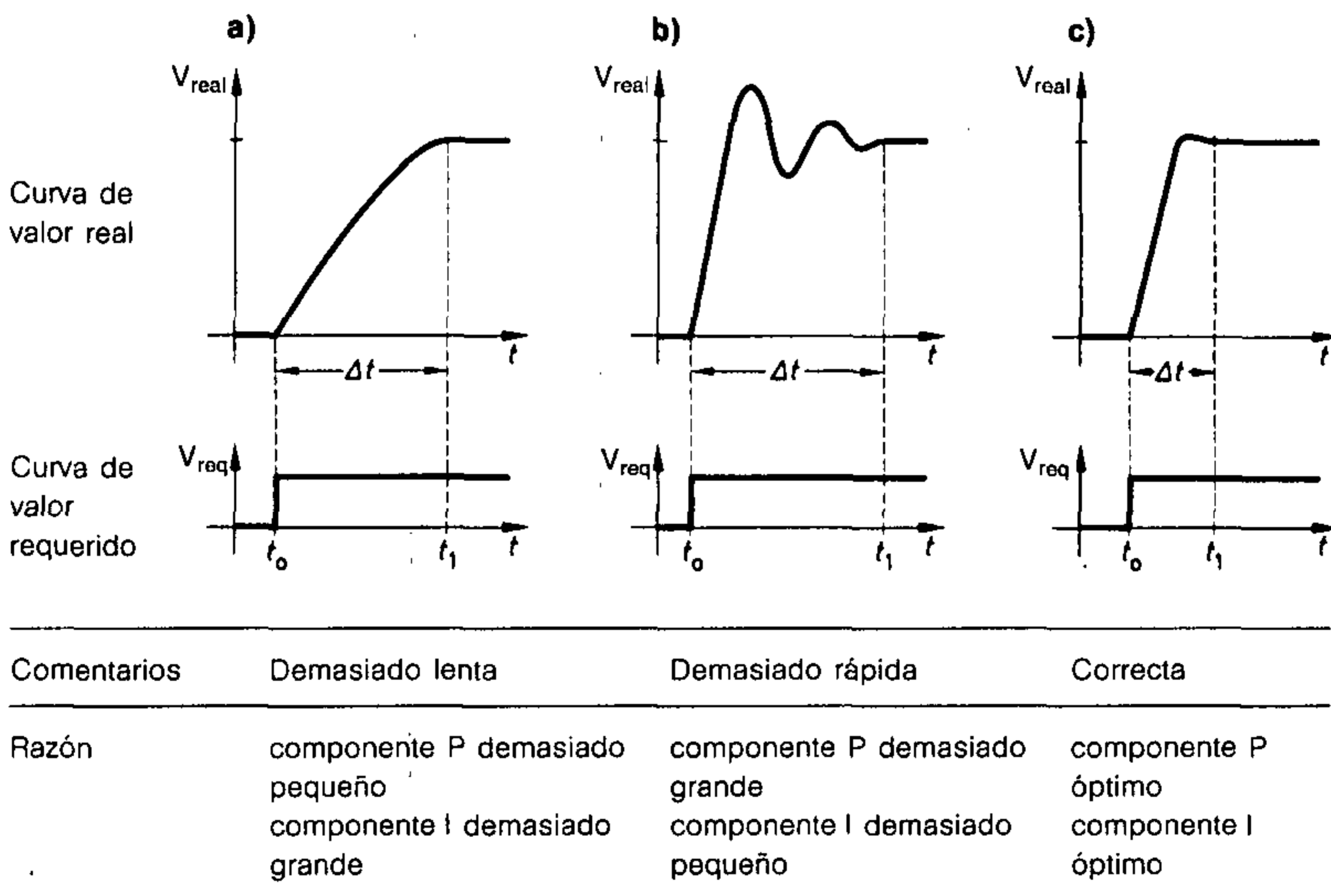
En el caso de control de velocidad en lazo cerrado con lazo de control de corriente interno, el proceso de optimización comienza con el balance del circuito de control de corriente. Con el objeto de evitar los efectos de las influencias de perturbación se deberían seguir las siguientes instrucciones:

## 6.9 Optimización del ajuste de controladores

- Desconecte el campo de excitación
- Lleve el motor a la paralización y, en algunos casos, bloquee mecánicamente la armadura
- Desconecte la adaptación de corriente si es prescrito por el fabricante
- Ajuste la limitación de corriente a la mitad de la corriente nominal del motor
- Conecte temporalmente el controlador de velocidad como controlador P
- Con un circuito variable RC determine consecutivamente la resistencia y capacitancia óptimas de la realimentación del controlador
- Incorpore al controlador los valores de resistencia y capacitancia determinados.

Cuando se determinan los valores de R y C, el potenciómetro de valor requerido debería proveer brevemente valores requeridos súbitos. Las funciones de transferencia asociadas (respuestas al escalón) deben entonces observarse a través de un osciloscopio o trazador de curvas.

Generalmente, cuando se evalúan las respuestas al escalón, de acuerdo a la **figura 6.52**, se pueden distinguir los siguientes tres casos:



**Figura 6.52** Comportamiento de la variable controlada con respecto al tiempo

Con una apariencia plana de la función de transferencia, el componente P es demasiado pequeño o el componente I es demasiado grande. Consecuentemente, ya sea el valor de la resistencia proporcional es demasiado pequeño o la capacitancia del condensador de integración es demasiado alta.

Con una apariencia excesivamente empinada y sobreoscilaciones de la función de transferencia, la resistencia  $R$  es demasiado grande o la capacitancia es demasiado pequeña. La respuesta al escalón es óptima cuando  $R$  y  $C$  se escogen de forma que se obtenga una curva tan cercana al escalón como sea posible con una pequeña y breve copa de sobreoscilación.

Las afirmaciones hechas utilizando la figura 6.52 se aplican tanto para la optimización del controlador de corriente como para la optimización del controlador de velocidad. En la práctica, debido al factor de rizo del convertidor, la función de transferencia del controlador de corriente no tiene una curva tan cercana al escalón como la función comparable del controlador de velocidad.

En complemento a la optimización de corriente, el bobinado del campo de excitación es reconectado y el equipo de bloqueo removido. La adaptación del controlador de velocidad toma lugar similarmente en base a la figura 6.52. Sin embargo, en este caso se debe tomar en cuenta que el tiempo de recuperación  $\Delta t = t_1 - t_0$  depende no solamente de la masa del volante del impulsor, sino también del ajuste del límite de corriente. Por lo tanto es recomendable, cuando se ajusta el controlador de velocidad, ajustar el límite a la corriente nominal.

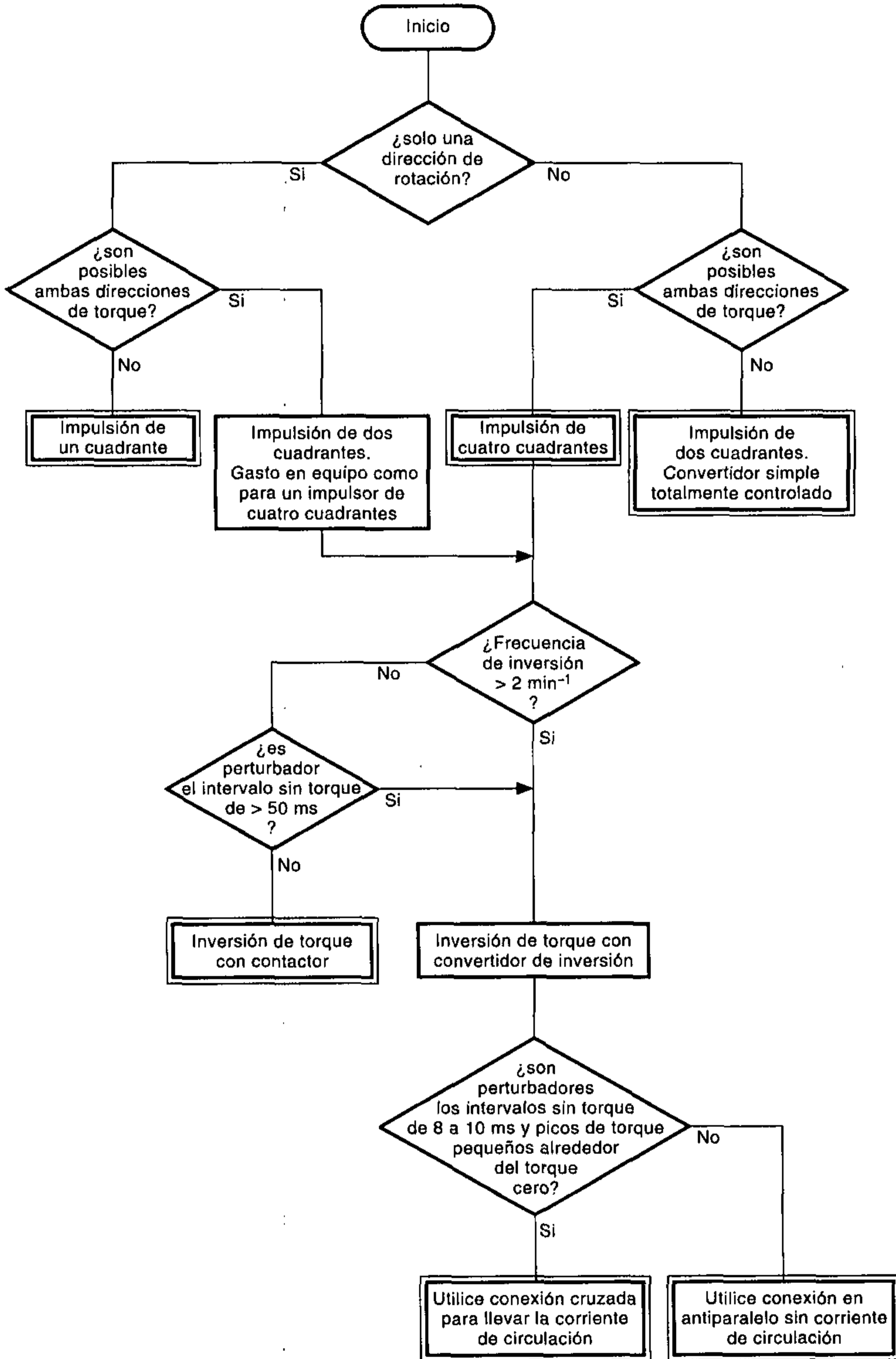
En casos particulares, por ejemplo cargas tipo pico, un componente  $D$  adicional en el controlador  $n$  puede traer consigo un mejoramiento adicional del rendimiento de recorrido. Sin embargo, en tales casos debería excluirse el alisamiento del valor real ( $C 13$  en la figura 6.27). Tal conexión  $D$  puede efectuarse, por ejemplo, en el caso del convertidor CP 412, mediante la operación de un pequeño interruptor selector.

## 6.10 Determinación del modo de operación del convertidor

El diagrama de flujo reproducido en la **figura 6.53** se ha probado frecuentemente en la práctica para determinar el gasto del convertidor.

El diagrama está muy difundido en la literatura de los fabricantes. A partir de éste, es posible escoger entre los dispositivos listados, de acuerdo a la corriente, tensión y designación de tipo.

6.10 Determinación del modo de operación del convertidor



**Figura 6.53** Diagrama de selección para determinar el convertidor de acuerdo a los requerimientos mecánicos



## 6.11 Símbolos utilizados

### 6.11.1 Tensiones

$U_A$	Tensión de armadura
$U_{d\alpha}$	Tensión de control de fase
$U_E$	Tensión de excitación
$U_F, U_{\text{campo}}$	Tensión de campo
$U_{\text{aux}}$	Tensión auxiliar
$U_{\text{real}}$	Tensión de valor real
$U_{\text{ter}}$	Tensión de terminales
$U_{\text{ref.maest.}}$	Tensión de referencia maestra
$U_{\text{req}}$	Tensión de valor requerido
$U_{\text{sinc}}$	Tensión de sincronización
$U_{\text{taco}}$	Tensión del tacómetro
$U_0$	Tensión inducida

### 6.11.2 Corrientes

$I$	Corriente del motor serie
$I_A$	Corriente de armadura
$I_d$	Corriente continua
$I_E$	Corriente de excitación
$I_{\text{aux}}$	Corriente auxiliar de la bobina transductora
$I_{\text{real}}$	Valor real de corriente
$I_{\text{motor}}$	Corriente de motor
$I_{\text{nom}}$	Corriente nominal
$I_{\text{req}}$	Valor requerido de corriente

### 6.11.3 Otras magnitudes

$d$	Diámetro
$F$	Fuerza
$G$	Fuerza debida al peso
$h$	Altura
$M$	Torque del motor
$M_{\text{acel}}$	Torque de aceleración
$M_{\text{ang}}$	Momento angular

## 6.11 Símbolos utilizados

$M_{\text{nom}}$	Torque nominal
$M_{\text{res}}$	Momento resistivo
$N$	Polo magnético norte
$n$	Velocidad de rotación
$n_{\text{real}}$	Valor real de velocidad
$n_{\text{req}}$	Valor requerido de velocidad
$n_0$	Velocidad en vacío
$P_{\text{el}}$	Potencia eléctrica
$P_{\text{mec}}$	Potencia mecánica
$r$	Radio
$R_A$	Resistencia de armadura
$R_{\text{ser}}, R_1$	Resistencia serie
$S$	Polo magnético sur
$s$	Desplazamiento
$t$	Tiempo
$T_{\text{rec}}$	Tiempo de recuperación
$t_{\text{do}}$	Tiempo de separación del contactor de inversión
$t_{\text{pi}}$	Tiempo de tracción del contactor de inversión
$T_1$	Constante de tiempo
$T_{\text{real}}$	Constante de tiempo del valor real de alisamiento
$T_{\text{reajuste}}$	Tiempo de reajuste
$t_{\text{so}}$	Tiempo total de conmutación
$T_{\text{deriv}}$	Tiempo de derivación
$t_d$	Tiempo de retardo
$v$	Velocidad
$A_p$	Amplificación proporcional
$W_{\text{mec}}$	Energía mecánica
$\delta$	Ancho del espacio de aire
$\eta$	Eficiencia
$\eta_{\text{Mot nom}}$	Eficiencia nominal del motor
$\Phi_A$	Flujo magnético del campo de armadura
$\Phi_E$	Flujo magnético del campo de excitación
$\Phi_{E \text{ nom}}$	Flujo de excitación nominal
$\omega$	Velocidad angular
$\omega_{\text{nom}}$	Velocidad angular nominal

## 7 Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico

### 7.1 Sistema trifásico

#### 7.1.1 Conexión estrella y delta

Un sistema trifásico usualmente consiste de tres sistemas de corriente alterna entrelazados, en los cuales las tensiones tienen una curva sinusoidal y están desplazadas  $120^\circ$  una respecto de otra. Sin embargo, en redes de baja tensión, se utilizan cuatro conductores para transmitir potencia, puesto que éstos hacen posible derivar la tensión entre dos conductores de fase o entre un conductor de fase y el conductor neutro. Las cargas trifásicas se pueden conectar en delta o en estrella (figura 7.1).

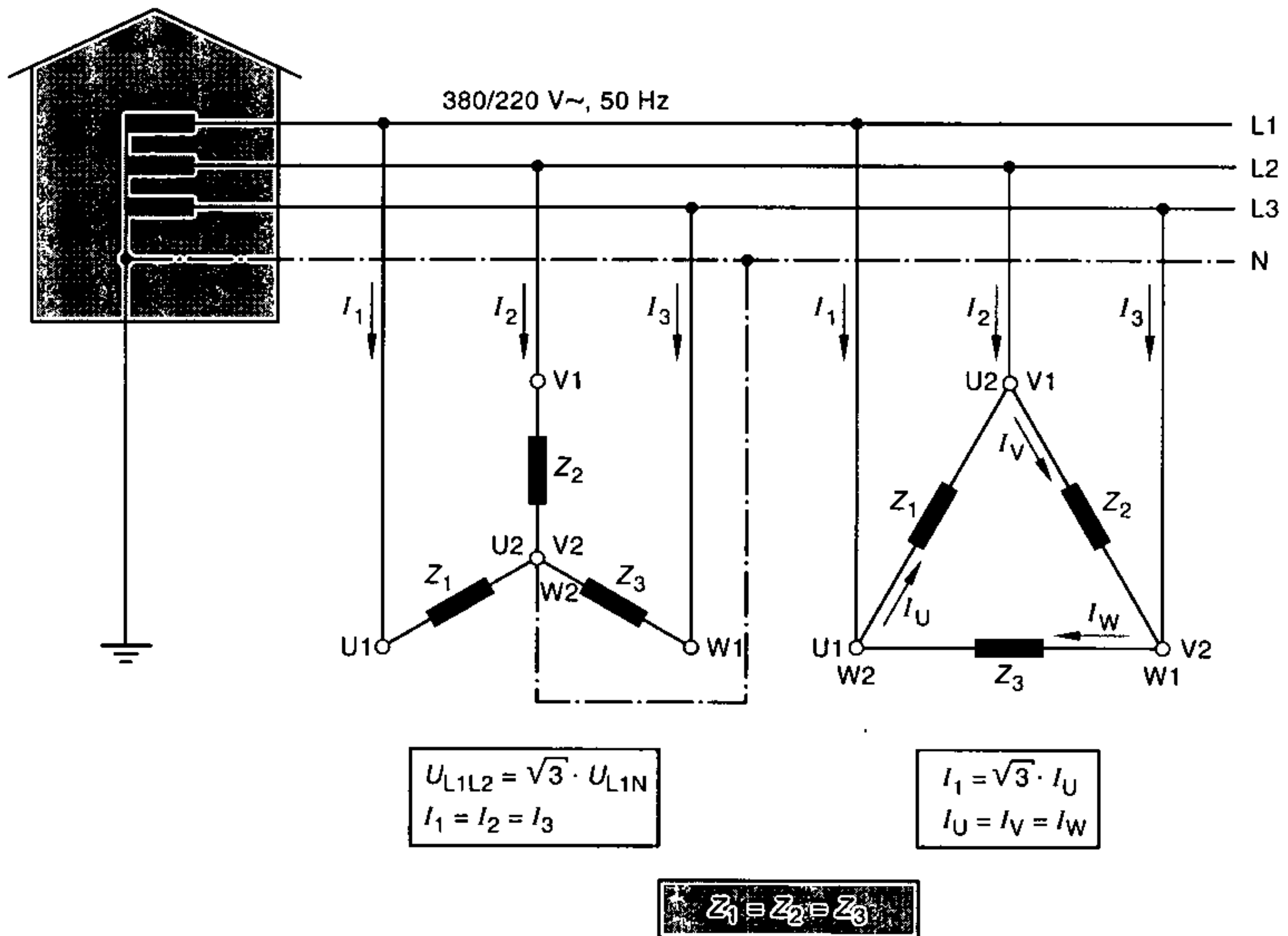


Figura 7.1 Sistema trifásico con cargas conectadas en delta y conectadas en estrella

Con las cargas más comunes, las tres impedancias interconectadas son iguales, es decir,  $Z_1 = Z_2 = Z_3$ . En tal red trifásica cargada simétricamente, la suma de las corrientes de línea es cero. No existe corriente fluyendo en el conductor neutro, de manera que este se puede suprimir cuando la carga se conecta en estrella.

## 7.1 Sistema trifásico

Las siguientes relaciones se aplican al consumo de potencia de cargas simétricas:

*Conexión estrella:*

$$S_Y = 3 \cdot U_{L1N} \cdot I_1$$

$$S_Y = 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{L1L2} \cdot I_1$$

Consecuentemente

$$S_Y \text{ y } S_\Delta = \sqrt{3} \cdot U_{L1L2} \cdot I_1$$

y

$$P_Y \text{ y } P_\Delta = \sqrt{3} \cdot U_{L1L2} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1.$$

*Conexión delta:*

$$S_\Delta = 3 \cdot U_{L1L2} \cdot I_U$$

$$S_\Delta = 3 \cdot U_{L1L2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_1$$

### 7.1.2 Consumo de potencia con cargas simétricas

A partir de las ecuaciones de arriba sigue que la potencia se calcula utilizando los mismos factores, para conexión estrella y conexión delta. Mediante referencia al volumen I, una vez más demostraremos que, por ejemplo, para una carga simétrica con tres resistencias iguales, el consumo de potencia realmente depende del tipo de conexión.

*Dado:*  $U = 380 \text{ V}/220 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$   
 $R_1 = R_2 = R_3 = 100 \Omega$   
 $\cos \varphi = 1$

*Caso a: Conexión estrella*

$$P_Y = 3 \cdot U_{L1N} \cdot I_1 \text{ con } I_1 = \frac{U_{L1N}}{R_1}$$
$$= 3 \cdot \frac{U_{L1N}^2}{R_1}$$

$$P_Y = 3 \cdot \frac{(220 \text{ V})^2}{100 \Omega}$$

$$P_Y = 1452 \text{ W}$$

*Caso b: Conexión delta*

$$P_\Delta = 3 \cdot U_{L1L2} \cdot I_U \text{ con } I_U = \frac{U_{L1L2}}{R_1}$$
$$= 3 \cdot \frac{U_{L1L2}^2}{R_1}$$

$$= 3 \cdot \frac{(380 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 3 \cdot \frac{(\sqrt{3} \cdot 220)^2}{100 \Omega}$$

$$P_\Delta = 9 \cdot \frac{(220 \text{ V})^2}{100 \Omega} = 4356 \text{ W}$$

La comparación de los casos a) y b) consecuentemente da:

$$P_\Delta = 3 P_Y$$

## 7.2 Motor asíncrono trifásico

### 7.2.1 Generalidades

Además de los motores de corriente continua considerados en la sección 6.1, las máquinas síncronas y asíncronas se están utilizando cada vez más en la ingeniería de impulsión eléctrica. Los términos síncrono y asíncrono se refieren a una comparación de la velocidad de rotación del motor (rotor) y la velocidad del campo giratorio. El campo giratorio es una característica del sistema de corriente alterna multifase, el cual se considerará en la siguiente sección.

Desde el punto de vista de las características mecánicas, el motor asíncrono trifásico con un rotor en jaula de ardilla ofrece la solución más favorable. No obstante, este tipo de motor no ha sido generalmente adoptado como máquina de impulsión, puesto que, en la impulsión de velocidades variables, el reducido costo del motor se compensa por el elevado gasto en la electrónica de potencia.

Por esta razón, ha sido el motor de corriente continua el que en el pasado ha dominado la impulsión de alimentación de convertidores. Puesto que la favorable tendencia de los precios y las considerablemente mejores características de los semiconductores de potencia en los recientes tiempos han incrementado la parte del mercado de inversores y convertidores, es concebible que la impulsión trifásica pueda hacer una competencia económica comparada con la impulsión de corriente continua.

### 7.2.2 Modo de operación

La parte activa de una máquina asíncrona trifásica consiste de laminaciones del estator y rotor y los bobinados correspondientes. El bobinado del estator se construye a partir de tres sistemas individuales, arreglados alrededor de la periferia del estator, separados  $120^\circ$  (**figura 7.2**). En la versión de deslizamiento (vea la sección 7.2.3.2), el rotor lleva un bobinado trifásico igual que el estator, o en la versión en jaula de ardilla un bobinado en jaula de ardilla en el cual las barras/bobinados individuales están conectados juntos en ambos extremos.

#### 7.2.2.1 Generación de torque

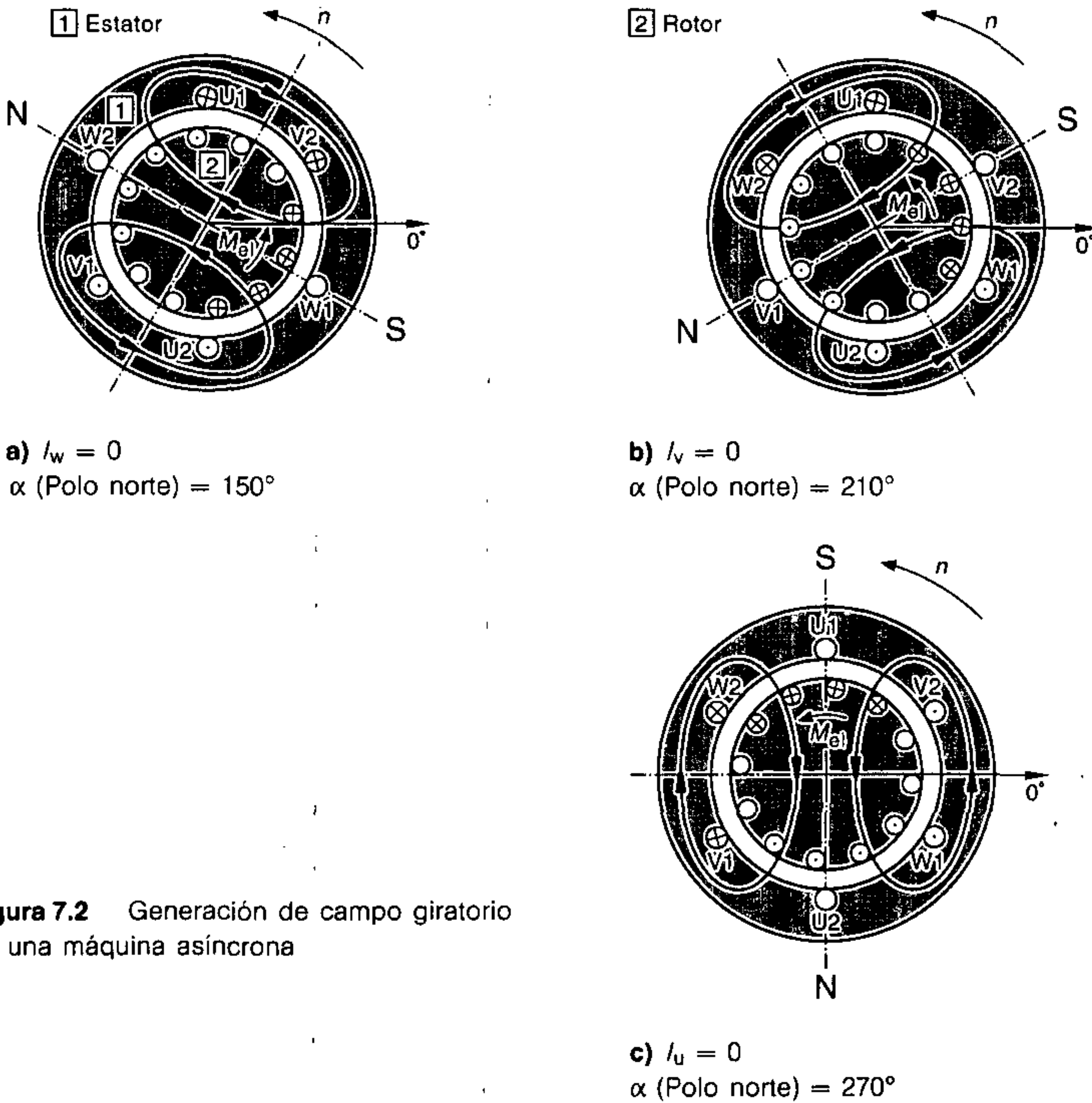
Un motor asíncrono trifásico se puede considerar básicamente como un transformador en el cual el bobinado secundario está montado giratoriamente sobre un núcleo de hierro separado en el interior de la parte primaria (estator). Si los tres sistemas de bobina del estator están conectados a un sistema trifásico, las corrientes del estator construyen un campo magnético resultante que rota y por lo tanto se denomina campo giratorio.

Por lo tanto en las bobinas del rotor estacionario o más lentamente rotativo (asíncronamente), las corrientes son inducidas por el campo giratorio del estator, que a su vez produce el campo del rotor el cual busca acoplarse al campo del estator. El torque generado es proporcional al producto del campo del estator ( $B_1$ ) y la corriente del rotor ( $I_2$ ).

$$M \sim B_1 \cdot I_2 \text{ (subíndice 1 } \triangleq \text{ estator; subíndice 2 } \triangleq \text{ rotor)}$$

## 7.2 Motor asíncrono trifásico

Puesto que, girando sincronamente, las corrientes del rotor llegan a ser cero (cambio de flujo en el rotor  $\Delta\Phi = 0$ ), en sincronismo el torque también llega a ser cero.



**Figura 7.2** Generación de campo giratorio en una máquina asíncrona

### 7.2.2.2 Inversión del campo giratorio

Como claramente se ha mencionado, el campo giratorio es el responsable del movimiento rotativo de un motor asíncrono. Por ejemplo, existe un campo giratorio izquierdo en la representación de la figura 7.2 y el patrón de campo efectivo en el estator del motor se mueve en sentido antihorario.

En contraste a la máquina de corriente continua, en un motor trifásico el movimiento de rotación se genera a través de las corrientes del estator. Para invertir la dirección de rotación del rotor, se tiene que cambiar la dirección de rotación del campo giratorio. Esto se puede realizar fácilmente intercambiando dos conexiones de la placa de terminales del motor, por ejemplo L 1 y L 2.

En la práctica, este efecto se utiliza para cambios operacionales de la dirección de rotación con el ampliamente utilizado circuito contactor de inversión (vea la sección 2.3.4.4).

### 7.2.2.3 Número de pares de polos

El modelo de motor representado en la figura 7.2 tiene solamente un par de polos ( $p' = 1$ ) o dos polos ( $p = 2, p' = 2$ ) por fase. Sin embargo, las máquinas reales se pueden diseñar con cuatro, seis o más polos por fase. Dos polos adyacentes siempre forman un par. En una máquina de dos polos, un par de polos se extienden tridimensionalmente sobre un ángulo de  $180^\circ \cong \pi$ . Desde el punto de vista electromagnético, sin embargo, el ángulo total  $360^\circ \cong 2\pi$  se asigna a cada par de polos.

Mientras que en los sistemas eléctricos, la velocidad angular o frecuencia angular es  $\omega_{el} = 2\pi f$ , cuando se determina la velocidad angular tridimensional  $\omega_r$ , también se debe tomar en cuenta el número de pares de polos, y obtenemos:

$$\omega_r = \frac{\omega_{el}}{p'} = \frac{2\pi f}{p'}$$

Si se introduce la velocidad de rotación síncrona  $n_s = \frac{f}{p'}$ , obtenemos:

$$\omega_r = 2\pi \cdot n_s.$$

Puesto que, sin embargo, de acuerdo a la sección 7.2.2.1, se requiere una diferencia de velocidad de rotación entre el campo giratorio y el rotor en una máquina asíncrona, la velocidad de rotación real  $n$  del rotor está siempre por debajo de la correspondiente velocidad síncrona  $n_s$ . Como una magnitud relacionada, la diferencia de velocidad de rotación  $\Delta n = n_s - n$  da el deslizamiento:

$$s = \frac{\Delta n}{n_s} = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Por lo tanto se aplica lo siguiente para la velocidad del rotor  $n = n_s - \Delta n$ :

$$n = n_s \left(1 - \frac{\Delta n}{n_s}\right) = n_s (1 - s)$$

Con la magnitud  $n_s = \frac{f}{p'}$  ya dada, esto da  $n = \frac{f}{p'}(1 - s)$ . Esta relación contiene magnitudes físicas, las cuales cuando se varían, bajo otras condiciones constantes, producen un cambio en la velocidad de rotación de la máquina asíncrona trifásica.

Mientras que la frecuencia y el deslizamiento pueden ser influenciados mediante circuitos apropiados (vea la sección 7.4), el número de pares de polos es una magnitud de diseño firmemente especificada. Solamente en diseños especiales son posibles cambios simples de velocidad en base de separar bobinados con diferentes números de pares de polos o con bobinados de cambio de polos (circuito Dahlander).

## 7.2.3 Tipos de diseño

### 7.2.3.1 Rotor en jaula de ardilla

Debido a su construcción simple y robusta, el «rotor en jaula de ardilla» es el motor asíncrono en uso común. El estator consiste de una carcasa de motor en la cual está insertada un núcleo de estator laminado. El bobinado del estator (bobinado primario) está acomodado en ranuras del núcleo laminado. Los extremos de los bobinados están usualmente conectados a una placa de terminales, de manera que el bobinado del estator se puede operar conectándolo en estrella y en delta.

7.2 Motor asíncrono trifásico

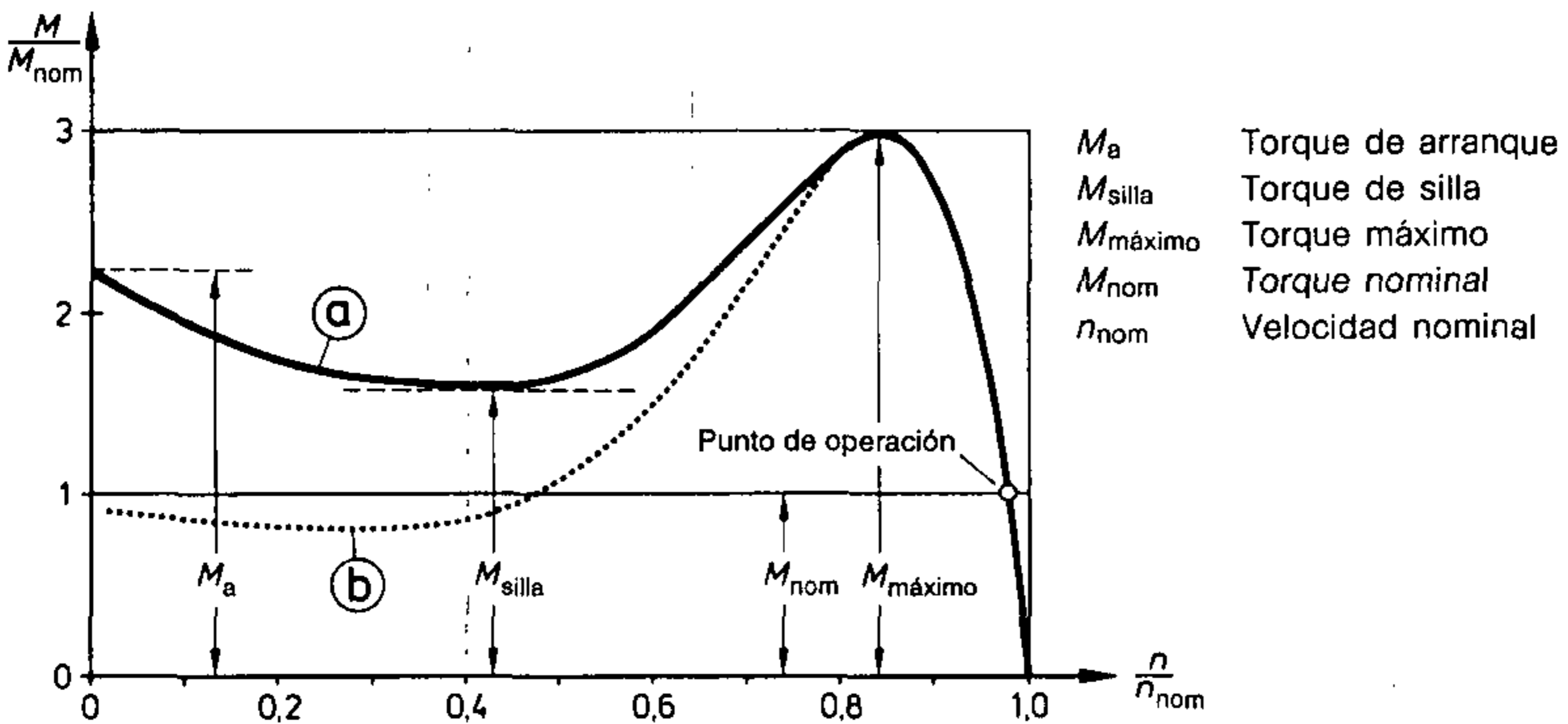
Uno tiene que asegurarse, sin embargo, que la tensión nominal del bobinado no sea excedida. Una indicación de tensión de 220 V/380 V significa una tensión nominal de 220 V por fase del bobinado. Para nueva operación normal con una tensión de línea de 380 V (figura 7.1), este motor consecuentemente sólo puede ser operado con conexión en estrella. Para permitir la operación con conexión en delta, a una tensión de línea de 380 V, se debe usar un motor con indicación de tensión 380 V/660 V. Estos motores también pueden ser usados para conmutación estrella/delta.

Como ya ha sido mencionado, el rotor está montado giratoriamente en el estator. Este consiste de un eje que lleva el núcleo laminado del rotor. Las barras del bobinado del rotor en jaula de ardilla, hechas de cobre o aluminio, están arregladas en las ranuras del núcleo laminado del rotor. En ambos extremos del núcleo laminado del rotor, las barras están conductivamente conectadas con anillos de cortocircuito.

El rendimiento operacional de los motores en jaula de ardilla se caracteriza por una alta corriente de arranque con un bajo torque de arranque.

La corriente de arranque puede exceder la corriente nominal en un factor de 7 a 10. La razón para esto radica en el hecho que, cuando el motor está parado, la baja resistencia del rotor en jaula de ardilla se comporta como un bobinado de transformador cortocircuitado.

Cuando el motor está parado, la frecuencia de la tensión inducida en el rotor coincide con la frecuencia del sistema, de manera que en este caso la resistencia inductiva del bobinado de la jaula de ardilla  $X_2 = 2 \pi f_2 \cdot L_2$  está en su máximo. Esta resistencia inductiva produce un desfase de  $\approx 90^\circ$  entre tensión de estator y corriente de estator.



- a) Motor con desplazamiento de corriente.
- b) Motor en jaula de ardilla sin desplazamiento de corriente

Figura 7.3 Curvas características de torque/velocidad de motores asíncronos



A partir de la relación general

$$P = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

sigue que, a pesar de la elevada corriente de arranque, el consumo de potencia activa del motor es muy pequeña, debido al bajo factor de potencia en el instante de encendido. El torque de arranque es correspondientemente pequeño. La curva característica de torque (b) del motor en jaula de ardilla también se muestra en la **figura 7.3**.

### 7.2.3.2 Rotor con desplazamiento de corriente

Asumiendo una tensión de estator constante y una resistencia de rotor invariable, la característica de torque de los motores asíncronos depende solamente de la velocidad de rotación. Como muestra la figura 7.3, ésta arranca en estado de reposo en  $n = 0$  con el torque de arranque  $M_a$  y termina en sincronismo ( $n = n_s$ ) con  $M = 0$ .

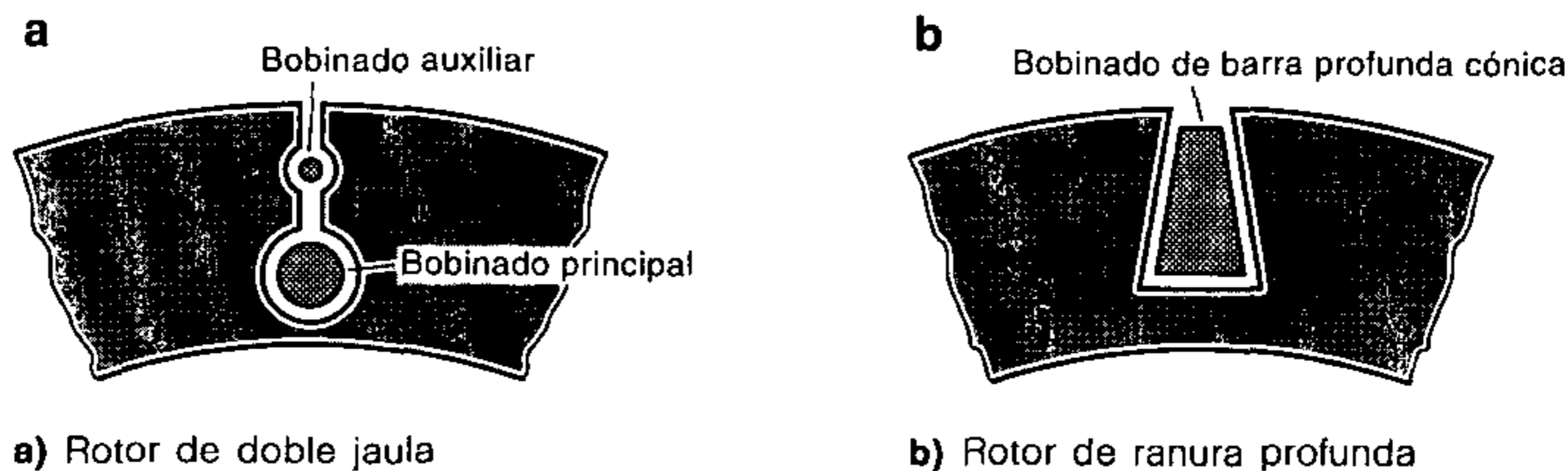
Para evitar el comportamiento desfavorable de arranque del motor en jaula de ardilla, se acostumbra utilizar rotores especiales, particularmente para altas potencias. En la ingeniería eléctrica, se hace una distinción principal entre motores de doble jaula y de ranura profunda, las secciones transversales de cada uno están reproducidas en la **figura 7.4**.

Ya que los efectos de ambos bobinados de rotor especiales son similares, aquí describiremos el efecto de un mejoramiento de arranque únicamente para el ejemplo del motor de doble jaula.

Como se muestra en la figura 7.4a la jaula auxiliar exterior está formada de barras delgadas con una resistencia relativamente alta. Por el contrario, la jaula principal interna está conformada por barras gruesas con una resistencia correspondientemente baja.

La inductancia del bobinado principal de este rotor es mayor que la inductancia del bobinado auxiliar, debido a que el bobinado principal está más profundamente introducido en el hierro. Además en el momento del arranque coinciden la frecuencia de la corriente de rotor inducida con la de la frecuencia del sistema.

En base a estas relaciones, la corriente inducida es desplazada hacia el bobinado exterior y es limitada por la resistencia óhmica de este bobinado. Conforme aumenta la velocidad de rotación, la frecuencia de las corrientes del rotor y el componente reactivo del bobinado principal se reducen, de forma que la corriente fluye entonces preferiblemente por la jaula interior, de baja resistencia. Debido a que durante el arranque también mejora el  $\cos \varphi$ , existe un cambio en la curva característica, como muestra la figura 7.3 desde b hacia a.



**Figura 7.4** Tipos especiales de rotor

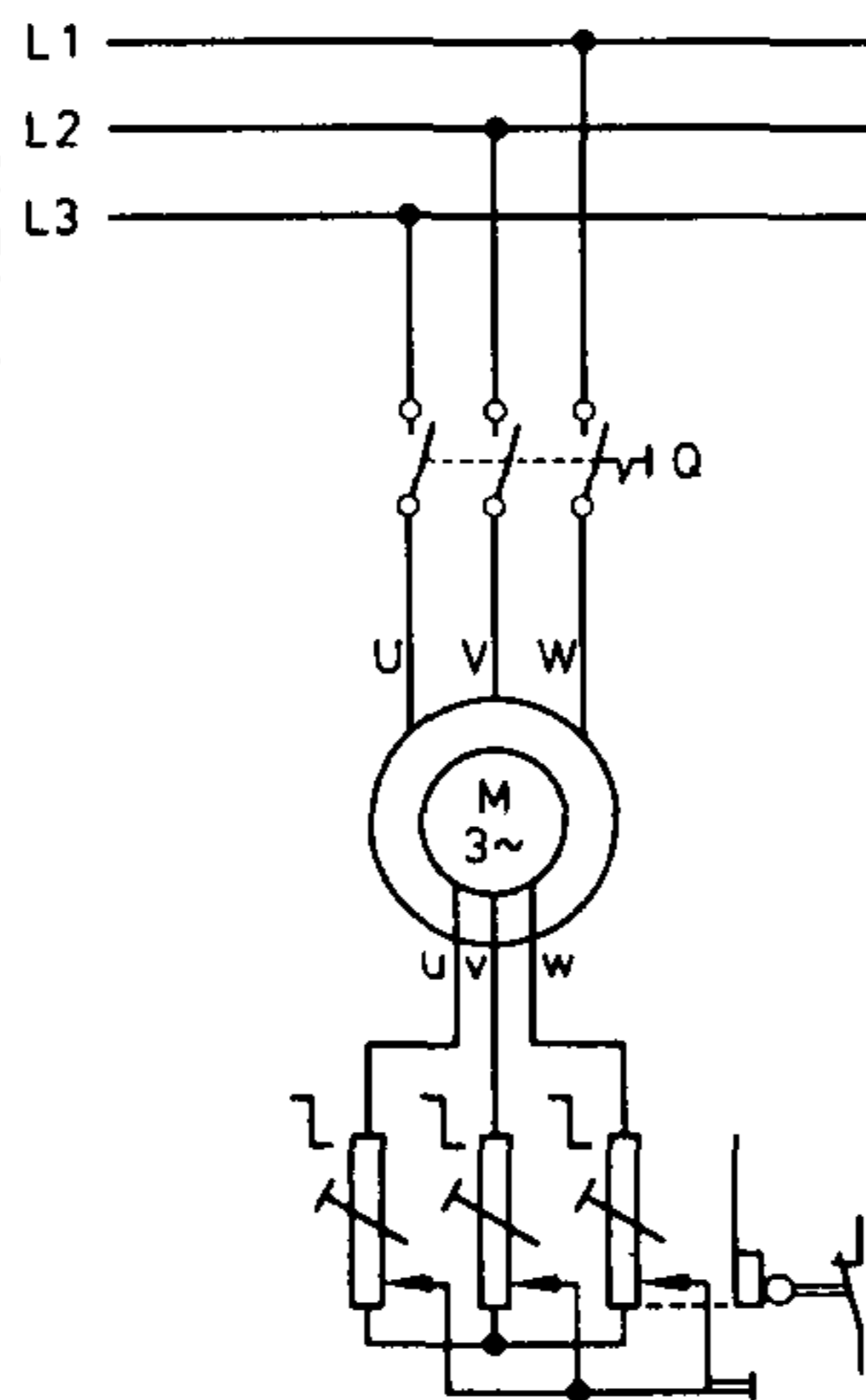
## 7.2 Motor asíncrono trifásico

En la región entre el torque de arranque y el torque máximo, la característica del torque es también considerablemente más favorable que la de un motor en jaula de ardilla ordinario.

### 7.2.3.3 Rotor de anillos rozantes

El motor de anillos rozantes no difiere en su comportamiento físico o en su construcción de estator de los tipos de motor considerados hasta aquí.

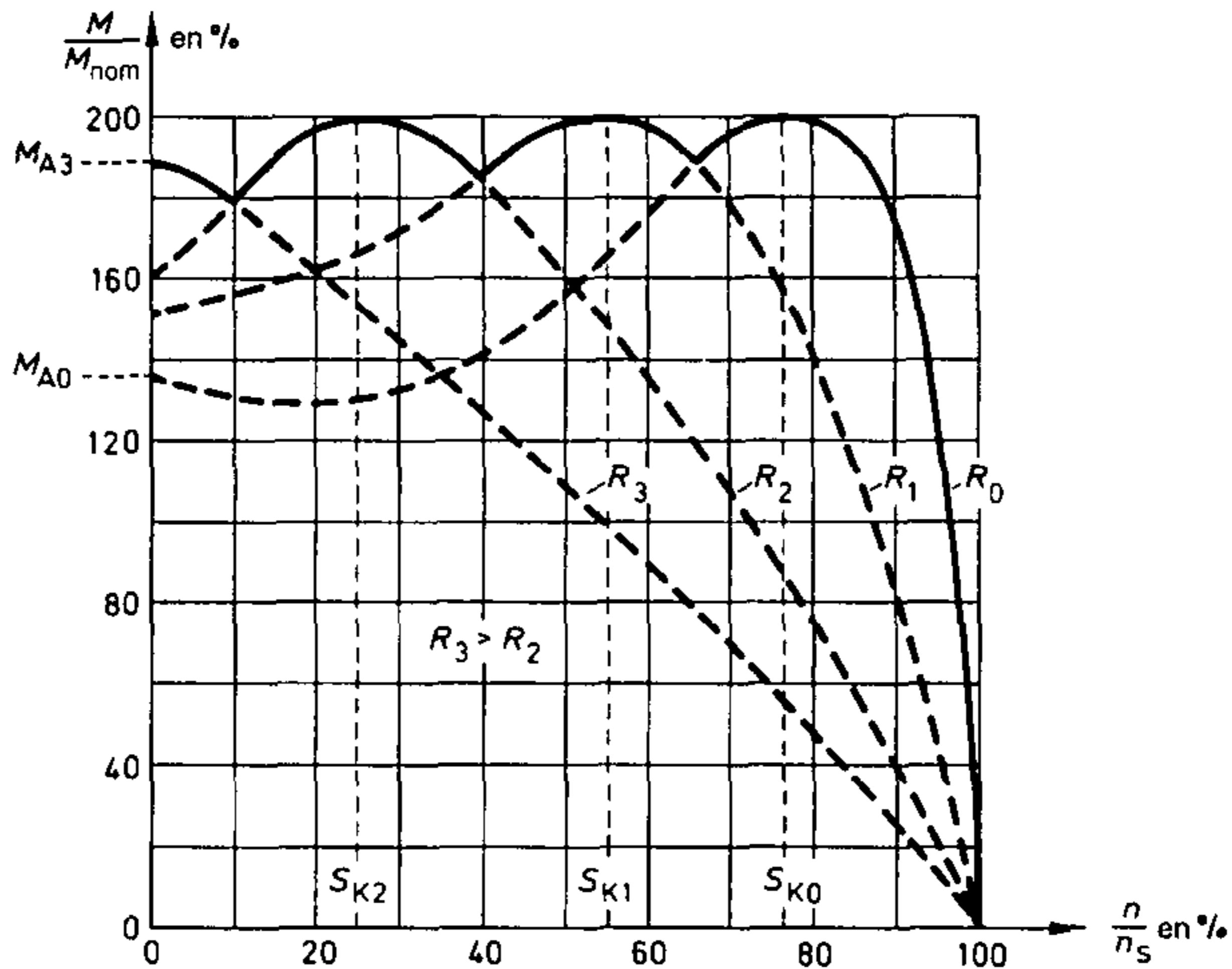
El rotor, sin embargo, contiene un bobinado «real», que, en la versión trifásica, está conectado en estrella. Los tres extremos de los bobinados están conectados mediante anillos rozantes, sobre los cuales descansan escobillas de carbón. Durante la fase de arranque, las resistencias de arranque son conmutadas a través de estas escobillas y son cortocircuitadas después de la puesta en funcionamiento (**figura 7.5**).



**Figura 7.5** Motor trifásico de rotor de anillos rozantes con resistencias de arranque

La conexión de resistencias en el rotor causa una reducción de la corriente de arranque, con un simultáneo incremento del torque de arranque. Este efecto también es causado, entre otras cosas, por un mejoramiento del  $\cos \varphi$  en el circuito del rotor.

Con una desconexión gradual de las resistencias de arranque, se aplica la curva característica de línea continua de la **figura 7.6**, donde  $R_0$  representa la resistencia de rotor con anillos rozantes cortocircuitados. A través de una selección correcta de  $R_3$ , se puede lograr incluso que el torque máximo posible aparezca como torque de arranque a una velocidad de rotación de  $n = 0$ .



**Figura 7.6** Curvas características torque/velocidad de una máquina asíncrona con diferentes resistencias de rotor

Por virtud de este comportamiento de arranque favorable, se escoge el motor de anillos rozantes para grandes impulsores, el cual algunas veces tendrá que ser puesto en marcha con fuertes cargas (denominado arranque de alta inercia). Básicamente, la velocidad de rotación es continuamente variable en un cierto rango por medio de las resistencias del circuito de rotor. Esta posible aplicación se considera con mayor detalle en la sección 7.4.3.

## 7.3 Motor y máquina impulsada

### 7.3.1 Generalidades

Como se mencionó para los impulsores de corriente continua en el capítulo 6, existe similarmente el problema, cuando se diseñan impulsores trifásicos, de conseguir una combinación óptima de los motores producidos en serie, máquinas impulsadas y convertidores de potencia. Para facilitar el trabajo al lector, consideraremos aquí brevemente las magnitudes características requeridas. Mediante referencia a la figura 6.13, el diagrama operacional representado en la **figura 7.7** se aplica a un impulsor trifásico.

Lo siguiente se aplica en la cercanía a las líneas de aproximación de este diagrama operacional:

$$\frac{s}{s_{nom}} = \frac{M}{M_{nom}}$$

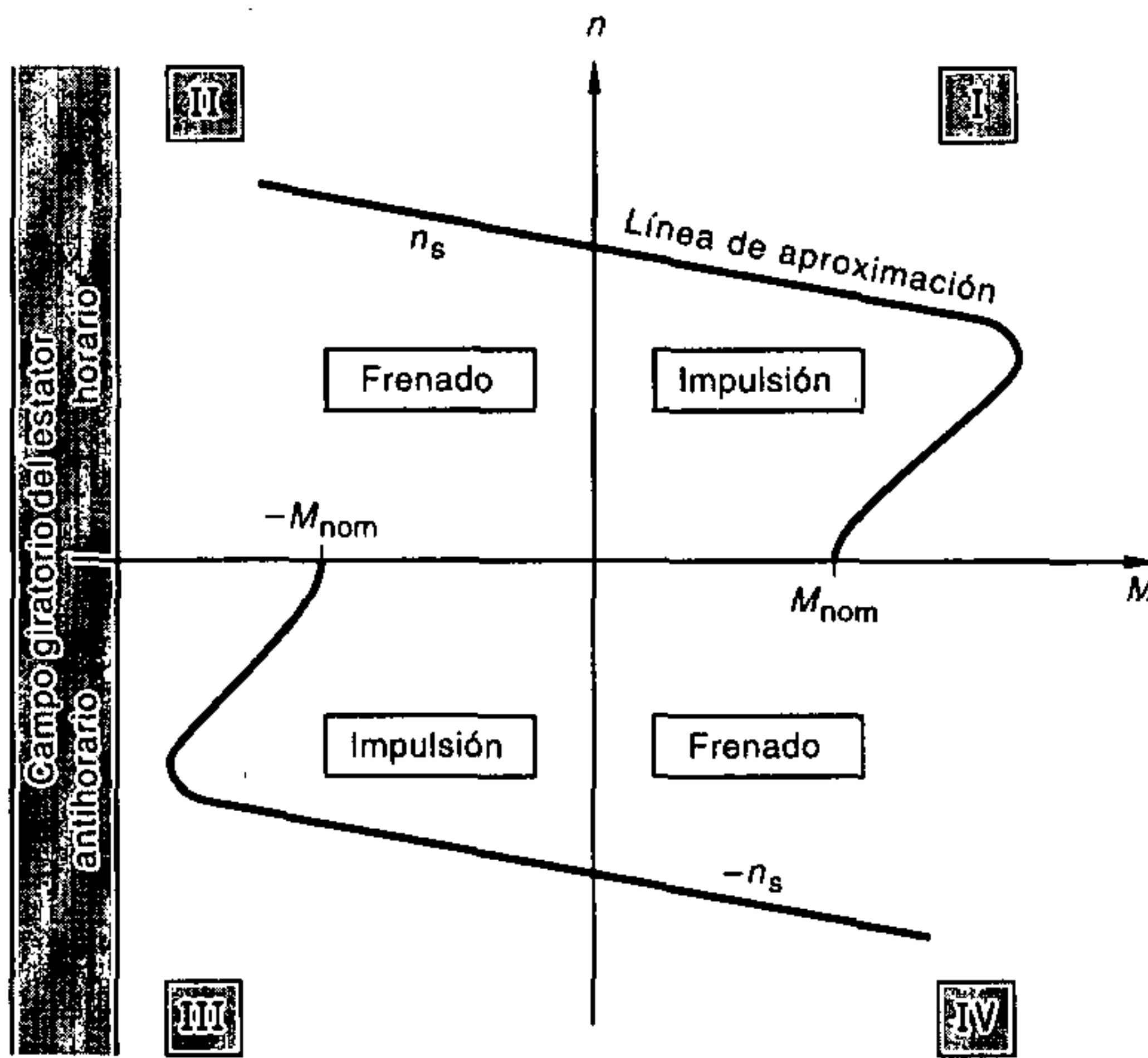


Figura 7.7 Diagrama operacional para un impulsor trifásico

Esta ecuación revela que un deslizamiento negativo también puede existir con un torque negativo. De acuerdo a la ecuación conocida

$$n = n_s (1 - s)$$

la nueva velocidad de rotación con un torque negativo, con deslizamiento negativo, es mayor que la velocidad síncrona. Con este recorrido sobresíncrono, el motor se convierte en un generador asíncrono y genera energía eléctrica. La curva característica consecuentemente se transfiere desde el 1er (3er) hacia el 2do (4to) cuadrante. En este modo de frenado, el rotor es más rápido que el campo giratorio en el estator. Consecuentemente el rotor es frenado. También se debe notar que este modo de frenado de ninguna manera lleva a la máquina al reposo, puesto que el motor se esfuerza en asumir la velocidad síncrona.

Puesto que, en la ingeniería eléctrica, trabajamos frecuentemente con una representación  $M = f(n)$ , en la sección 7.5, la familia de curvas características  $M = f(n)$  se han escogido para el control de frecuencia. Sin embargo la designación de los cuadrantes de la figura 7.7 se mantiene.

### 7.3.2 Magnitudes características de motores

Asumiendo un ajuste de velocidad continuo por medio de convertidores de potencia, el motor trifásico presenta las siguientes ventajas apreciables sobre el motor de corriente continua, basado en mayor escala en la omisión del conmutador y, en el caso de rotores en jaula de ardilla, también la omisión de anillos rozantes:

## 7 Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico

- mecánicamente más robustos, simples y por ende de construcción menos costosa;
- reducido costo de mantenimiento;
- mayores velocidades de rotación;
- protecciones contra explosión fácilmente alcanzadas;  
(aplicaciones en minas y en la industria química);
- mejor relación potencia/peso;
- mejor relación potencia/volumen;
- pequeño momento de volante.

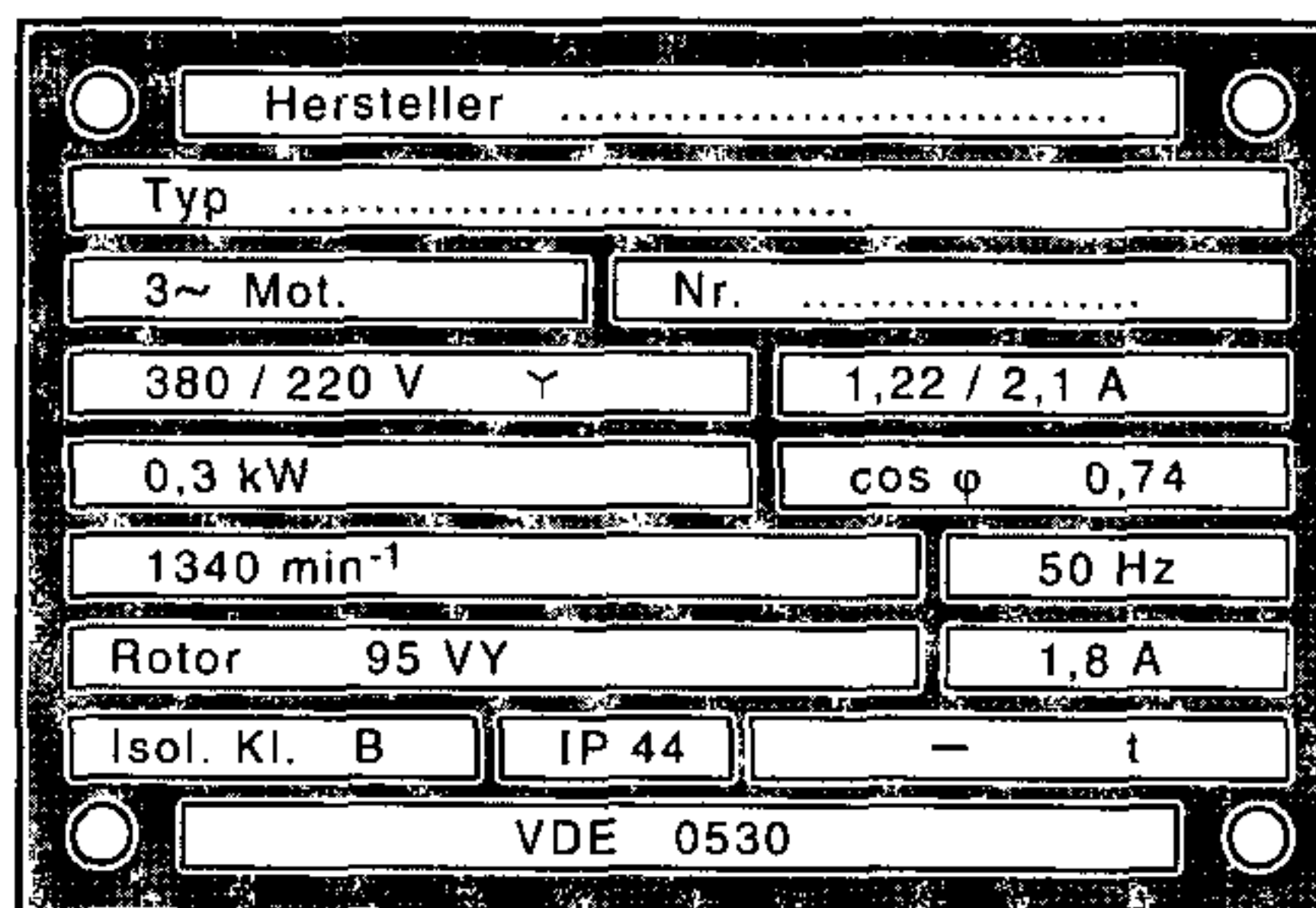
Como en el caso del motor de corriente continua, los detalles de potencia de los motores asíncronos trifásicos se refieren a la operación nominal. Sin embargo, éstos son aplicables bajo la suposición de una tensión de red sinusoidal.

En base a posibles armónicos de corriente en el suministro de convertidores de potencia, los fabricantes aconsejan, para casos particulares, un sobredimensionamiento de los motores de aproximadamente 10–20 % para alcanzar los datos nominales del impulsor.

Los datos adicionales más importantes comparados con el motor de corriente continua, son el factor de potencia  $\cos \varphi_{\text{nom}}$  y la frecuencia nominal. Con estos datos, es posible determinar el número de pares de polos, la velocidad síncrona y el deslizamiento de un motor asíncrono trifásico. Para facilitar la comprensión, en el siguiente ejemplo, la relación se presenta mediante referencia a un motor real.

### 7.3.2.1 Determinación de datos de potencia

Nos es conocida la placa de datos (**figura 7.8**) de un motor trifásico. Con ayuda de los datos inscritos en ésta es posible determinar los datos más importantes.



**Figura 7.8** Placa de datos de un motor asíncrono trifásico

(Hersteller – Fabricante,  
Isol.-Kl. – Clase de aislamiento)

### 7.3 Motor y máquina impulsada

En operación nominal, el motor extrae la siguiente potencia de un sistema trifásico 380 V/220 V, cuando está conectado en estrella:

$$\begin{aligned}P_{\text{el nom}} &= \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \\&= 1,73 \cdot 380 \text{ V} \cdot 1,22 \text{ A} \cdot 0,74 \\&= 594 \text{ W}\end{aligned}$$

Consecuentemente la máquina opera con una eficiencia nominal de:

$$\eta_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{mec nom}}}{P_{\text{el nom}}} = \frac{300 \text{ W}}{594 \text{ W}} = 0,51$$

En un sistema de 50 Hz, la velocidad síncrona solamente puede asumir valores de:

$$\frac{3000}{n} \text{ min}^{-1} \text{ con } n = 1, 2, 3 \dots$$

Puesto que, además, la velocidad nominal (velocidad asíncrona) está siempre en la cercanía de la velocidad síncrona, la velocidad síncrona es en este caso:

$$n_s = 1500 \text{ min}^{-1}$$

Por lo tanto el deslizamiento puede ser calculado como:

$$\begin{aligned}s &= \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1500 - 1340 \text{ min}^{-1}}{1500 \text{ min}^{-1}} = \frac{160}{1500} \\&= 0,11 \cong 11 \%\end{aligned}$$

El número de pares de polos para este motor es:

$$p' = \frac{f}{n_s} = \frac{50}{1500} \cdot \frac{1}{\text{s} \cdot \text{min}^{-1}} = \frac{50 \cdot 60}{1500} = 2$$

o cuatro polos por fase.

La velocidad angular nominal  $\omega_{\text{nom}} = 2\pi n_{\text{nom}}$  da:

$$\omega_{\text{nom}} = 6,28 \cdot 1340 \text{ min}^{-1} = 140 \frac{1}{\text{s}}$$

Por ende el torque nominal puede ser calculado como:

$$\begin{aligned}M_{\text{nom}} &= \frac{P_{\text{mec nom}}}{\omega_{\text{nom}}} = \frac{300}{140} \text{ Ws} \\&= 2,14 \text{ Ws, puesto que } 1 \text{ Ws} \cong 1 \text{ Nm}\end{aligned}$$

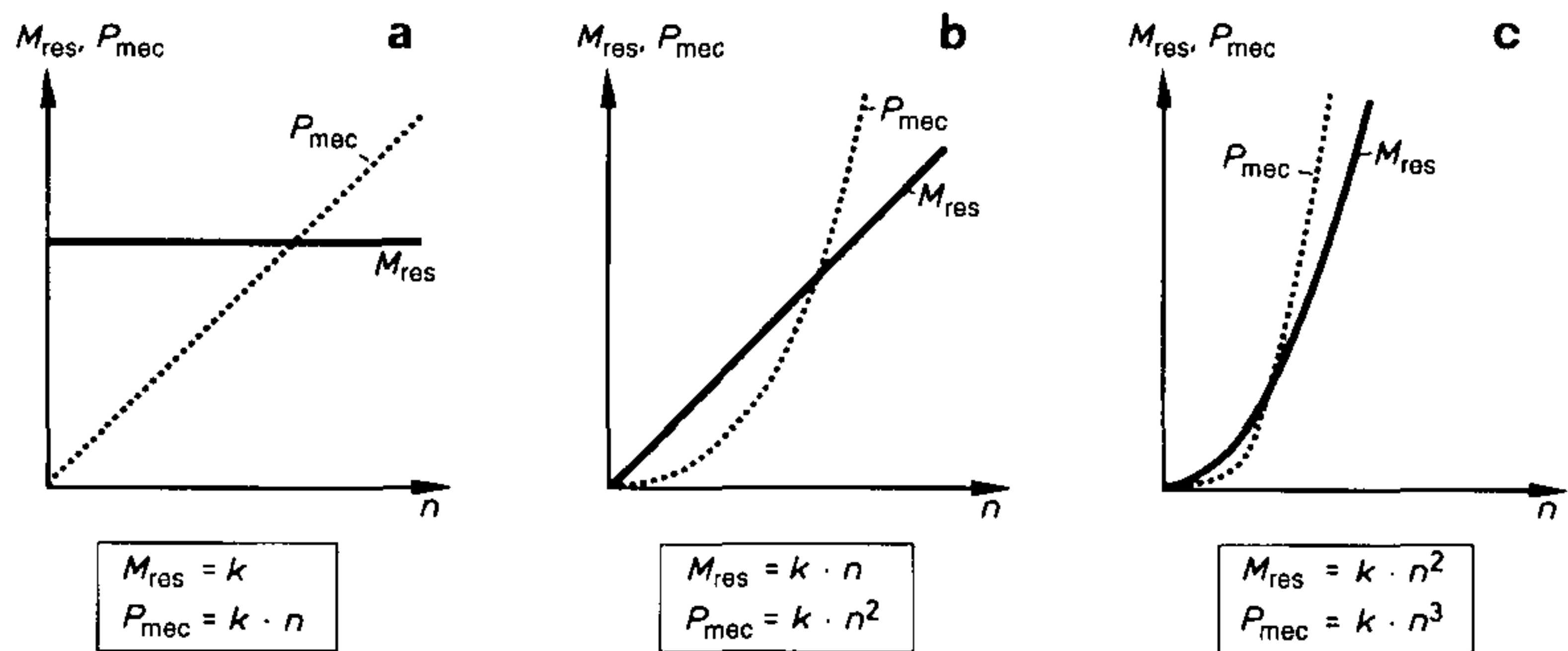
$$M_{\text{nom}} = 2,14 \text{ Nm}$$

A partir de los datos del rotor es evidente que estamos considerando un motor de anillos rozantes cuyos bobinados de rotor están conectados en estrella. La indicación de tensión del rotor  $U = 95 \text{ V}$  es referida como tensión de rotor segura y está medida entre dos anillos rozantes con un circuito de rotor abierto. La indicación de corriente del rotor de 1,8 A se refiere a la operación nominal con anillos rozantes cortocircuitados.

### 7.3.3 Magnitudes características de máquinas impulsadas

En la práctica, el requerimiento de potencia y el rango de velocidad de un impulsor están gobernados por la máquina de impulsión (carga). Cuando se diseña un impulsor, por lo tanto, es importante conocer las curvas características de torque/velocidad del motor y de la máquina impulsada.

Como ya se dijo en el capítulo 6, para alcanzar un comportamiento de operación estable del impulsor, debe existir un punto común apropiado de intersección de las dos curvas características. Antes de considerar un ejemplo de diseño, en la **figura 7.9** presentamos más curvas características de máquinas impulsadas.



**Figura 7.9** Momentos de resistencia de varias máquinas impulsadas

El momento de resistencia, no dependiente de la velocidad, representado en la figura 7.9a ocurre principalmente en maquinaria de transportación y en levantamientos (vea también la sección 6.2.2.1). Puesto que el requerimiento de potencia obedece a la ecuación:

$$P_{mec} = M_{res} \cdot 2\pi n$$

entonces, con  $M_{res} = \text{const.}$  («k»), se aplica la siguiente relación lineal:

$$P_{mec} = k \cdot n$$

Por otra parte, la figura 7.9b muestra una dependencia lineal del momento resistivo:

$$M_{res} = k \cdot n$$

A partir de esto, entonces tenemos la relación cuadrática:

$$P_{mec} = k \cdot n^2$$

Como un simple ejemplo de esto, podemos utilizar un generador de corriente continua operado con una carga constante. El generador entrega una tensión proporcional a la velocidad de rotación ( $U \sim n$ ), que entonces convierte la siguiente potencia en la carga conectada:

### 7.3 Motor y máquina impulsada

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Con  $R = \text{const.}$ , esto da  $P \sim n^2$ . La potencia eléctrica es así función del cuadrado de la velocidad, y una potencia mecánica, también función del cuadrado de la velocidad, debe consecuentemente ser entregada al generador.

La relación cuadrática

$$M_{\text{res}} = k \cdot n^2$$

entre momento de resistencia y velocidad de rotación (figura 7.9c) ocurre, entre otras cosas, en el caso de ventiladores, sopladores, bombas rotativas y hélices de barcos.

En este caso, la ecuación de potencia queda:

$$P_{\text{mec}} = k \cdot n^3$$

Ahora aplicaremos lo que hemos dicho hasta aquí al siguiente ejemplo.

#### 7.3.3.1 Diseño de un impulsor de ventilador

Para una máquina impulsada — un ventilador — se debe escoger un rotor apropiado para conectar el impulsor al sistema trifásico. El diseño debe asegurar que la salida desde el ventilador se pueda ajustar en un cierto rango. La máxima velocidad del ventilador es  $n_{\text{máx}} = 1000 \text{ min}^{-1}$  con un requerimiento de torque de  $M_{\text{res}} = 10 \text{ Nm}$ .

Es necesario verificar el rango de potencia en el cual el ventilador puede operar si éste es impulsado por un motor en jaula de ardilla con un controlador W 3.

Puesto que no se debe exceder la máxima velocidad del ventilador, se debe proveer un motor DAS de seis polos. Cuando se conecta al sistema de 50 Hz, con  $p' = 3$ , esto da una velocidad síncrona de:

$$\begin{aligned} n_s &= \frac{f}{p'} \cdot 60 \frac{\text{s}}{\text{min}} = \frac{50 \cdot \text{s}^{-1} \cdot 60 \text{ s}}{3 \text{ min}} \\ &= 1000 \text{ min}^{-1} \end{aligned}$$

Para esta velocidad síncrona, el requerimiento de potencia se calcula como:

$$\begin{aligned} P_{\text{mec máx}} &= M_{\text{res}} \cdot \omega_{\text{máx}} \\ &= 10 \text{ Nm} \cdot 2\pi \cdot \frac{1000 \text{ min}^{-1}}{60 \text{ min}} \\ &= 1047 \text{ W} \end{aligned}$$

Usando estos valores, es posible seleccionar, a partir de la literatura disponible del fabricante, un motor con los siguientes datos:



7 Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico

$$\begin{aligned}
 P_{\text{mec nom}} &= 1,1 \text{ kW}; & n_{\text{nom}} &= 940 \text{ min}^{-1}; \\
 U &= 380 \text{ V}; & I_{\text{nom}} &= 3,3 \text{ A}; & \cos \varphi &= 0,7; \\
 M_a &= 2 \cdot M_{\text{nom}}; & M_{\text{máximo}} &= 2,5 \cdot M_{\text{nom}}; \\
 I_a &= 5 \cdot I_{\text{nom}}
 \end{aligned}$$

Después de calcular el torque nominal del motor

$$M_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{mec nom}}}{\omega_{\text{nom}}} = \frac{1100 \text{ W} \cdot 60 \text{ s} \cdot \text{min}^{-1}}{6,28 \cdot 940 \text{ min}^{-1}}$$

$$M_{\text{nom}} = 11,2 \text{ Nm}$$

y la constante del ventilador

$$k = \frac{M_{\text{res}}}{n^2} = \frac{10 \text{ Nm}}{(1000 \text{ min}^{-1})^2}$$

$$k = 10^{-5} \text{ Nm min}^2$$

se pueden construir las correspondientes curvas características de torque/velocidad. Para la curva característica del ventilador, también es aconsejable determinar un punto adicional sobre la curva característica, teniendo las coordenadas:

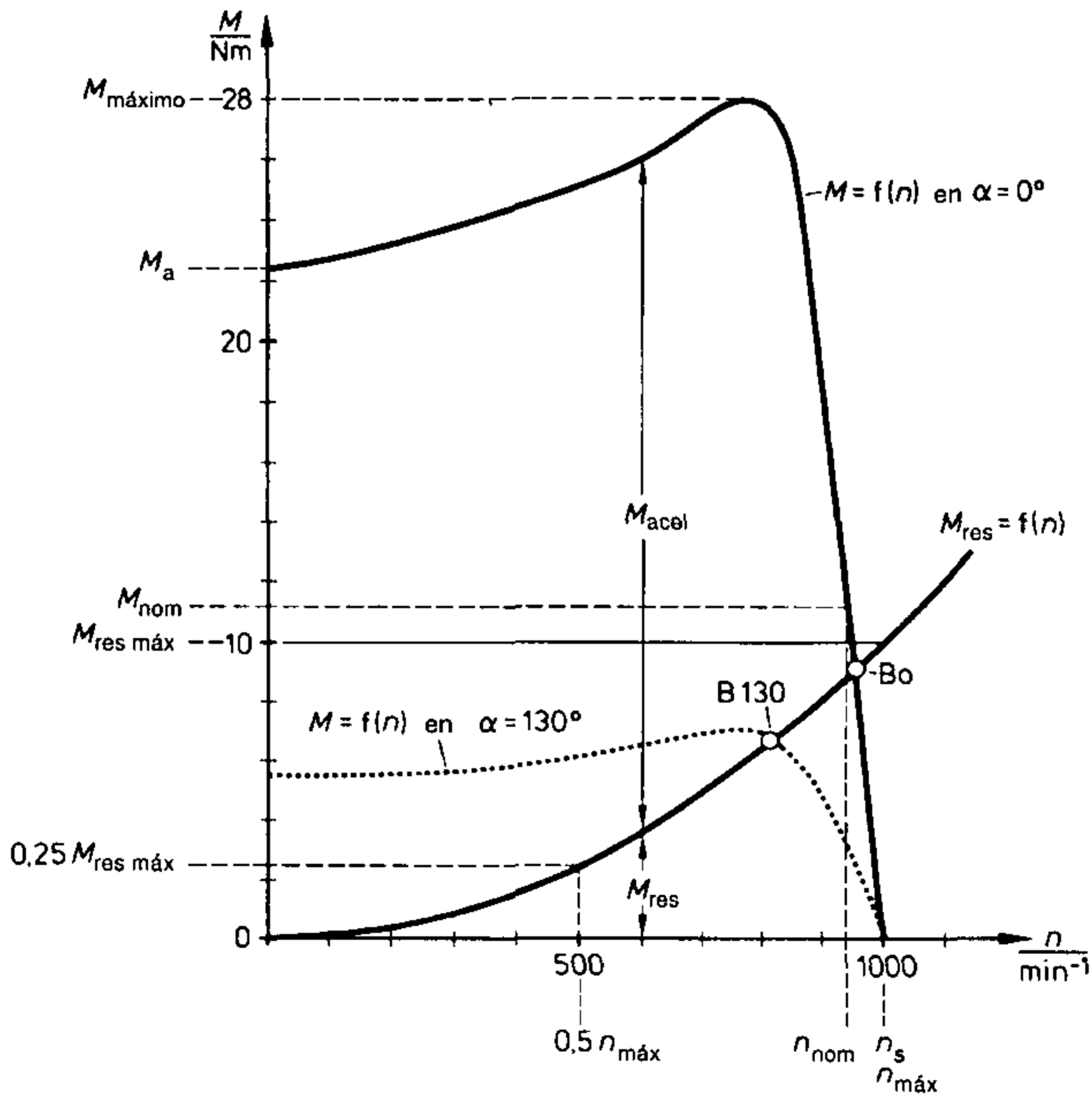


Figura 7.10 Curva característica torque/velocidad de un impulsor de ventilador

### 7.3 Motor y máquina impulsada

$$n = 0,5 \cdot n_{\text{máx}}; \quad M = 0,25 M_{\text{res}}.$$

Si los puntos determinados hasta aquí sobre las curvas características son unidos conjuntamente, entonces se obtienen las curvas características mostradas en la **figura 7.10**, como una buena aproximación.

Con la entrega de la tensión de red total en  $\alpha = 0^\circ$ , está disponible un gran torque de aceleración  $M_{\text{acel}}$  para el punto de operación estable  $B_0$ . El impulsor funciona confiablemente.

También es conocido (vea la sección 7.4.2) que, con una frecuencia de red constante, el flujo del estator  $\Phi_1$  es directamente proporcional a la tensión del estator  $U_1$ :

$$U_1 \sim \Phi_1$$

Por ejemplo, la mitad de  $U_1$  reduce el torque máximo a 25 % del torque máximo nominal, porque el torque motor es función del cuadrado de la tensión. La curva característica del motor obtenida se muestra con línea entrecortada en la figura 7.10. Para un controlador en modo de conmutación A (vea la sección 2.3.3.2) con un componente de carga predominantemente inductivo, de acuerdo a la figura 3.19, la tensión será reducida a la mitad alrededor de  $\alpha = 130^\circ$ . Sin embargo, el nuevo punto de operación estable  $B_{130}$  está tan cerca al hombro de la curva característica de línea entrecortada que, si existe una caída de tensión adicional, el torque máximo efectivo se deslizará por debajo de la curva característica del ventilador. Entonces el impulsor llega a un estado de reposo o decae para arrancar nuevamente con esta baja tensión, debido a que el motor no puede proveer más el torque  $M_{\text{acel}}$  requerido para aceleración.

A partir de la figura 7.10 es evidente que el rango real de ajuste de este impulsor de ventilador está entre

$$810 \text{ min}^{-1} \leq n \leq 940 \text{ min}^{-1}.$$

En forma estandarizada, con  $n_{\text{máx}} = 1000 \text{ min}^{-1}$ , entonces se aplica lo siguiente:

$$0,81 \cdot n_{\text{máx}} \leq n \leq 0,94 n_{\text{máx}}$$

A partir de esto, el rango de torque se puede calcular como:

$$0,81^2 M_{\text{res máx}} \leq M_{\text{res}} \leq 0,94^2 \cdot M_{\text{res máx}}$$

o como

$$0,66 \cdot M_{\text{res máx}} \leq M_{\text{res}} \leq 0,88 \cdot M_{\text{res máx}}$$

Como una comprobación por referencia a la figura 7.10 se ve que este rango de torque también corresponde al resultado gráfico.

El diseño además muestra que el rango de potencia de este impulsor de ventilador es

$$0,81^3 P_{\text{mec máx}} \leq P_{\text{mec}} \leq 0,94^3 P_{\text{mec máx}}$$

o

$$0,53 \cdot P_{\text{mec máx}} \leq P_{\text{mec}} \leq 0,83 P_{\text{mec máx}}$$

Ahora se tiene que tomar la decisión de si el motor escogido, y, por lo mismo, el rango de potencia asociado, satisface los requerimientos para este impulsor de ventilador, o si se debe realizar un gasto extra en un motor de más potencia. Si es necesario, se debe adoptar un diseño diferente para el impulsor.

## 7.4 Ajuste de velocidad

### 7.4.1 Generalidades

En electrónica de potencia, distinguimos básicamente entre dos tipos de control de velocidad para máquinas trifásicas. Estas implican, primeramente, la alimentación de la máquina de campo giratorio desde un sistema de frecuencia constante y, en segundo lugar, la conexión del motor trifásico a un sistema con una tensión de frecuencia variable y amplitud variable.

En el primer caso, existe una velocidad síncrona constante, de manera que la velocidad de rotación puede solamente ser influenciada a través de un cambio en el deslizamiento, de acuerdo con la relación:

$$n = n_s (1 - s)$$

El segundo tipo de ajuste de velocidad también se conoce bajo el nombre «impulsores trifásicos con alimentación de convertidores». Estos se considerarán en detalle a partir de la sección 7.5.

### 7.4.2 Controlador en circuito de estator

En un motor en jaula de ardilla, solamente el bobinado del estator es accesible desde el exterior. Por esta razón el elemento de control final previsto deberá estar incorporado en el conductor. La alimentación de un motor trifásico a través de un controlador trifásico fue presentada en la sección 3.5, figura 3.32. Por medio de un controlador W 3 se reduce el valor eficaz de la tensión del estator conforme aumenta el ángulo de control  $\alpha$ .

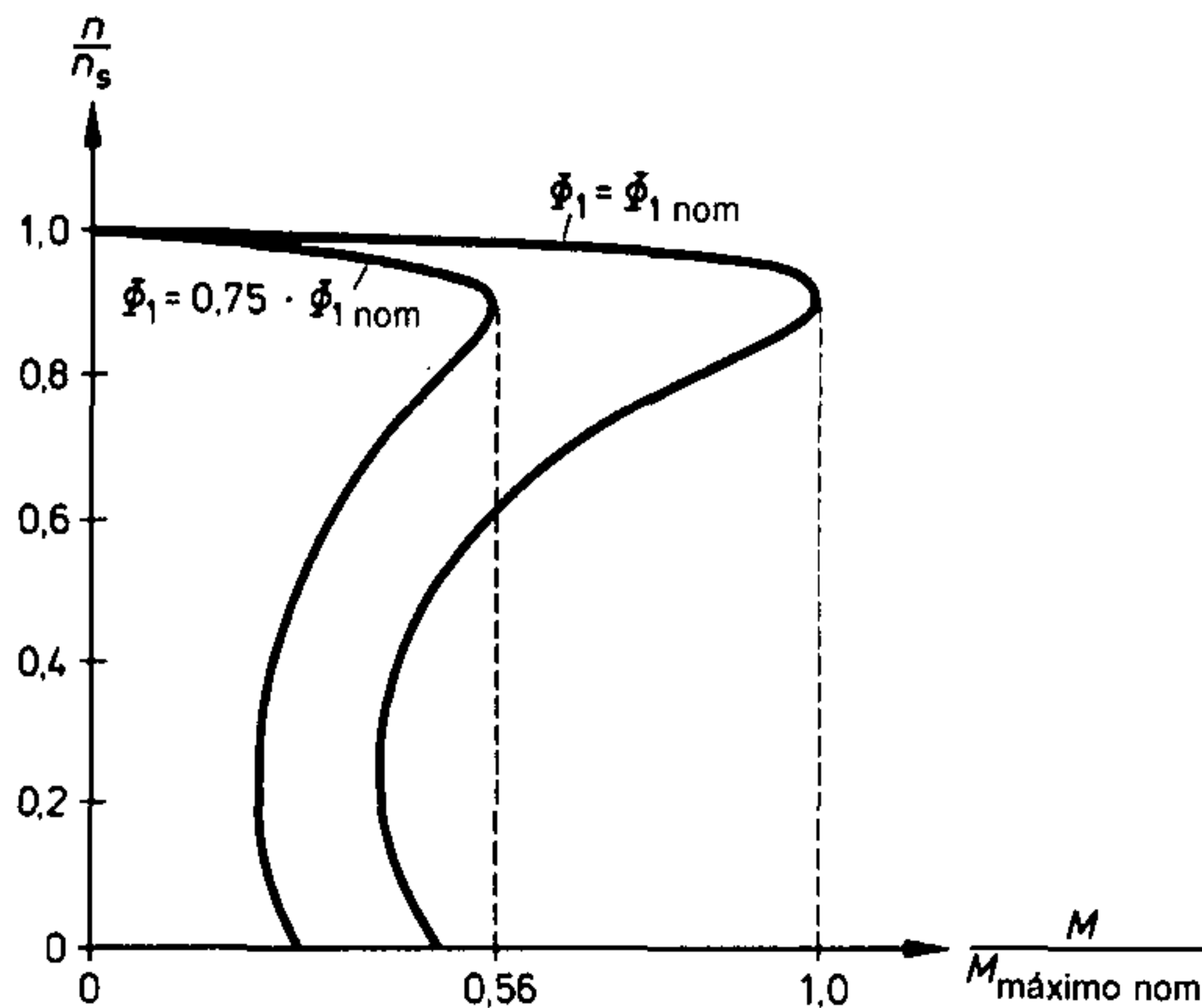
Como la tensión  $U_1$  y consecuentemente el flujo  $\Phi_1$  son reducidos, existe también una caída en el torque del motor (sección 7.3.3.1). Dependiendo del torque de carga  $M_{res}$  surge una nueva y más baja velocidad de rotación. La curva característica velocidad/torque se suaviza apreciablemente.

En la **figura 7.11**, por ejemplo, con una disminución de flujo del 25 % existe una reducción del torque máximo en un 44 %.

A pesar de que este método de ajuste de velocidad de rotación solamente exige un gasto mínimo en semiconductores, en general éste no ha sido utilizado en la práctica. Como ya se mencionó, el motor cae muy rápido por debajo del torque de carga, como consecuencia de la fuerte reducción del torque máximo del motor, de modo que el impulsor llega a estado de reposo. Para evitar esto es necesario un gran gasto, por ejemplo, proveyendo un controlador de velocidad.

Sin embargo, tienen que disiparse las grandes cantidades de calor que se generan como resultado del cambio en el deslizamiento. O los motores se sobredimensionan acordemente o se utilizan motores con enfriamiento separado. Esto da lugar a cuestionamientos sobre la economía de estos impulsores.

## 7.4 Ajuste de velocidad



**Figura 7.11** Variación en las curvas características para cambios del flujo

Por esto, esta forma de control de velocidad de rotación, en su gran mayoría, se utiliza únicamente en impulsores de ventiladores, debido a que los ventiladores, como se explicó en la sección 7.3.3, también tienen un torque que se reduce cuadráticamente conforme decae la velocidad.

### 7.4.3 Controlador en circuito del rotor

En motores de rotor de anillos rozantes, es posible variar el deslizamiento a través de la instalación de un controlador en el circuito del rotor (**figura 7.12**).

En modo de cortocircuito, la resistencia externa en el circuito del rotor está completamente puenteada por el controlador de corriente continua CP 2 paralelo. Mediante la apropiada variación de la relación pulso/no-pulso del controlador de corriente continua, es posible cambiar el valor efectivo de esta «resistencia de rotor adicional» continuamente entre  $0 \Omega$  y su valor máximo. En la ingeniería de convertidores, esta posibilidad de conmutación temporal de una resistencia se denomina «resistencia de rotor pulsante». El incremento de la resistencia del rotor descrito arriba reduce la corriente del rotor por un corto tiempo. Sin embargo, el torque original se puede mantener, si la corriente de rotor  $I_2$  es nuevamente llevada a su valor original. Generalmente, esto sucede en forma automática por un incremento en el deslizamiento y, por medio de esto, de la tensión inducida en el rotor. La velocidad de rotación entonces desciende lentamente hasta que el torque original sea nuevamente alcanzado. Se produce un desplazamiento de la curva característica torque/velocidad, en la manera ya ilustrada en la figura 7.6.

Puesto que este sistema de control de velocidad también implica relativamente altas pérdidas, en la práctica solamente se utiliza para una extensión limitada en máquinas pequeñas.

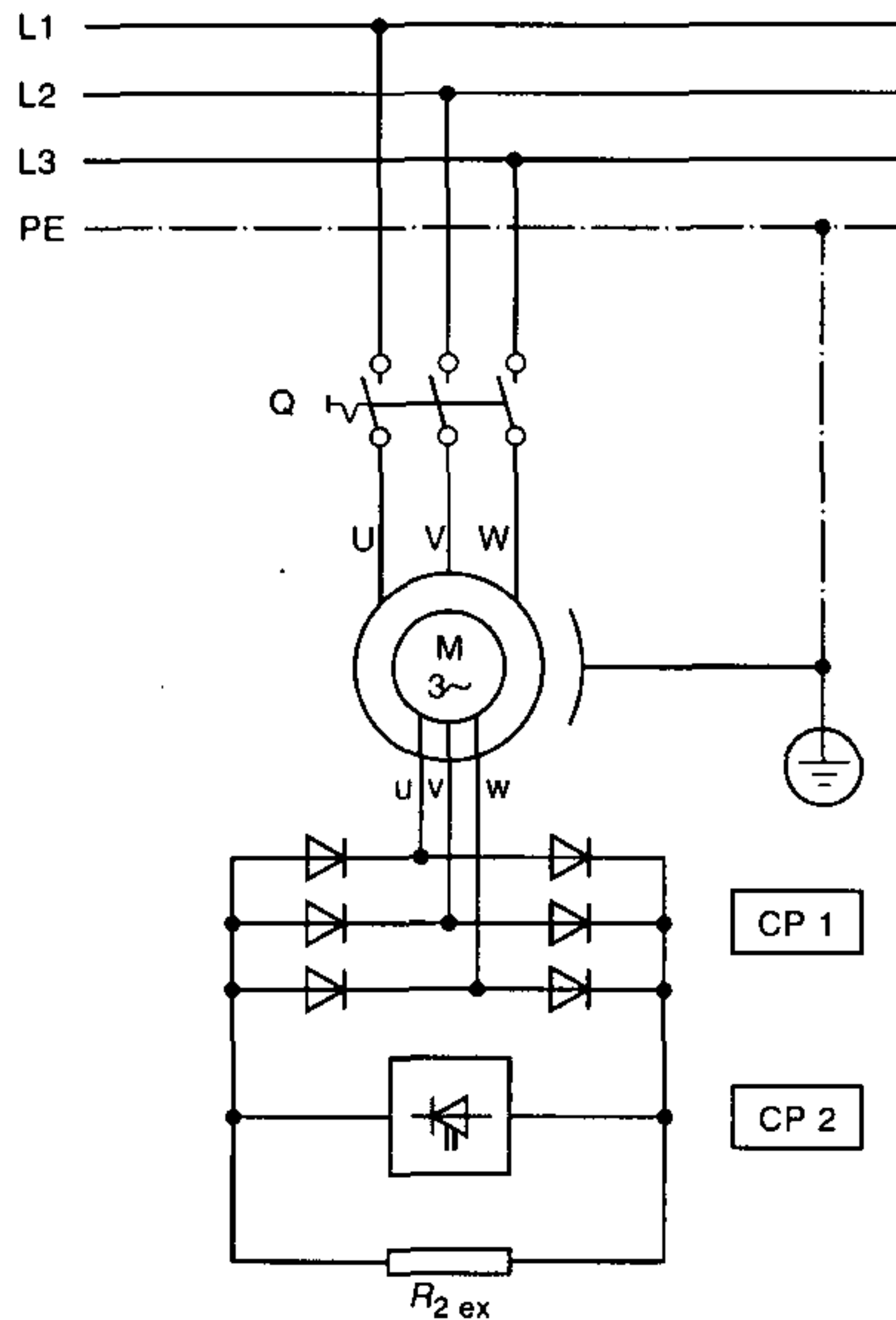


Figura 7.12 Resistencia de rotor adicional pulsante

#### 7.4.4 Fuerza electromotriz de retorno en circuito de rotor

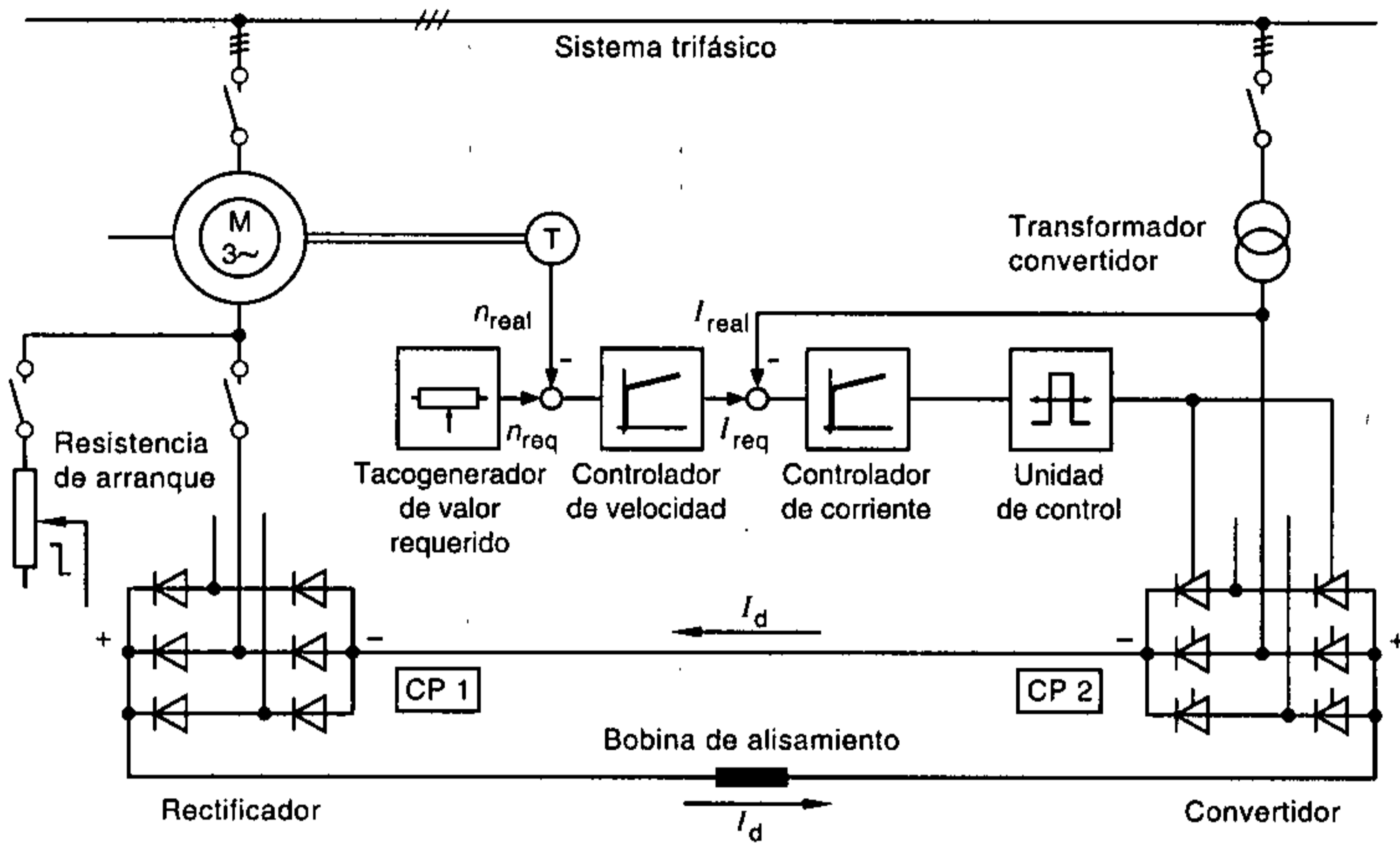
En contraste a los dos tipos anteriores de circuitos, con los cuales ocurren apreciables pérdidas de potencia, la intención, particularmente para grandes impulsores, es alcanzar un control de la velocidad de rotación bastante libre de pérdidas.

En la «cascada de convertidores subsíncrona» de la **figura 7.13**, el convertidor de potencia CP 2 forma una tensión que se opone a la tensión inducida en el rotor. Como en el tipo de circuito descrito en la sección 7.4.3, la cascada de convertidores subsíncrona (SCC) solamente puede ser usada en un motor de anillos rozantes. Su rango de aplicación es para potencias desde 20 kW hasta 20 MW

Una SCC consiste de un rectificador no controlado CP 1 y (figura 7.13) y de un convertidor de línea conmutada CP 2 operando en modo inversor. Con éste, la potencia de deslizamiento que ocurre es realimentada al sistema.

Como ya se ha dicho, la tensión inducida en el rotor es función de la velocidad de rotación y, consecuentemente, también del deslizamiento. Esta es rectificadora en CP 1 y alimentada a través de una bobina de alisamiento a CP 2, el cual trabaja en modo inversor con  $\alpha > 90^\circ$ . Aquí, nuevamente, la tensión del rotor está en su máximo cuando el motor está en reposo ( $n = 0$ ). Su frecuencia, entonces, también coincide con la frecuencia de red.

## 7.4 Ajuste de velocidad



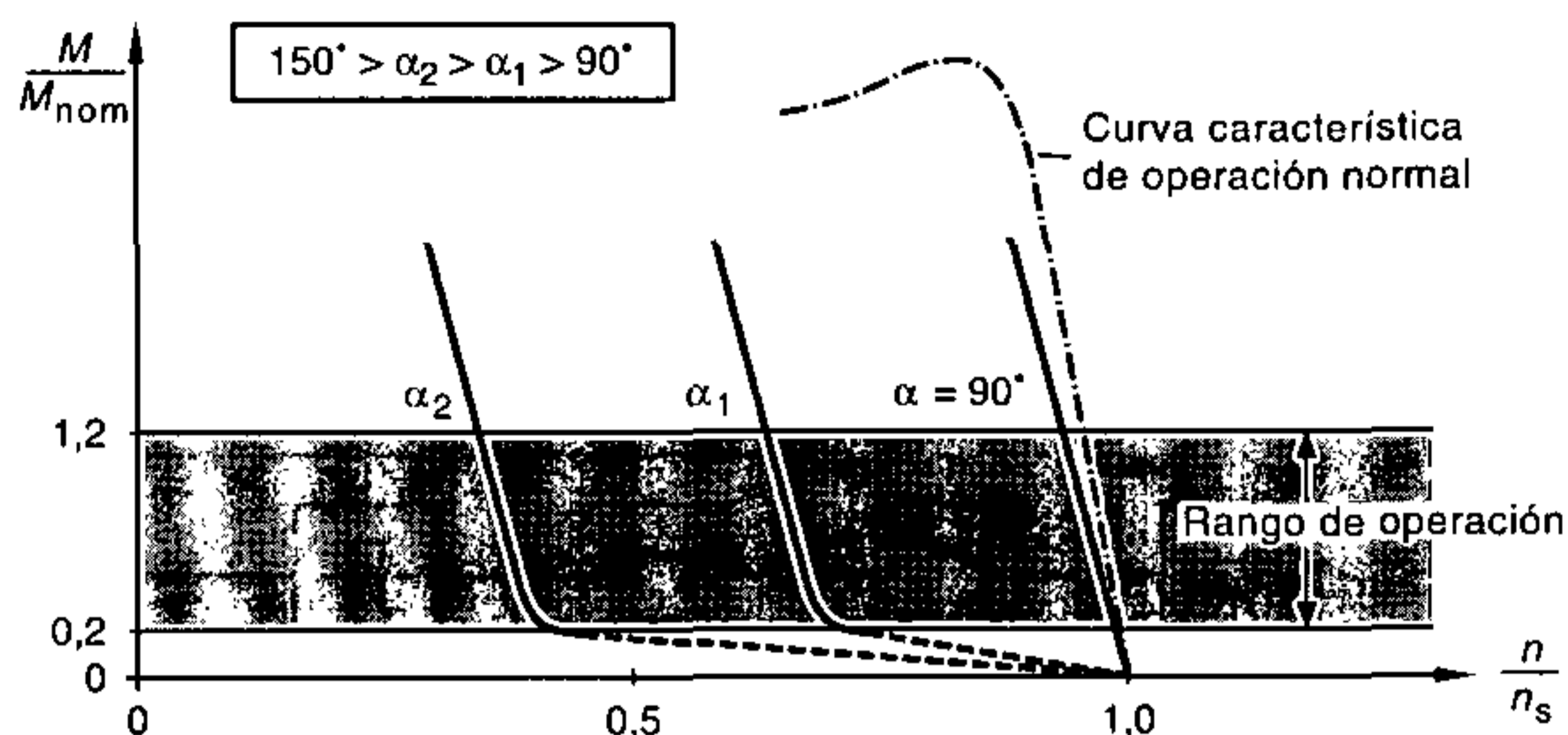
**Figura 7.13** Principio de cascada de convertidores síncrona con controladores de velocidad y corriente

Si la velocidad aumenta, la amplitud y la frecuencia de la tensión del rotor caerán constantemente. Estas serán cero cuando se alcance la velocidad síncrona. Sin embargo, esta operación no es directamente posible con motores asíncronos porque en este caso el torque del motor también es cero. Así se ajusta en operación una velocidad asíncrona, siendo dependiente, entre otras cosas, de la magnitud del torque de carga. Puesto que la tensión del CP 2 está en la dirección opuesta a la tensión del rotor, suministrada por el CP 1 (figura 7.13), la velocidad también puede ser reducida incrementando el ángulo de control del CP 2. Como ya se mencionó, en la sección 5.3.2.6, sin embargo, los ángulos de control  $\alpha > 150^\circ$  no son posibles debido al golpe inversor. Esta es una razón más por la cual un impulsor de este tipo solamente tiene un limitado rango de ajuste de velocidad. Generalmente el motor es puesto en marcha a una velocidad de  $n \approx \frac{n}{2}$  con la asistencia de resistencias de arranque.

La construcción de los sistemas de control de impulsores SCC usualmente implica un control de velocidad en lazo cerrado con un lazo de control de corriente interno.

Una familia típica de curvas características torque/velocidad de un impulsor SCC se reproduce en la **figura 7.14**.

Aquí, el rango de operación confiable aproximadamente está en la sección de torque desde  $0,2 M_{nom}$  hasta  $1,2 M_{nom}$ . El límite inferior se determina mediante la mínima corriente  $I_d$  continua, mientras que la máxima corriente permisible controla el límite superior.



**Figura 7.14** Cascada de convertidores subsíncrona, familia de curvas características torque/velocidad de una SCC

## 7.5 Ajuste de velocidad con convertidor directo

### 7.5.1 Generalidades

El requerimiento para poder operar largamente una máquina trifásica sin anillos rozantes libre de pérdidas sobre un amplio rango de ajuste de velocidad puede ser alcanzado con un campo giratorio de frecuencia variable. Sin embargo, puesto que las impedancias del motor  $Z_1 \approx 2\pi f_1 L_1$  son, en una primera aproximación, directamente proporcionales a la frecuencia, la tensión del estator debe ser variada concordantemente, al mismo tiempo que la frecuencia. Esto asegura que la corriente del estator y por medio de ésta, el flujo magnético en la máquina permanezca constante.

En esta y en las siguientes secciones, básicamente presentaremos un convertidor, en cuya salida se puede obtener un sistema trifásico con frecuencia y tensión variables. De acuerdo a la sección 1.2, éste es particularmente el inversor y el convertidor.

Puesto que el requerimiento para alimentar un motor trifásico desde una fuente de tensión continua ocurre menos frecuentemente que la necesidad de alimentarlo desde un sistema trifásico o de corriente alterna, preferiblemente consideraremos los convertidores, que dependiendo de su construcción, se diferencien como *convertidores directos* y *convertidores con enlace* (circuito intermedio).

A través de sus válvulas, los convertidores directos producen una conexión eléctrica directa entre entrada y salida, es decir, entre el sistema trifásico y la carga. La tensión de salida se forma por secciones de la tensión de entrada, de manera que la amplitud de salida puede, a lo sumo, asumir el valor de la amplitud de entrada, y la frecuencia de salida  $f_2$  puede solamente ser variada dentro del límite por debajo de la frecuencia de red  $f_1$ .

Puesto que, además, una conexión antiparalela de dos convertidores se requiere para cada fase de salida, los convertidores directos son principalmente utilizados para grandes impulsores de funcionamiento lento.

## 7.5 Ajuste de velocidad con convertidor directo

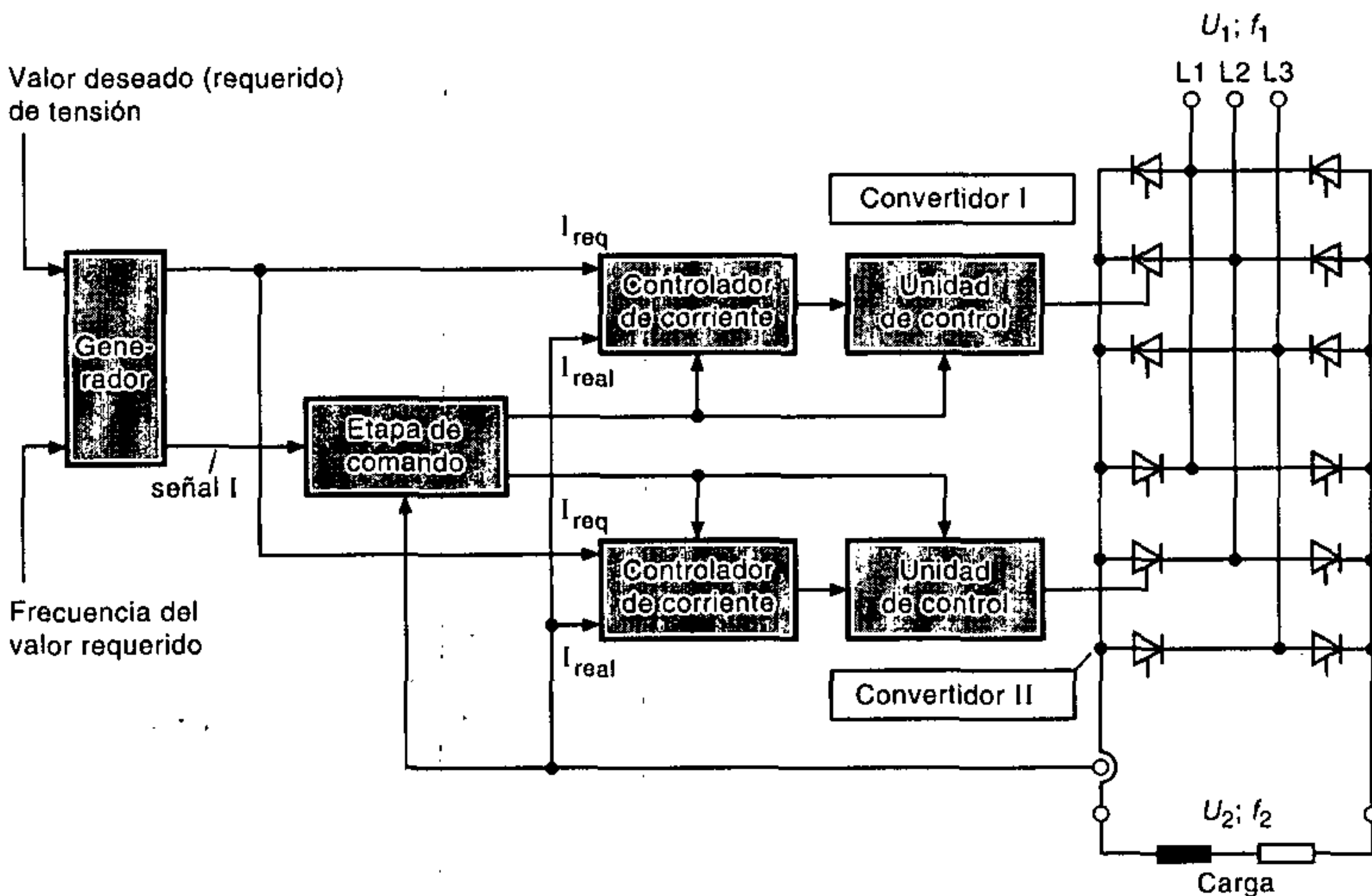
Las aplicaciones típicas incluyen impulsores para molinos de rodamientos, maquinaria de transportación y molinos de bolas. En estos casos, la gran inversión en los convertidores se justifica, porque de esta forma se pueden ahorrar considerables costos de operación.

Los convertidores directos comunes son el convertidor trapecial y el cicloconvertidor.

### 7.5.2 Convertidor trapecial

El modo de operación de este convertidor directo se basa en el principio del convertidor reversible, donde el convertidor es periódicamente invertido, en función de la frecuencia de salida deseada  $f_2$ . Puesto que la tensión de salida recorre a lo largo de las copas de la tensión de entrada, la forma de onda de la tensión es más o menos trapecial.

La circuitería básica del convertidor directo se reproduce en la **figura 7.15**, y la curva de tensión de la tensión de salida  $U_2$  en la **figura 7.16**. En base a la forma de onda de la tensión, este tipo de convertidor también se denomina convertidor trapecial.



**Figura 7.15** Convertidor directo

Así, ya sea la unidad convertidora 1 o la unidad convertidora 2 son disparadas, dependiendo de la polaridad de la tensión de salida. Como ya se ha mencionado, se requieren tres convertidores trapeciales para producir sistemas trifásicos. Sus tensiones de salida están desplazadas  $120^\circ$ . Sus amplitudes de tensión dependen de la amplitud de la tensión de red y consecuentemente no pueden ser variadas.



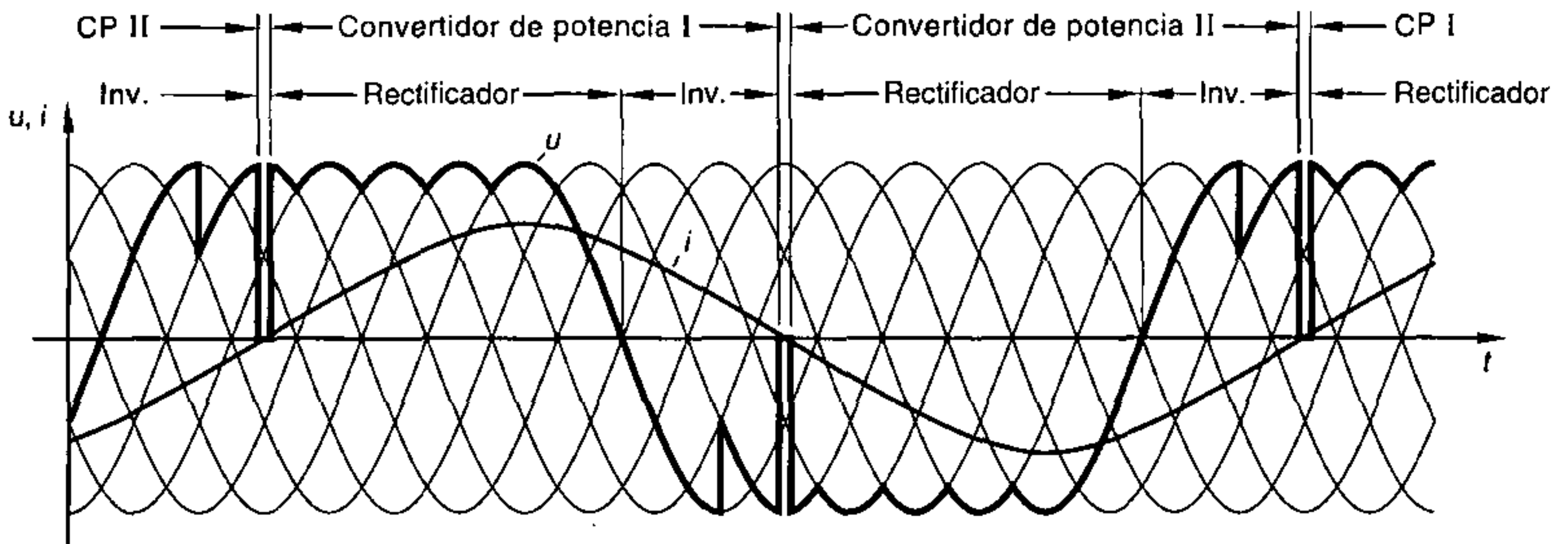


Figura 7.16 Curvas de corriente y tensión para un convertidor trapecial

### 7.5.3 Convertidor de ciclo

No existe diferencia entre la construcción básica del cicloconvertidor y convertidor trapecial. La diferencia radica esencialmente en la forma básica de la tensión alterna de salida (figura 7.17).

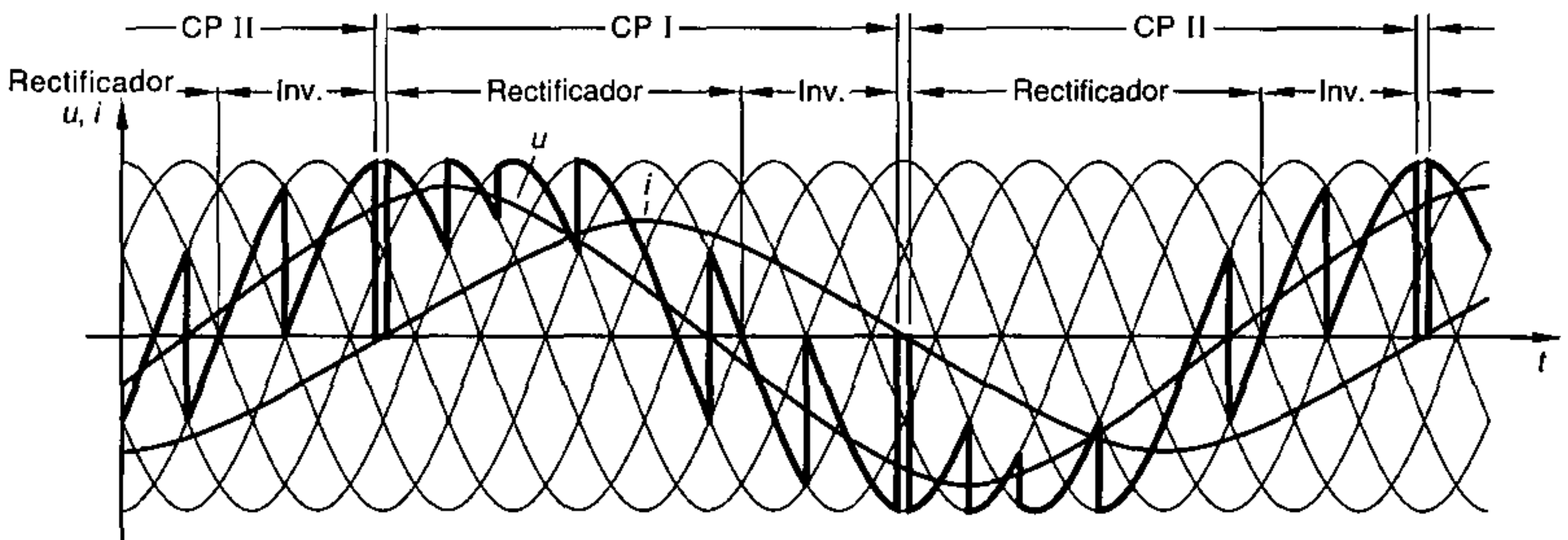


Figura 7.17 Curvas de corriente y tensión para un cicloconvertidor

Mientras el convertidor trapecial es disparado de manera que las diversas copas de tensión sucesivas son efectivas, en un cicloconvertidor se utiliza en un disparo sinusoidal de los dos convertidores parciales conectados en antiparalelo. Esto reduce la tensión de salida y la frecuencia de salida es capaz de ser variada.

Aquí nuevamente, como con el convertidor trapecial, se requieren tres cicloconvertidores para producir un nuevo sistema trifásico.

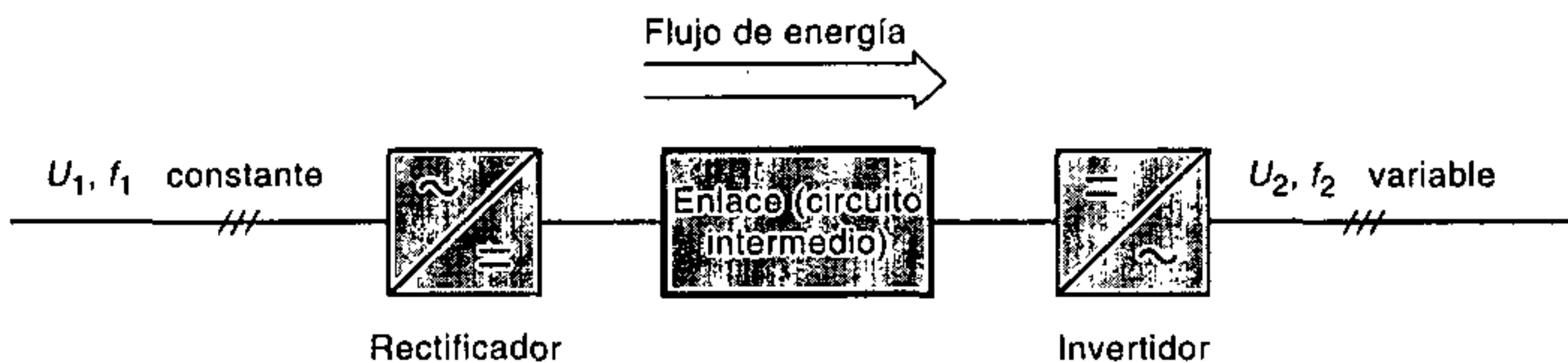
Para prevenir cortocircuitos, con convertidores directos también se tiene que tomar en consideración un intervalo libre de torque cuando se conmuta desde un convertidor hacia el otro.

## 7.6 Ajuste de velocidad con convertidor indirecto

### 7.6.1 Generalidades

En contraste a los convertidores directos, tienen lugar al menos dos etapas de conversión de corriente en los convertidores indirectos (es decir, con enlace). El enlace causa el desacoplamiento del sistema, de manera que la frecuencia de salida  $f_2$  puede ser aumentada a un múltiplo de la frecuencia de entrada.

Complementando a la figura 1.15, la **figura 7.18** da un diagrama de bloques extendido del convertidor.



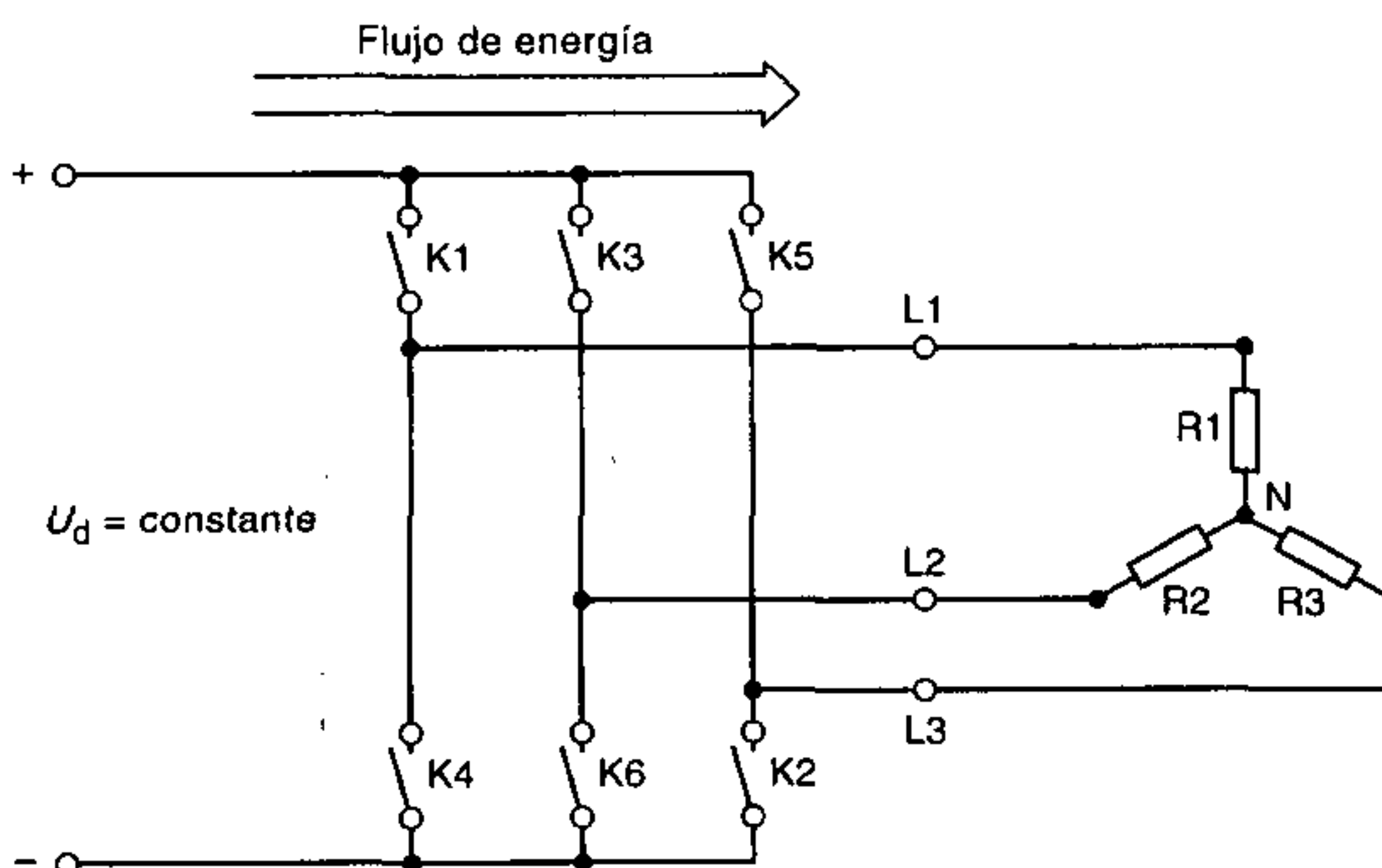
**Figura 7.18** Diagrama de bloques de un convertidor indirecto

Dependiendo del tipo de convertidor, la etapa rectificadora puede consistir de un convertidor controlado o no controlado, de acuerdo con los capítulos 4 o 5.

Antes de considerar los diferentes diseños de enlace, tomaremos otra visión sobre el modo de operación del inversor trifásico.

### 7.6.2 Inversor trifásico

Mientras los tiristores utilizados exclusivamente en inversores tienen una salida trifásica, los transistores de potencia se están haciendo populares como válvulas controlables para el rango de potencia de hasta alrededor de 10 kVA.



**Figura 7.19** Principio de un inversor trifásico

7 Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico

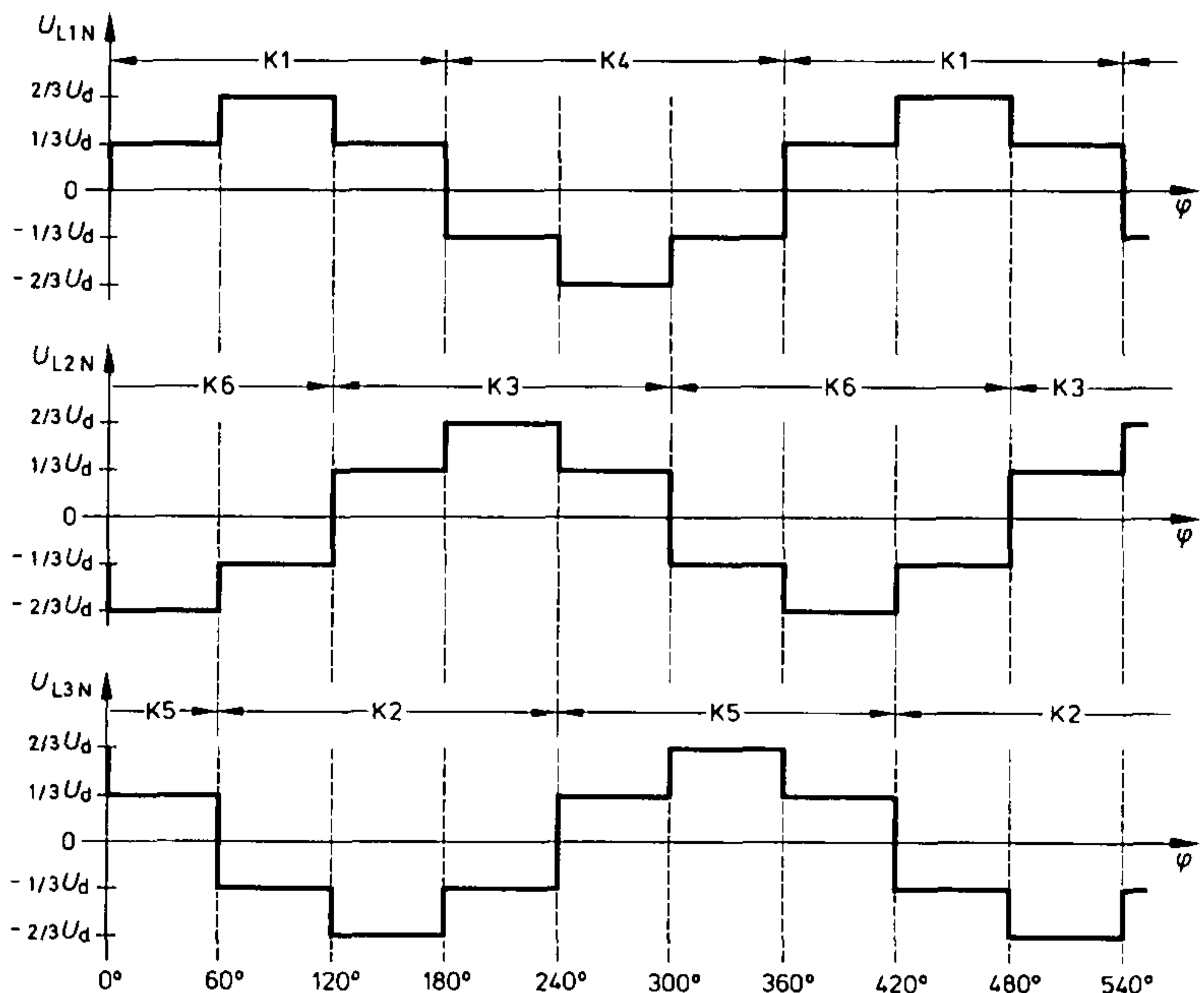
Independientemente del tipo de válvula, ahora explicaremos la operación de un inversor trifásico que utiliza contactos de conmutación operando periódicamente. Un inversor como éste se reproduce en la **figura 7.19**. Su tensión continua de entrada se toma como constante. Para simplificar, se provee una carga resistiva, de manera que el problema de la realimentación de energía para la alimentación del sistema no existe.

La formación de un campo giratorio, en función de los estados de conmutación de los contactos K 1 – K 6 se muestra en la **figura 7.20**. Se asume que cada contacto es cerrado por encima de  $180^\circ$  o  $\frac{1}{2}T$ . La **figura 7.21** muestra la curva asociada de la tensión línea a línea  $U_{L1L2}$ .

En el rango de ángulo

$$0^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$$

los contactos K 1, K 5 y K 6 están cerrados. Para las resistencias de carga, esto implica interconexión como muestra la **figura 7.22**.



**Figura 7.20** Formación de tensiones de fase

7.6 Ajuste de velocidad con convertidor indirecto

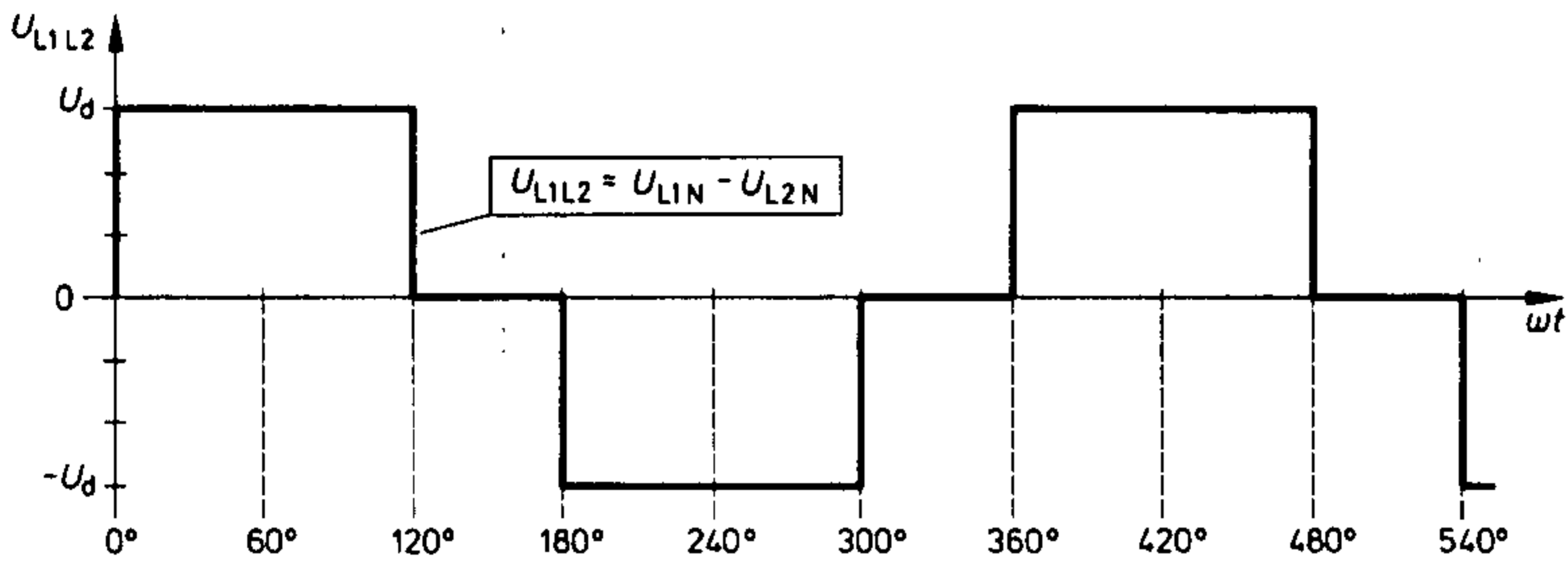


Figura 7.21 Curva de tensión línea a línea  $U_{L1L2}$

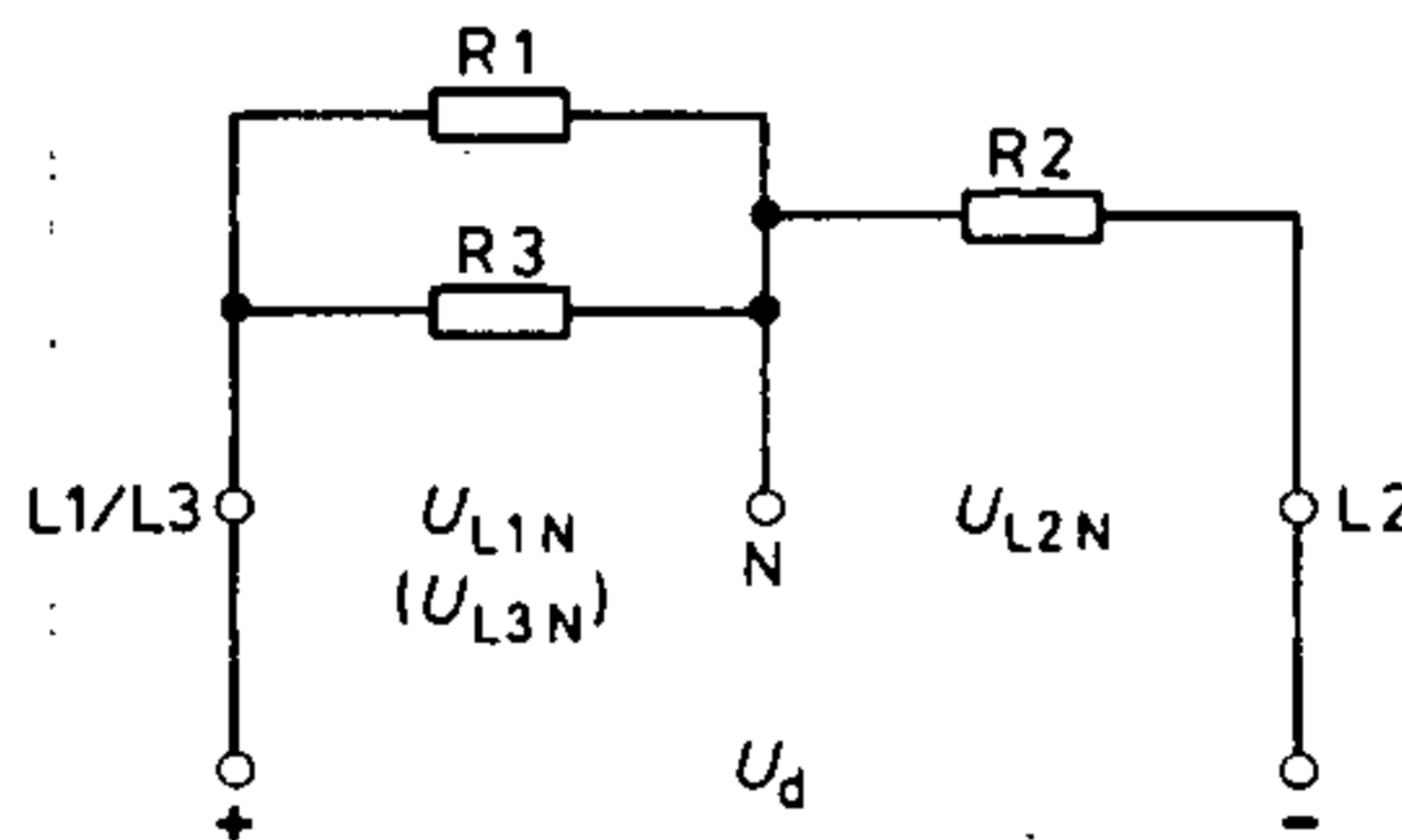


Figura 7.22 Conexión de carga efectiva para  $0^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$

Bajo la condición  $R_1 = R_2 = R_3$ , se aplica lo siguiente para las tensiones:

$$U_{L1N} = U_{L3N} = \frac{1}{3} U_d$$

$$U_{L2N} = -\frac{2}{3} U_d$$

Si consideramos la próxima sección con

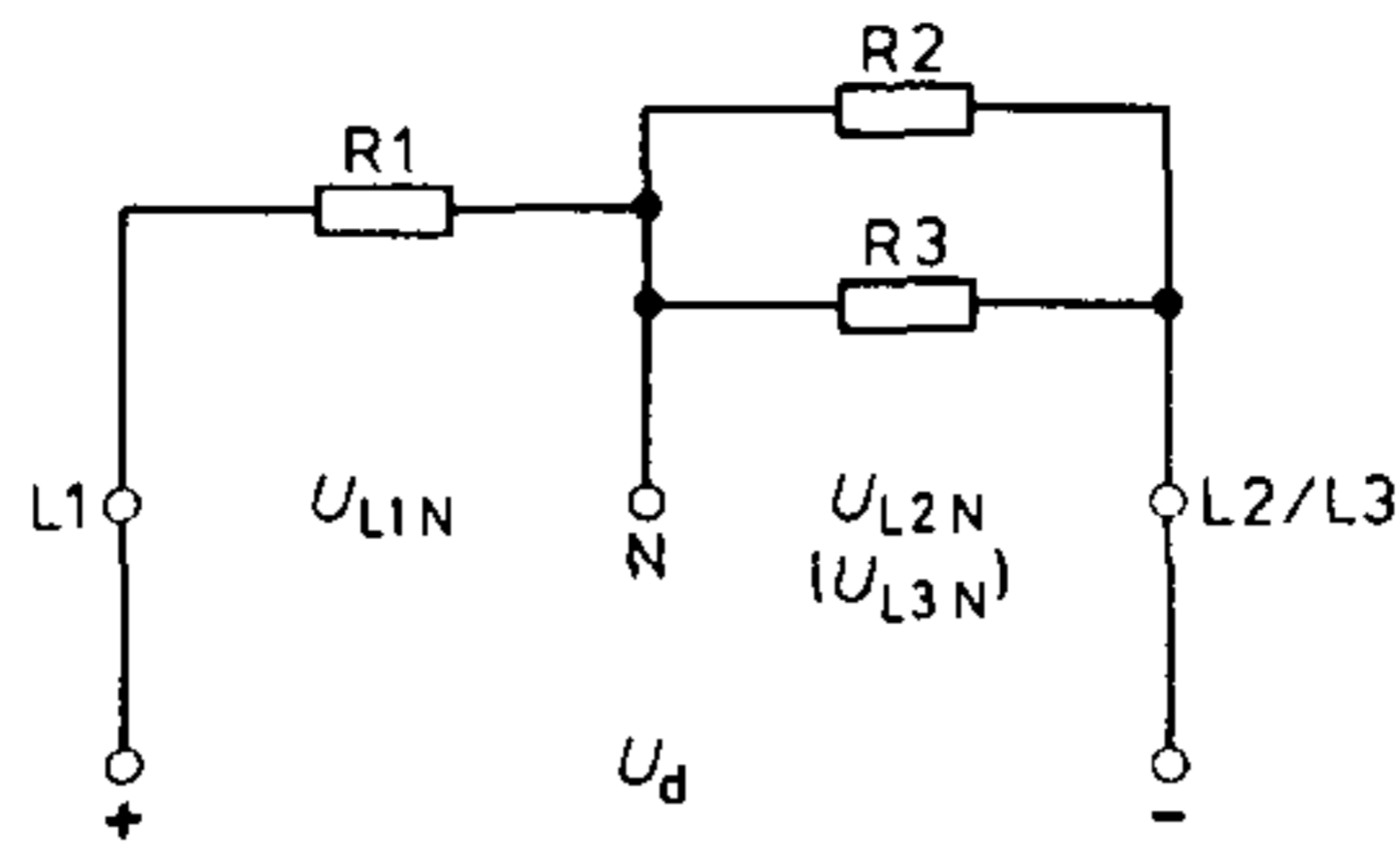
$$60^\circ \leq \varphi \leq 120^\circ,$$

en la cual los contactos  $K_1$ ,  $K_2$  y  $K_6$  están cerrados, tenemos una conexión en paralelo de  $R_2$  y  $R_3$ , la cual está a su vez en serie con  $R_1$ .

La distribución de tensión asociada se puede obtener de la figura 7.23:

$$U_{L1N} = \frac{2}{3} U_d$$

$$U_{L2N} = U_{L3N} = -\frac{1}{3} U_d$$



**Figura 7.23** Conexión de carga efectiva para  $60^\circ \leq \varphi \leq 120^\circ$

Si subsecuentemente procedemos en saltos de

$$\Delta\varphi = 60^\circ$$

obtenemos tres tensiones alternas simétricas en forma de saltos, que están desplazadas  $120^\circ$  una respecto de otra. Si  $U_{L2N}$  se retrasa a  $U_{L1N}$  en  $120^\circ$ , y si  $U_{L3N}$  también se retrasa a  $U_{L2N}$  en  $120^\circ$ , el sistema forma un campo giratorio horario. Si los comandos de control de los contactos K 3/K 6 son intercambiados con aquéllos de los contactos K 5/K 2, se obtiene la secuencia de amplitud  $U_{L1N} - U_{L3N} - U_{L2N}$ . Esto produce un campo giratorio antihorario.

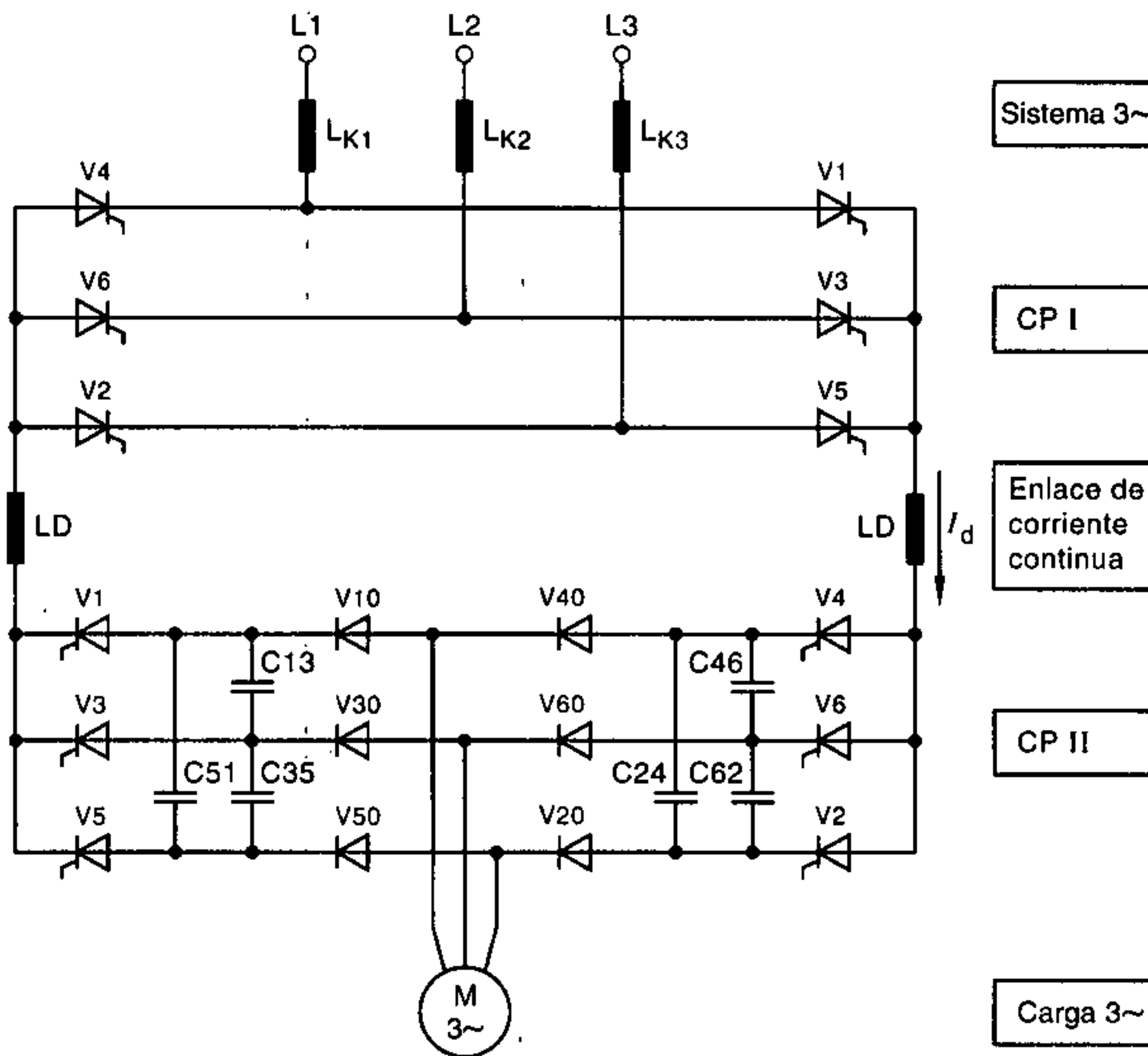
### 7.6.3 Convertidor con enlace de corriente continua

Entre los convertidores de uso práctico, el convertidor con enlace de corriente continua (circuito intermedio) destaca por su construcción relativamente simple.

Sin embargo, éste frecuentemente tiene la desventaja que, debido a la corriente señalada, el convertidor solamente puede trabajar con una carga conectada. Puesto que, en el proceso de diseño, los valores de la corriente límite del convertidor y carga tienen que acoplarse uno con otro, este tipo de convertidor es preferiblemente utilizado en impulsores de un solo motor. La operación básica de este convertidor se puede derivar de la representación de la unidad de potencia de la **figura 7.24**. Una tensión continua ajustable es entregada al enlace a través del convertidor de potencia I. Las bobinas de alisamiento LD escogidas deben ser de un valor tal que evite el modo de espacio del enlace de corriente continua, aún en las condiciones de servicio menos favorables. Esta corriente alisada es dividida por el convertidor de potencia II en bloques de corriente de  $120^\circ$ , que son entregados a la máquina trifásica asíncrona en tiempo con la frecuencia de salida deseada. Como resultado de la corriente señalada, se forma una tensión más o menos sinusoidal a través de la máquina.

Según la figura 7.24, el dispositivo de conmutación consiste de seis condensadores y seis diodos, utilizados, por ejemplo, en el sistema Monovertter AEG. Mientras la energía requerida para la conmutación es suministrada por los condensadores, los diodos causan el desacoplamiento de los condensadores desde la carga. Esto evita la descarga de los condensadores.

7.6 Ajuste de velocidad con convertidor indirecto

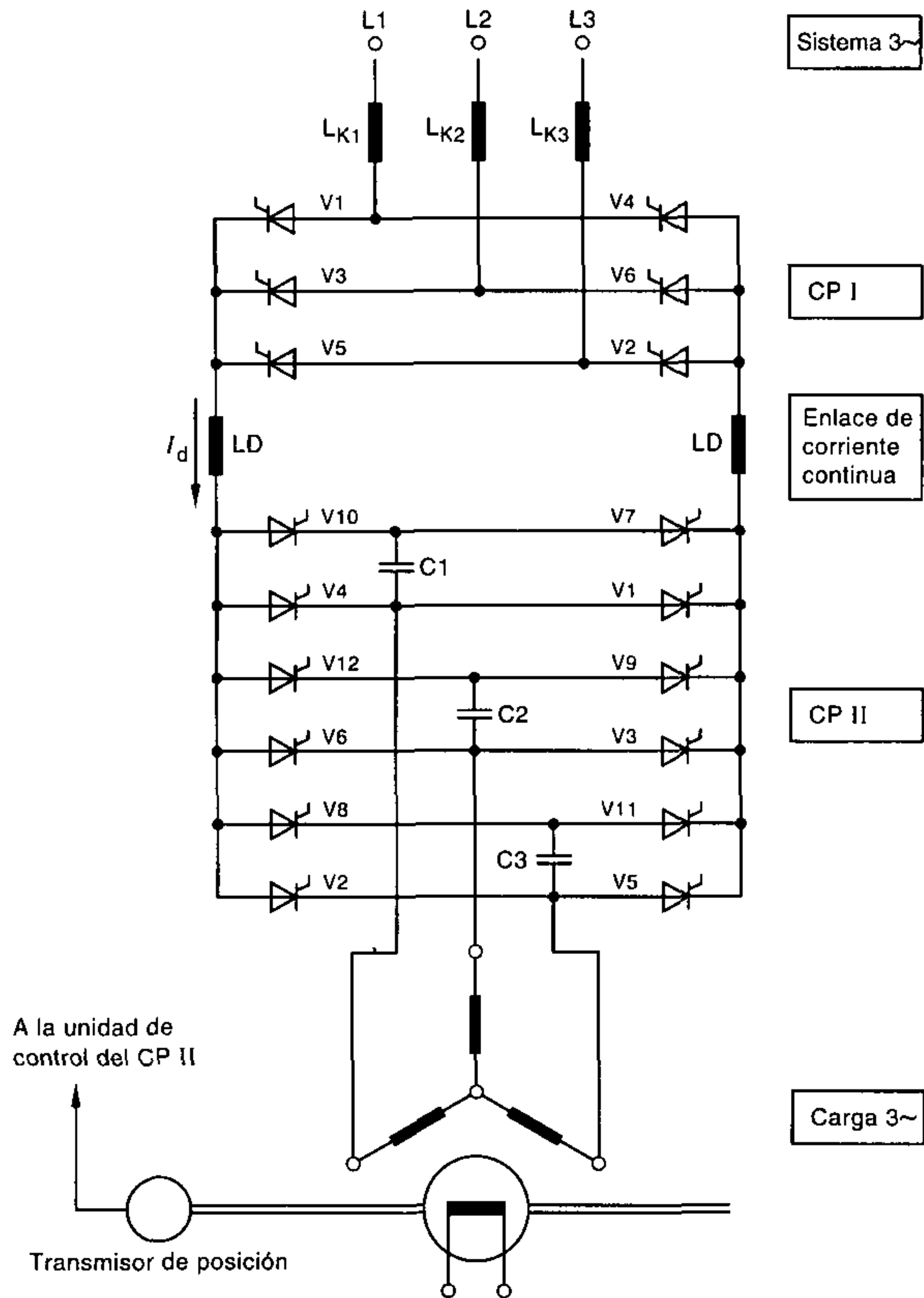


**Figura 7.24**  
Unidad de potencia de un convertidor con enlace de corriente continua

Puesto que ambos convertidores de potencia de la figura 7.24 son utilizados como puentes trifásicos totalmente controlados, se pueden alcanzar dos cuadrantes de operación sin gasto adicional en válvulas. Este caso ocurre cuando la máquina asíncrona está operando como generador. Sin embargo, de acuerdo a la sección 5.3.3.4, no pueden ocurrir variaciones en la dirección de la corriente continua. Por lo tanto el convertidor II debe conmutar desde el modo inversor hacia el modo rectificador. La polaridad de la tensión de enlace es entonces invertida, y la energía de freno es entregada al sistema a través del convertidor I que está operando en modo inversor. El rango de ajuste de velocidad de estos inversores es de alrededor 1 : 20, y la máxima frecuencia de salida es aprox. 200 Hz. En casos aislados, las instalaciones se han construido con valores de hasta 1 MVA.

Un caso especial del uso de un convertidor de potencia con enlace de corriente continua es un impulsor que utiliza un motor síncrono (motor con alimentación de convertidor). Mientras que el convertidor es básicamente construido de forma similar como muestra la figura 7.24 un motor trifásico síncrono, cuyo modo de operación no ha sido aún explicado, ahora está presente como carga.

A partir del diagrama de la **figura 7.25** es evidente que el estator del motor síncrono es comparable al de un motor asíncrono.



**Figura 7.25**  
Unidad de potencia de un motor con alimentación de convertidor

Sin embargo, el motor es de construcción diferente. En motores síncronos pequeños éste consiste de un imán permanente, y en motores grandes de un electroimán, en cada caso girando en sincronismo con el campo giratorio del estator. Puesto que, en muchos casos, la potencia de excitación es además entregada al bobinado del rotor sin contacto, también hablamos de un motor sin escobillas. En esta versión, se cumplen los requerimientos de un motor de bajo mantenimiento con buenas características dinámicas, ya que no se aplican los efectos negativos de los anillos rozantes o el conmutador.

## 7.6 Ajuste de velocidad con convertidor indirecto

En contraste a la figura 7.24, en este caso el equipo de conmutación consiste de seis tiristores y tres condensadores. Una característica de este motor con alimentación de convertidor es que el equipo de conmutación solamente es necesario en la fase de arranque. Por encima de una velocidad mínima de aprox.  $0,2 n_{nom}$ , la conmutación se efectúa por la tensión del motor. Entonces el dispositivo de conmutación puede ser apagado. En este caso hablamos de un convertidor de carga conmutada.

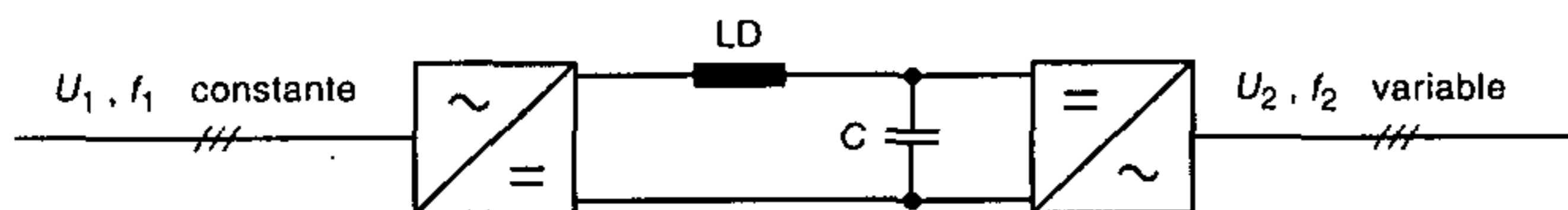
La posición deseada de los pulsos de control del CP II está indicada por un transmisor de posición de rotor, puesto que, en este tipo de máquina, el torque es dependiente del ángulo del rotor. En este caso, el ángulo del rotor es el ángulo por el cual el rotor retrasa al campo del estator.

Puesto que en el motor con alimentación de convertidor es posible la inmediata operación de los cuatro cuadrantes, éste es preferiblemente utilizado en el rango de alta potencia para impulsar bombas, compresores, sopladores, etc.

En el rango de baja potencia, este tipo de impulsor se alimenta desde la red de corriente alterna, los bobinados del estator de dos fases se conectan a través de transistores. Las aplicaciones incluyen los impulsores de grabadoras de cinta, de reproductores de cintas de grabación y equipo de transportación.

### 7.6.4 Convertidor con enlace de tensión continua

A diferencia de los convertidores con enlace de corriente continua, en los convertidores con enlace de tensión continua, se emplea dosificación de energía a través de la tensión. La corriente es automáticamente ajustada, de acuerdo a la naturaleza de la carga. Consecuentemente un convertidor con enlace de tensión continua es apropiado tanto para operación en vacío (sin carga) como también para uso en impulsores multimotor. Han sido desarrolladas diversas variantes de este tipo de convertidor, de acuerdo a la aplicación. Estas serán presentadas a continuación. Todas tienen la característica distintiva común de un condensador de alisamiento (figura 7.26) en el enlace de tensión continua.



**Figura 7.26**

Diagrama de bloques de un convertidor con enlace de tensión continua

#### 7.6.4.1 Tensión de enlace variable

Por virtud del convertidor de entrada completamente controlado, los convertidores con una tensión de enlace variable son capaces de asegurar un rápido acoplamiento de la tensión de salida cuando existe un cambio en la frecuencia de salida. Sin embargo, es una desventaja el efecto descrito en el capítulo 5, por el cual un circuito convertidor completamente controlado produce potencia reactiva en el sistema de alimentación.



7 Convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico

En todas las aplicaciones prácticas, el convertidor de salida consiste de un circuito en puente trifásico de corriente alterna totalmente controlado. Además, a cada tiristor se asigna un diodo de libre circulación. Estos diodos permiten la operación con carga inductiva y con fuerza electromotriz de retorno. En contraste al convertidor con enlace de corriente continua, se requiere equipo sofisticado de apagado para un convertidor con enlace de tensión continua. Esto se puede alcanzar de diversas maneras. La consideración detallada de estas operaciones de apagado está más allá del campo de este libro, de modo que debemos hacer referencia a la literatura respectiva.

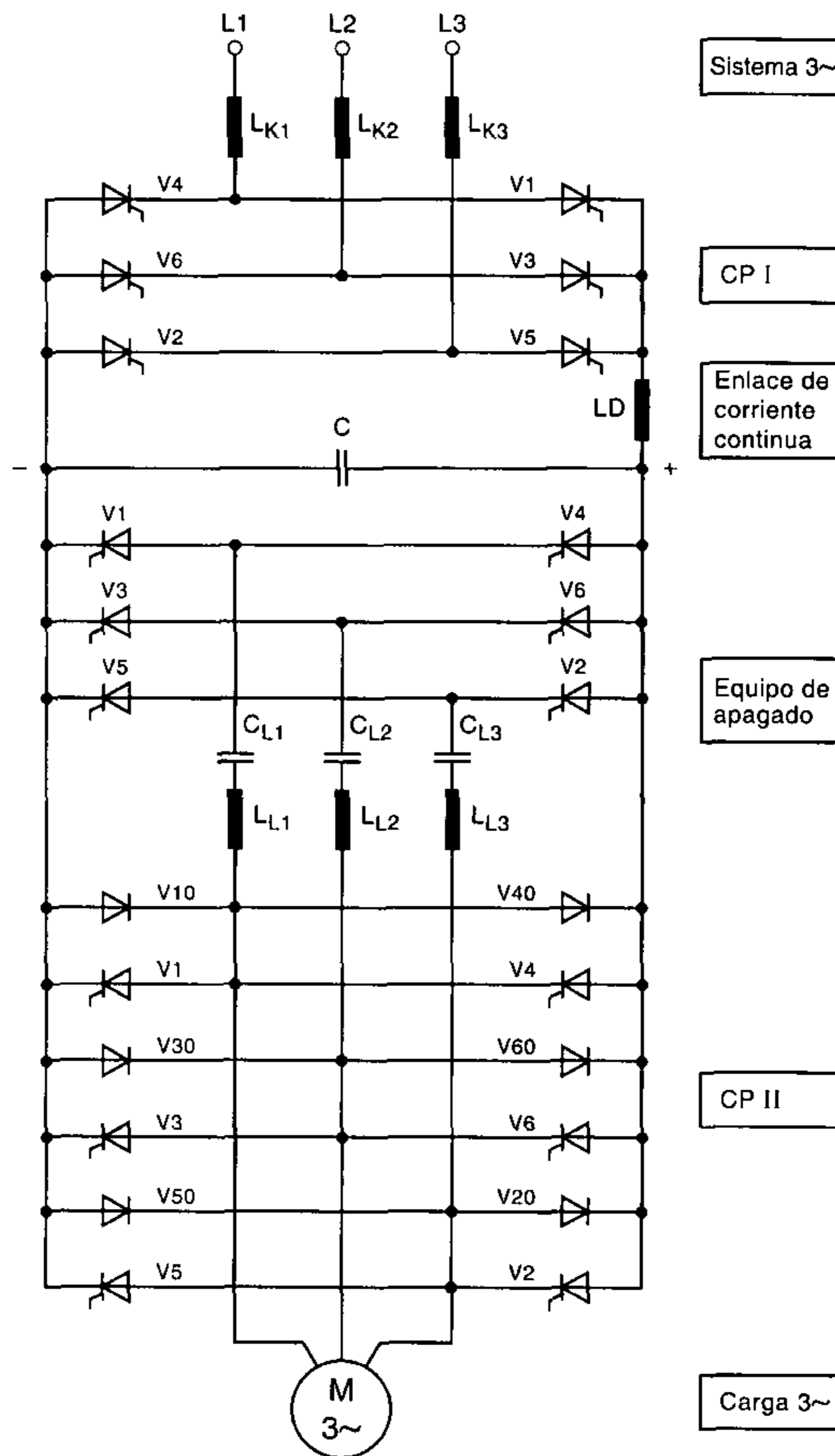


Figura 7.27 Convertidor con tensión variable de enlace y apagado de fase

## 7.6 Ajuste de velocidad con convertidor indirecto

Los circuitos de apagado habituales son:

- apagado individual
- apagado común
- apagado de fase.

Para ilustrar una vez más el gasto adicional, en la **figura 7.27** se reproduce la unidad de potencia de un motor con apagado de fase.

Cuando se diseña este tipo de convertidor, también es necesario asegurar que, aún en la más baja tensión de enlace, los condensadores de apagado todavía almacenen suficiente carga para que sea posible el apagado confiable de los tiristores de red.

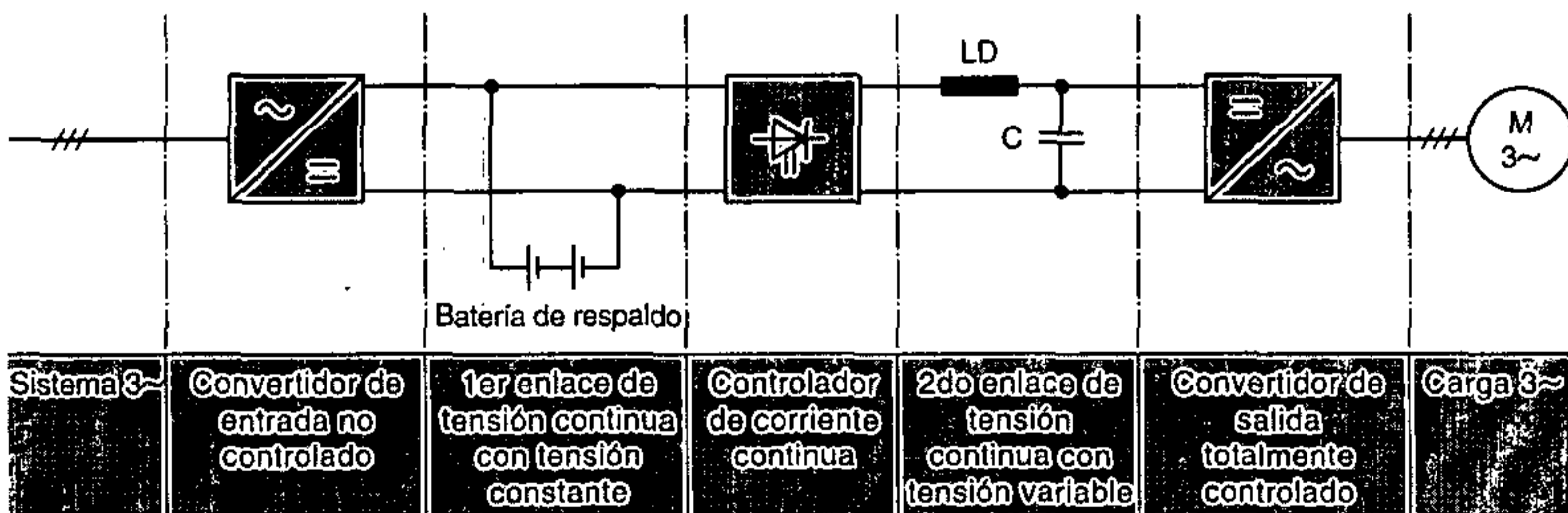
Entre otras aplicaciones, estos convertidores son utilizados en impulsores multimotor en las industrias de papel y textil, así como en mesas de rodillos y máquinas herramientas que funcionan a altas velocidades de rotación. Estos impulsores cubren un rango de potencia de aprox. 20 kVA – 300 kVA con frecuencias de salida de 5 Hz – 300 Hz.

### 7.6.4.2 Tensión de enlace constante

Los convertidores con tensión de enlace constante tienen un convertidor de entrada no controlado. Consecuentemente, no puede ocurrir potencia de control activa en el sistema de suministro.

En los impulsores que requieren un suministro de potencia con corte de fusible, se puede obtener un soporte adicional para el suministro de tensión continua a través de una batería de respaldo. Entonces el enlace de tensión continua puede ser utilizado para alimentar cargas de corriente continua individuales. Sin embargo, puesto que se mantiene el requerimiento para una tensión variable de salida en función de la frecuencia de salida, se ha desarrollado un convertidor que incorpora dos enlaces de tensión continua.

La **figura 7.28** muestra el diagrama de bloques de dicho convertidor de tres etapas con un controlador de corriente continua adicional, el cual hace posible ajustar una tensión continua variable para el segundo enlace.



**Figura 7.28** Diagrama de bloques de un convertidor con controlador de corriente continua y suministro de potencia de respaldo

Generalmente hablando, la tensión de salida puede ser provista a través del elemento de control en el enlace de tensión continua o en el inversor conectado en serie.

Uno de los posibles métodos trae consigo una reducción del área tensión/ángulo, de modo que la oscilación fundamental de la tensión de salida asume un valor eficaz inferior. Sin embargo, puesto que este método de control causa armónicos considerables, es muy raramente utilizado en la práctica.

Por otra parte, tenemos el método inversor de pulso controlado. Con este método, las válvulas inversoras son repetidamente disparadas y apagadas durante un ciclo. Este modo de operación ya ha sido básicamente explicado en el capítulo 3 en lo relacionado con los controladores de corriente continua.

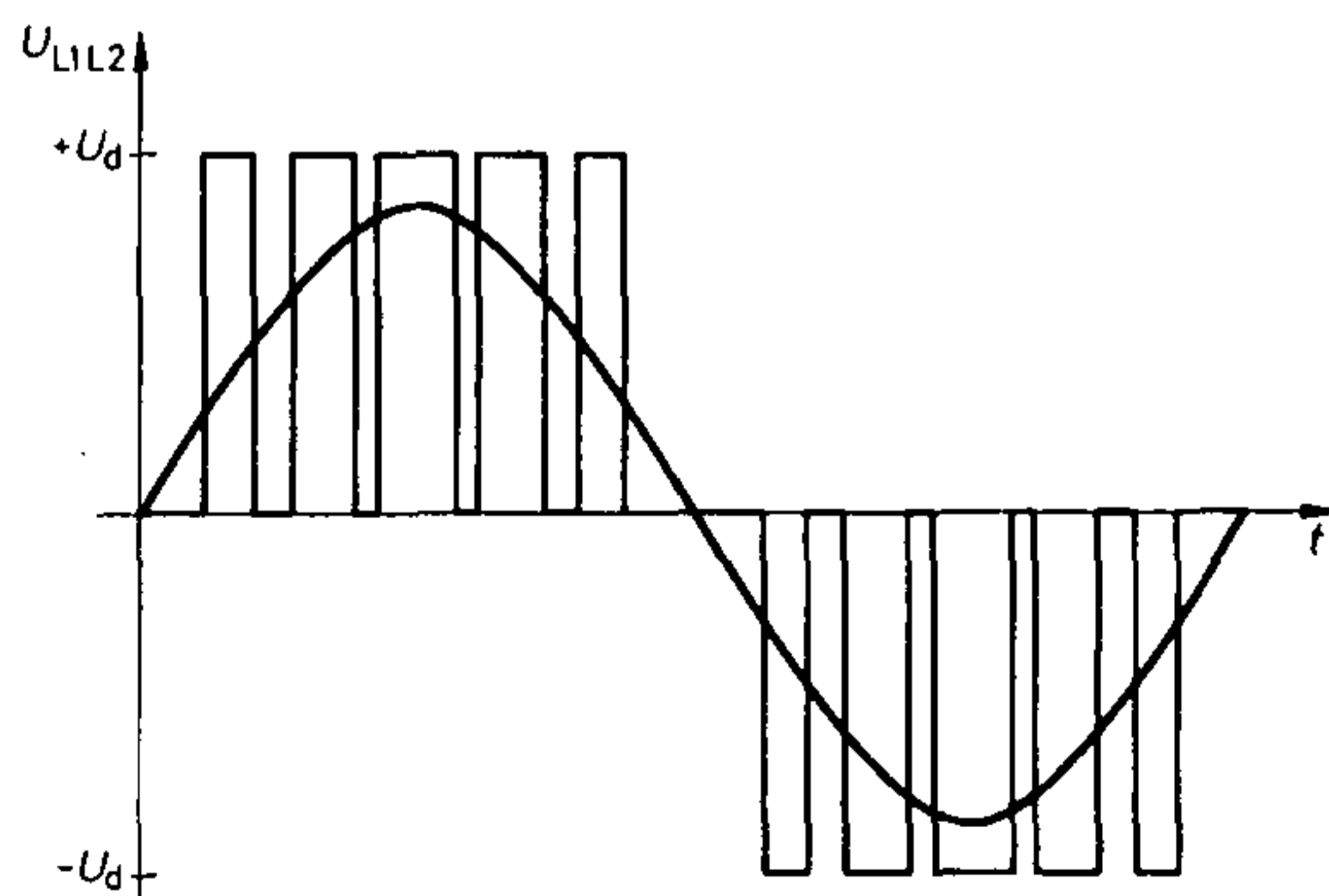
Puesto que el convertidor de pulso controlado puede ser utilizado casi para toda aplicación y es de gran importancia práctica, lo consideraremos en mayor detalle en la sección siguiente.

## 7.7 Convertidor de frecuencia de baja potencia

### 7.7.1 Generalidades

Como ya se mencionó, el convertidor de pulso controlado tiene una tensión de enlace constante. Una versión práctica de un convertidor de pulso controlado básicamente se puede producir utilizando seis interruptores electrónicos (figura 7.19). La utilización de válvulas transistorizadas ofrece apreciables ventajas comparadas con el uso de válvulas de tiristor, puesto que las condiciones de apagado para los transistores son muy simples. Las siguientes ventajas son atribuibles al disparo y apagado repetidos de una válvula con la duración del semiciclo respectivo:

- Por virtud de una relación de encendido variable, es posible influenciar la forma de onda de la tensión relacionada con el tiempo, en adición al valor eficaz. El control de ancho de pulso que simula la tensión de salida de una variable de referencia de entrada sinusoidal se aplica cada vez más en la práctica. La **figura 7.29** muestra como la oscilación fundamental sinusoidal se puede obtener a partir de la tensión de enlace constante  $U_d$ . Puesto que la frecuencia de esta oscilación fundamental está por debajo de la frecuencia de pulsos, este tipo de control de tensión también se conoce como método subarmónico, y la oscilación fundamental misma como subarmónica.



**Figura 7.29** Control de ancho de pulso para producir una subarmónica sinusoidal

## 7.7 Convertidor de frecuencia de baja potencia

– Por virtud del método de pulsos, los armónicos que ocurren solamente son aquéllos que oscilan en la frecuencia de los pulsos o inclusive en mayores frecuencias. Por lo tanto se puede formar una curva de corriente más o menos sinusoidal, aún con componentes de carga inductivos relativamente pequeños.

Como ya ha sido indicado, los convertidores de pulso controlado en el rango de potencia hasta 10 kVA son generalmente diseñados como convertidores transistorizados. En base de la pequeña potencia de salida, el rectificador de entrada no controlado está diseñado para conexión en corriente alterna de una fase. En la tensión de red común de 220 V, esto significa, sin embargo, que la máxima tensión continua que se puede alcanzar en el enlace de tensión es:

$$U_d = \sqrt{2} \cdot U_1 = 1,414 \cdot 220 \text{ V} = 311 \text{ V}$$

También sigue que el inversor de salida trifásico puede solamente suministrar una amplitud de tensión que en cualquier caso tendrá el valor  $U_d$ .

Puesto que este convertidor de frecuencia es usualmente cargado con motores trifásicos, un motor en jaula de ardilla para 220 V/380 V debe ser conectado en delta.

Dependiendo del tipo de convertidor, se deben diferenciar dos casos en la operación de dichos motores asíncronos:

Primeramente, el rango de velocidad

$$0 \leq n \leq n_{\text{nom}}$$

y segundo el rango de velocidad

$$n_{\text{nom}} \leq n \leq n_{\text{máx}}$$

En el primer caso, el ajuste de tensión se efectúa al mismo tiempo que el cambio en la frecuencia, de modo que el motor es operado con corrientes constantes. Por lo tanto, con las versiones descritas en la sección 7.1.3.2, se obtiene un rango de operación con torque constante y salida de potencia linealmente creciente. Las curvas cualitativas de las magnitudes de sistema  $M$  y  $P$  consecuentemente también están reproducidas en la **figura 7.30**. Es evidente que la curva característica  $M/n$  del motor es mantenida cualitativamente, y solamente experimenta un desplazamiento paralelo con frecuencia y tensión invariantes, porque la velocidad síncrona es directamente proporcional a la frecuencia de operación ( $n_s \sim f_2$ ).

Si la frecuencia de operación  $f_2$  aumenta por encima de la frecuencia de red  $f_{1 \text{ red}}$ , no es posible que aumente la tensión. Por lo tanto, las impedancias del motor, que crecen conforme crece la frecuencia, causan una reducción en la corriente. Sin embargo, una corriente pequeña causa un campo magnético débil, de modo que en este caso se habla de un modo de operación en el rango de campo debilitado.

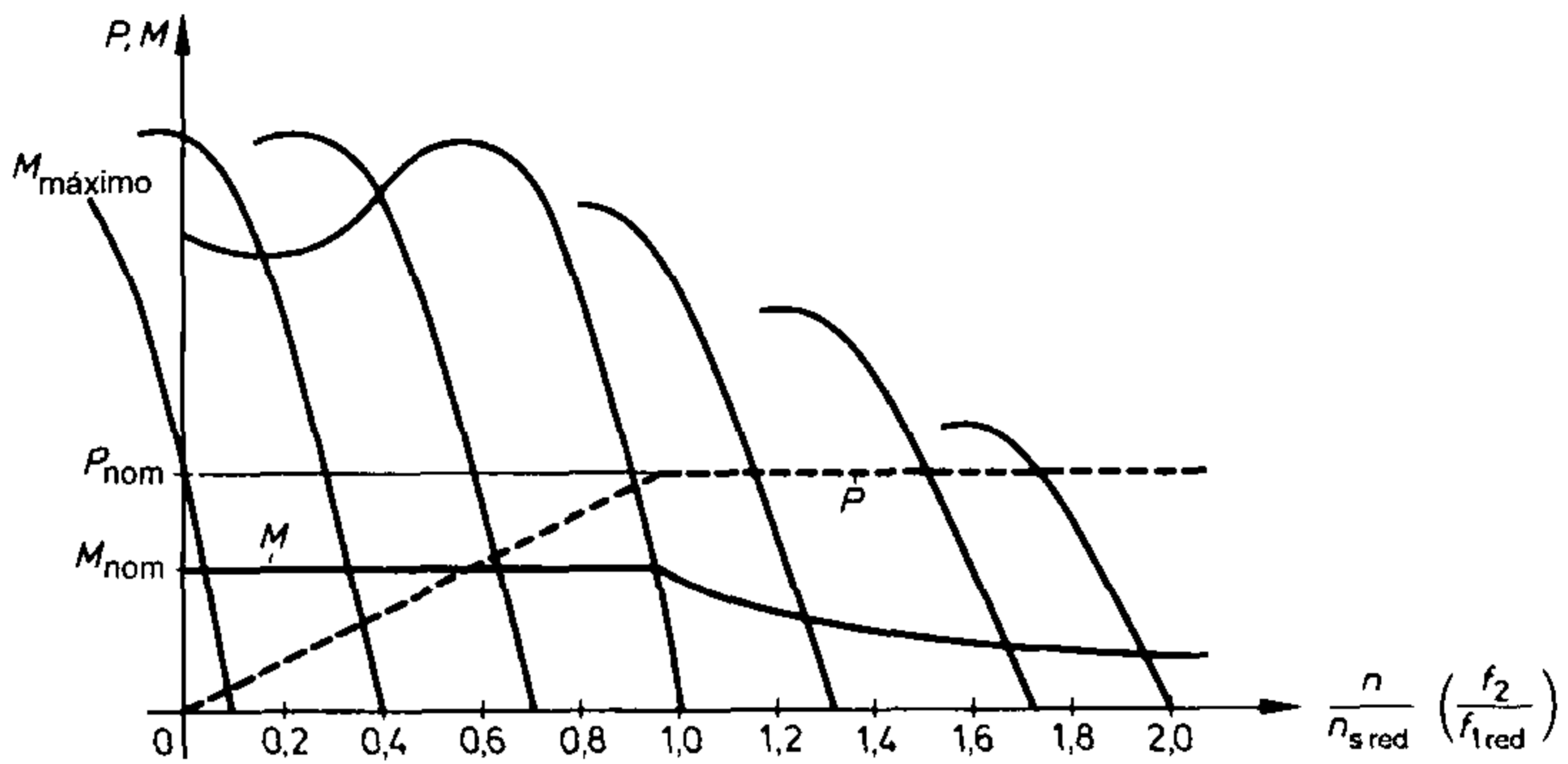
Las curvas características de la figura 7.30 presentan una fuerte pendiente conforme el campo se va debilitando. El torque máximo cae.

En la proporción

$$M \sim B_1 \cdot I_2$$

de la sección 7.1.3.1, se puede sustituir la siguiente relación por la densidad de flujo de máquina  $B_1$ :

$$B_1 \sim \frac{U_1}{f_1}$$



**Figura 7.30** Familia de curvas características de un motor trifásico asíncrono para una variación en la frecuencia

Con  $U_1 = \text{const.}$ , se aplica lo siguiente:

$$M \sim \frac{I_2}{f_1}$$

Si, para una basta aproximación, establecemos que la corriente del rotor  $I_2$  similarmente permanece constante, debido a una velocidad de deslizamiento creciente

$$\Delta n = n_s - n$$

esto produce lo recíproco

$$M \sim \frac{1}{f_1}$$

Puesto que la velocidad del motor es directamente proporcional a la frecuencia del estator, la potencia entregada por el motor será:

$$P \sim M \cdot n = \text{const.}$$

Esta relación ideal también está representada en la figura 7.30.

Para aclarar las cosas, nuevamente debemos señalar que, según lo que se ha dicho primeramente, las magnitudes del estator  $U_1$  y  $f_1$  son idénticas a las magnitudes del convertidor  $U_2$  y  $f_2$ .

### 7.7.2 Aplicaciones típicas

Los convertidores de frecuencia transistorizados descritos en el capítulo anterior son principalmente utilizados, por ejemplo, en equipo de dosificación, bombas, ventiladores, maquinaria de impresión, equipo de transportación, extractores, mezcladores, maquinaria de vibración y máquinas herramientas.

Como ejemplo típico, aquí presentaremos el convertidor 732 de las series Simplatron fabricado por Lenze. Los principales datos del motor e impulsor para este convertidor están listados en la **figura 7.31**.

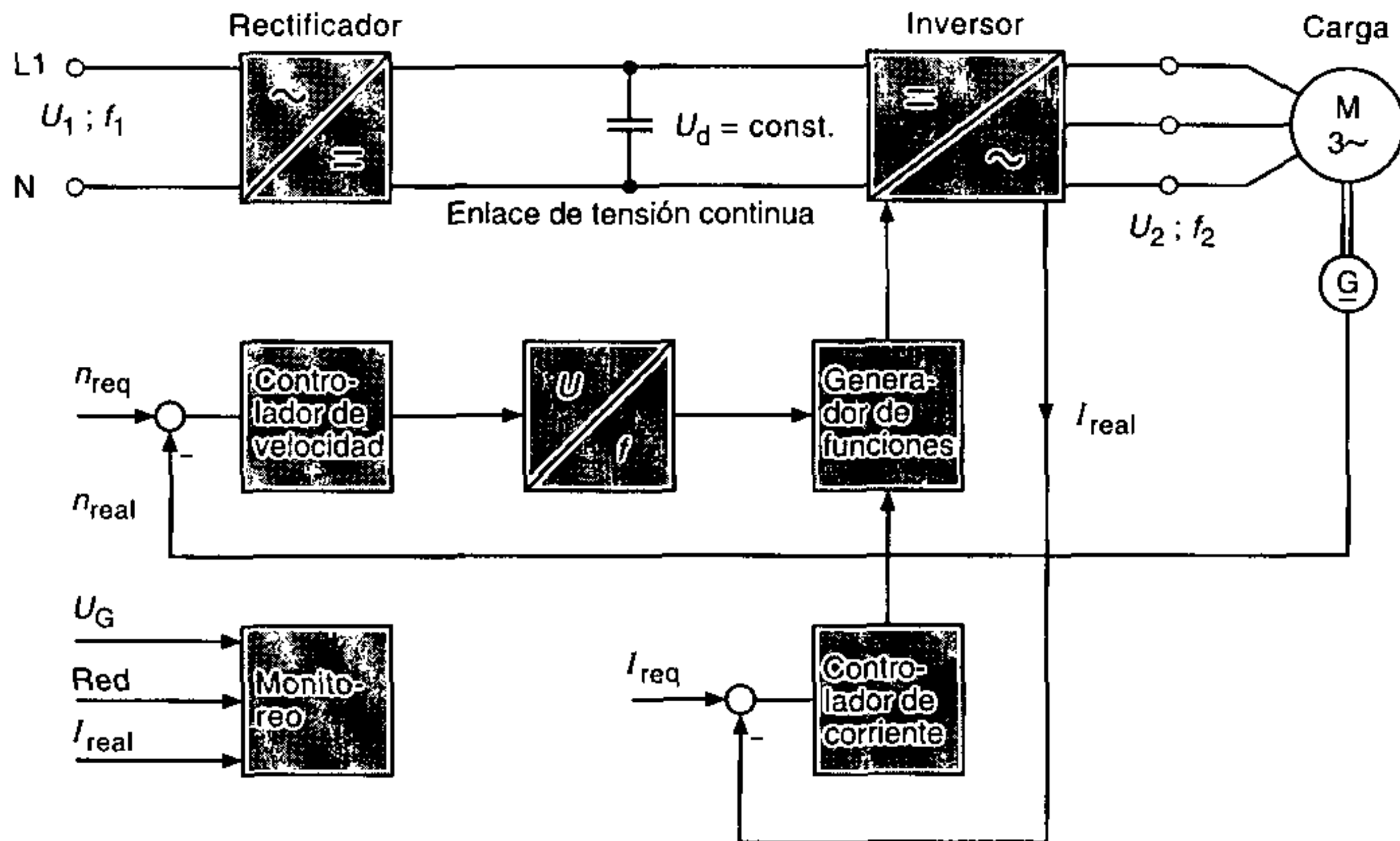
Convertidor 732					
Tensión de red	$U_1$	=	190 V	260 V	
Máx. corriente de red	$I_1$	=	10 A		
Frecuencia de red	$f_1$	=	50/60 Hz		
Potencia de salida	$S_2$	=	1,5 kVA		
Corriente de fase	$I_2$	=	4,0 A		
Frecuencia de salida	$f_2$	=	5–110 Hz		
Tensión de tacómetro	$U_{real}$	=	10–180 V		
Asignación del motor y datos del impulsor					
Potencia de la unidad $P_{2\text{ nom}} = 0,75\text{ kW}$					
Potencia reducida $P_2 = 0,64\text{ kW}$					
$M = \text{const.}$ desde 5 Hz hasta 50 Hz			$P_{mec} = \text{const.}$ desde 50 Hz hasta 110 Hz		
Velocidad de rotación nominal $n_{nom}/\text{min}^{-1}$	Torque del motor $M/\text{Nm}$	$f_{min} = 5\text{ Hz}$ $n_{min}/\text{min}^{-1}$	en $f_{máx} = 110\text{ Hz}$ $n_o/\text{min}^{-1}$ $n_{máx}/\text{min}^{-1}$ $M_1/\text{Nm}$		
2810	2,2	110	6600	6182	1,0
1390	4,4	40	3300	3058	2,0
920	6,6	20	2200	2024	3,0
700	8,7	15	1650	1540	4,0

**Figura 7.31** Datos del motor e impulsor del convertidor 732

Este equipo también puede suministrar una combinación multimotor, si la suma de las potencias de motor es menor que la potencia del convertidor.

Puesto que la forma de onda de pulsos de la tensión de salida del convertidor de estos convertidores causan pérdidas de motor adicionales, el fabricante recomienda un factor de utilización del motor de solamente el 85 %.

Además del sistema de control en lazo cerrado mostrado en el diagrama de bloques de la **figura 7.32**, el convertidor 732 también es apropiado para control en lazo abierto.



**Figura 7.32** Diagrama de bloques de un convertidor de frecuencia en modo de operación de velocidad controlada

El equipo también incorpora un controlador de corriente adicional, que es ajustado en el trabajo de modo que no se exceda la corriente nominal del equipo, incluso con un motor de rotor bloqueado.

La construcción básica de la unidad de potencia de este inversor trifásico se muestra en la **figura 7.33**. En este caso, los seis interruptores requeridos son producidos utilizando transistores de potencia.

Un circuito RC de protección y un diodo de libre circulación están conectados en paralelo con las secciones colector-emisor de cada una de las válvulas, por ejemplo, para entregar la corriente de frenado al enlace de tensión continua. Para una mayor operación de frenado, la tensión de enlace puede por ende ser incrementada hasta que el valor límite sea alcanzado, causando que el inhibidor de pulsos opere y el inversor se bloquee. La reconexión no se realiza hasta que se alcance el valor de 370 V.

En los impulsores con requerimientos dinámicos incrementados, es posible conectar una resistencia para conseguir tiempos de frenado cortos. Esta resistencia toma la corriente de frenado del motor, evitando con esto un incremento inaceptable de la tensión de enlace. Una unidad lógica adicional asegura que la resistencia de frenado solamente esté conectada cuando el motor esté operando en modo de generador. Esto asegura que no aparezca una carga inadmisibles en el enlace. La **figura 7.34** muestra los diagramas de secuencia típicos con y sin resistencia de frenado.

7.7 Convertidor de frecuencia de baja potencia

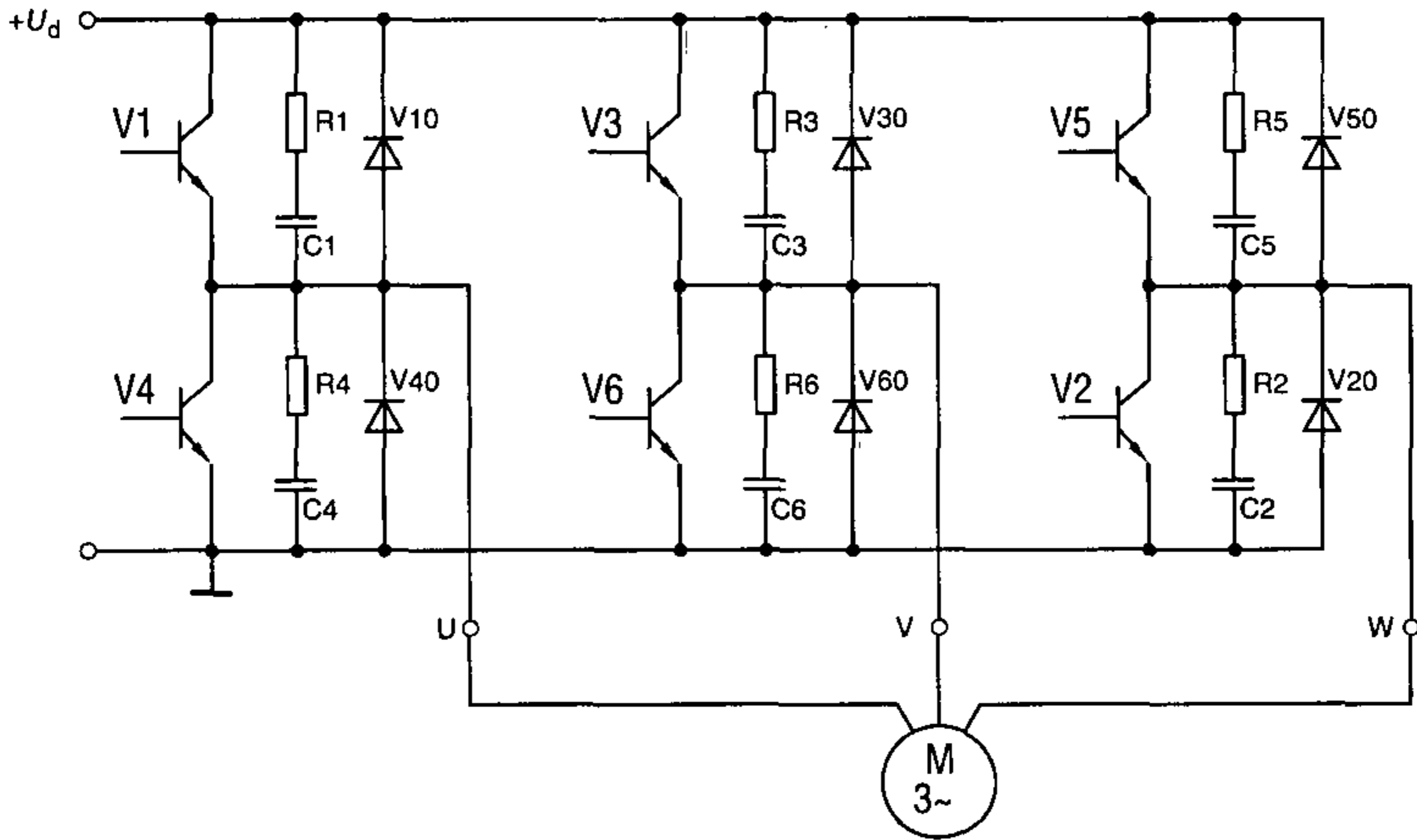


Figura 7.33 Unidad de potencia de un inversor trifásico transistorizado

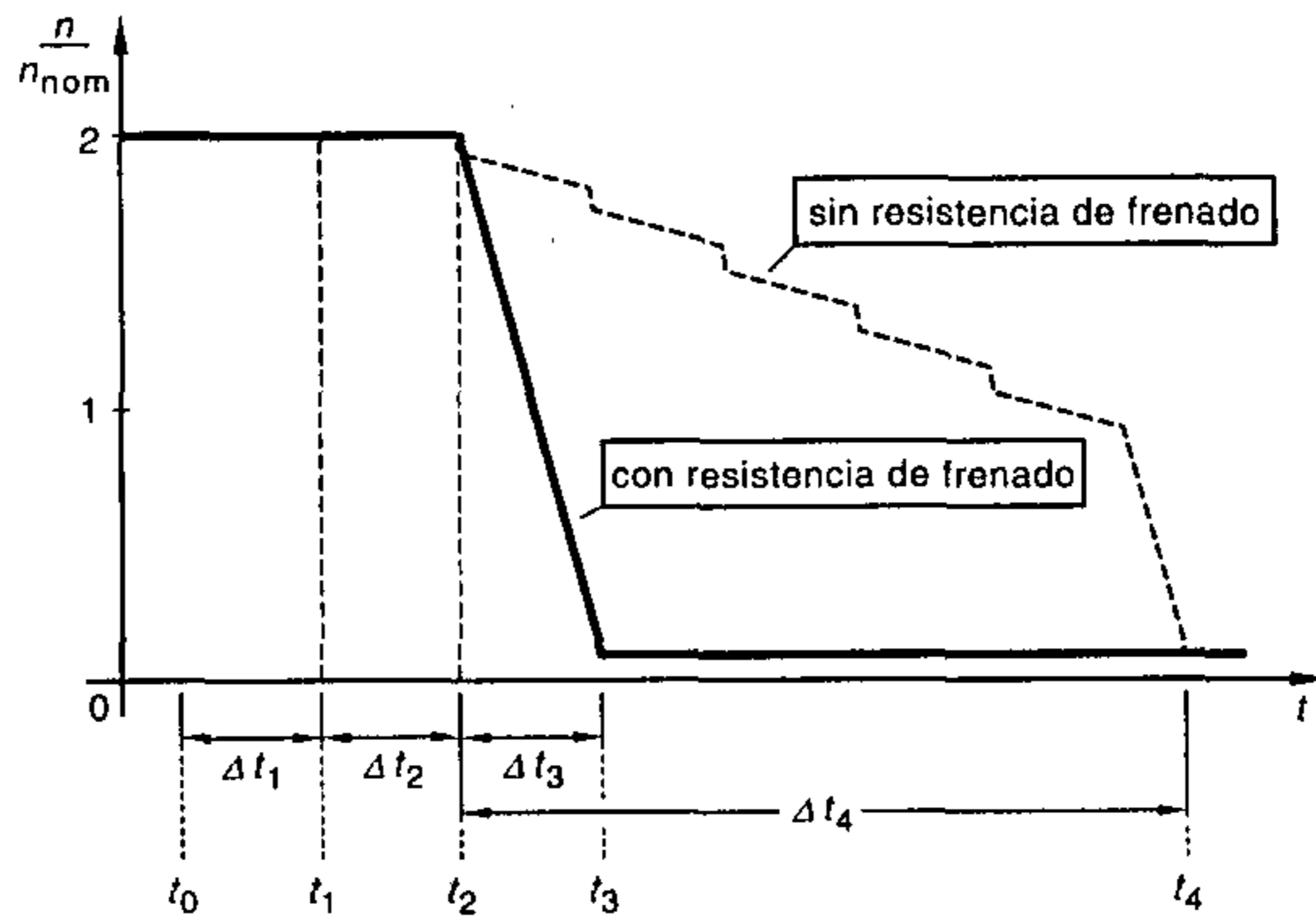


Figura 7.34 Operación de frenado con y sin resistencia de frenado

El tiempo de frenado puede ser reducido desde  $\Delta t_4$  hasta

$$\Delta t_3 \approx \frac{1}{4} \Delta t_4$$

Las posibles conexiones de este dispositivo de frenado externo se pueden ver en el diagrama de conexión de terminales (figura 7.35).



SL	R	Mp	Código de conexión según VDE 0570
PE	L1	N	Código de conexión según DIN 42 400

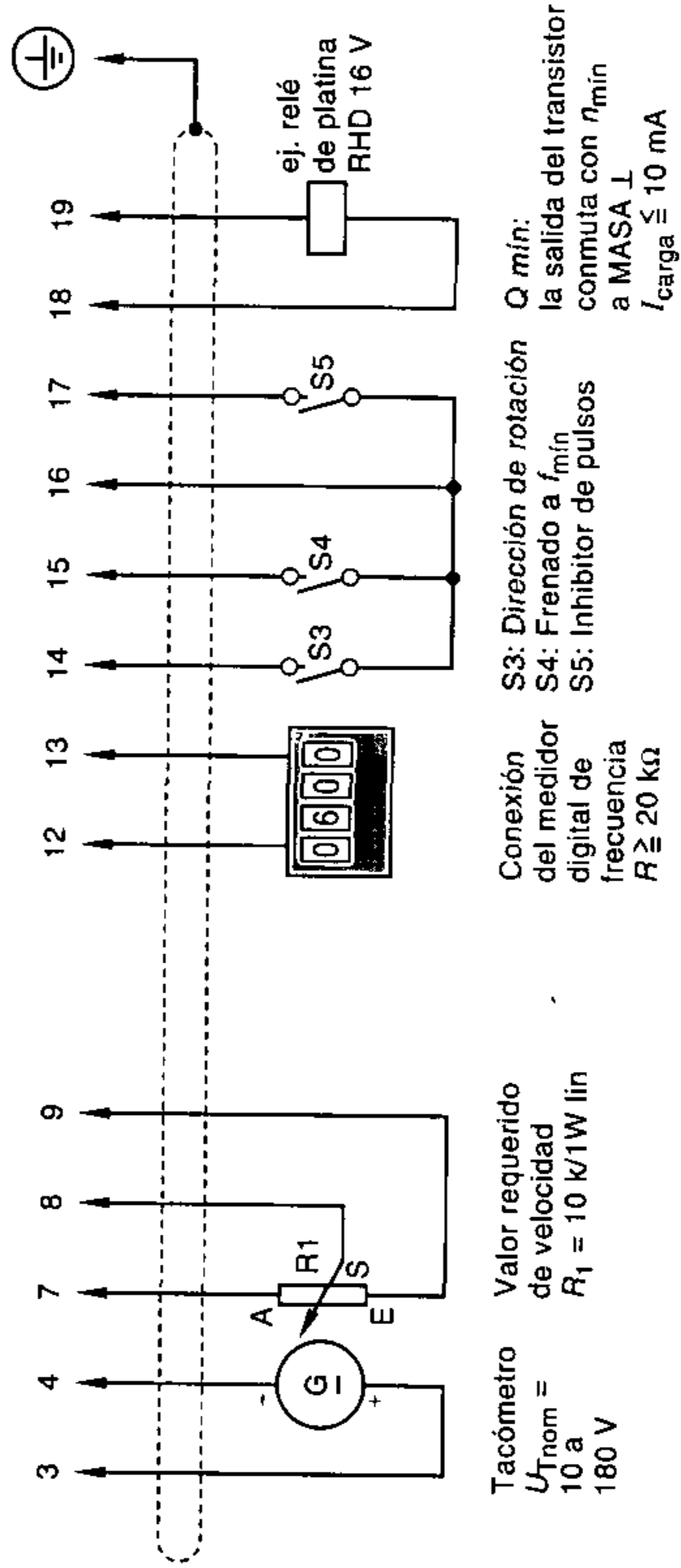
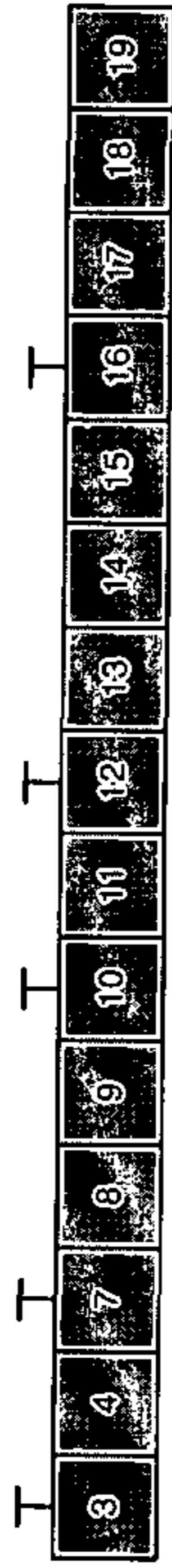
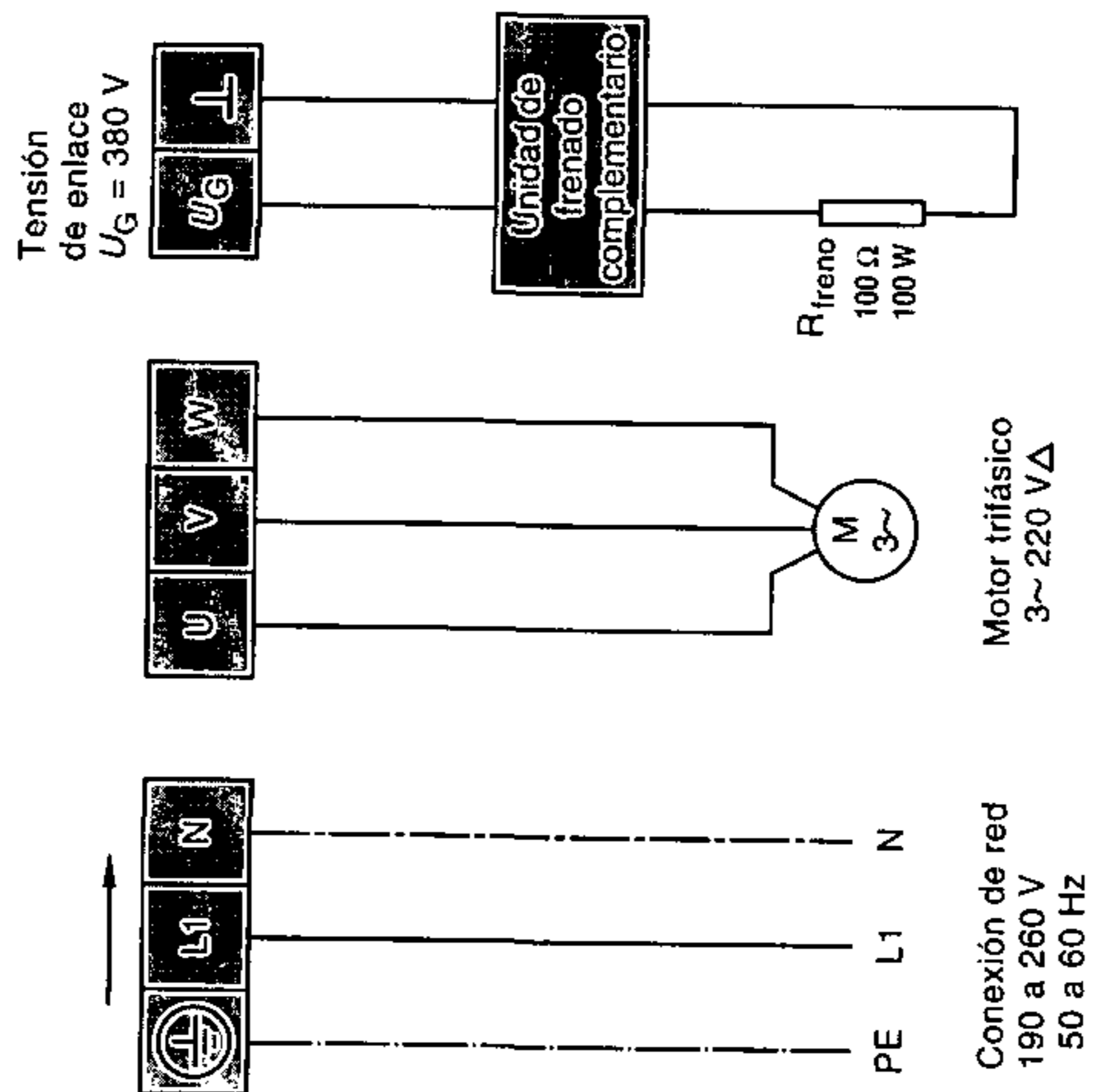


Figura 7.35 Diagrama de conexión de terminales del convertidor 732

## 7.7 Convertidor de frecuencia de baja potencia

Aunque el diagrama de conexión de la figura 7.35 no provee información directa concerniente a las operaciones interiores, para el practicante de la técnica éste será un documento más importante cuando éste llegue a graduarse. Así con el convertidor 732 se pueden iniciar operaciones de extensión mediante la conexión de contactos. La inversión de la dirección de rotación en la **figura 7.36** se lleva a cabo mediante la operación del interruptor S 3, por ejemplo.

El proceso de inversión tiene lugar automáticamente. La formación del campo giratorio horario y antihorario se ejecuta por completo electrónicamente por condiciones de conmutación apropiadas. Después que el interruptor S 3 es cerrado, el motor frena durante el período  $T_i$  a la velocidad mínima  $n_{\min} \sim f_{\min}$  y — después invierte el campo giratorio en el instante  $t_1$  — funciona al valor de velocidad deseada ajustada en el tiempo de giro ascendente  $T_i$ .

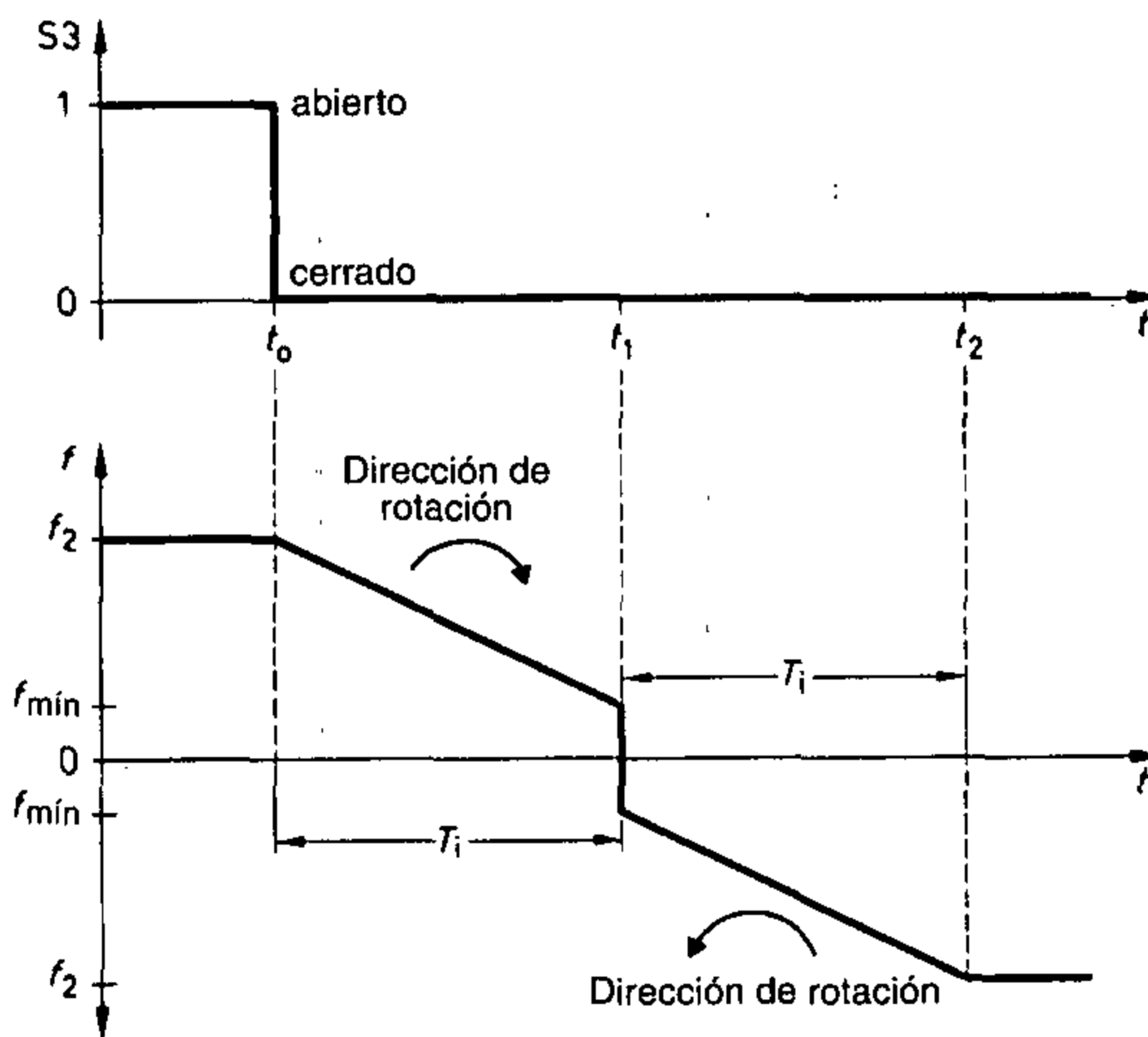


Figura 7.36 Proceso de inversión

### 7.7.3 Tendencia de desarrollo en electrónica de potencia

En las secciones previas, los circuitos convertidores más importantes han sido presentados como elementos de conexión entre el sistema de suministro eléctrico y los tipos más frecuentes de carga.

Puesto que el asunto de ahorro de energía se ha vuelto aún más crucial en todos los campos de la vida, la electrónica de potencia está encaminada a desarrollar considerable experiencia adicional. La razón para esto se encuentra en las ventajas de la electrónica de potencia sobre la tecnología convencional, listadas en el capítulo 1. Esta tendencia está recibiendo impulso adicional a partir del mejoramiento continuo de los datos de válvulas y descenso de los costos de producción.

Por ejemplo, a mediados de 1981 una máquina estática de potencia reactiva (convertidor de potencia reactiva autoconmutado) fue desarrollada por la firma AEG-Telefunken bajo el nombre Varoverter. Con ésta se pretendía reemplazar a las lentas máquinas giratorias de desplazamiento de fase, puesto que éstas no podían arreglárselas con cambios dinámicos rápidos a la potencia reactiva en los sistemas de alimentación en ese tiempo. El principio utilizado para este propósito, el cual ha sido conocido por largo tiempo, no pudo ser implementado de manera técnica y económicamente significativa hasta que los tiristores de muy alta velocidad fueron desarrollados.

En el rango de baja potencia, la integración de componentes continuará en progreso, de modo que la técnica modular en el futuro posiblemente hará unidades de potencia con disparo integrado.

Por virtud del perfeccionamiento de la ingeniería de control en lazo cerrado y en lazo abierto y del correspondiente perfeccionamiento de manejo de las secciones de potencia del convertidor, se anticipa que existirá un rápido incremento en los impulsores con alimentación de convertidor controlado por microprocesador. En estos casos, es posible, por ejemplo, alcanzar rápida y precisamente la optimización del controlador automático para cualquier carga. Por nombrar, los procesos de monitoreo y análisis de fallas, y también el uso de microcomputadoras producirán perfeccionamientos adicionales en la electrónica de potencia.

## 7.8 Símbolos utilizados

### 7.8.1 Tensiones

$U_1$	Tensión del estator
$U_d$	Valor medio aritmético de la tensión continua
$U_{L1, L2, L3}$	Tensiones de línea
$U_{L1 L2}$	Tensión alterna entre la fase 1 y la fase 2; tensión fase-fase

### 7.8.2 Corrientes

$I_a$	Corriente de arranque
$I_d$	Valor medio aritmético de la corriente continua
$I_{nom}$	Corriente nominal
$I_1, I_2, I_3$	Corrientes de línea
$I_U, I_V, I_W$	Corrientes de fase

### 7.8.3 Potencias

$P$	Potencia activa
$P_{\text{nom}}$	Potencia activa nominal
$P_{\text{el nom}}$	Potencia activa eléctrica nominal
$P_{\text{mec nom}}$	Potencia mecánica nominal; potencia mecánica nominal que se puede tomar desde el eje
$P_Y$	Potencia activa, conexión en estrella
$P_{\Delta}$	Potencia activa, conexión en delta
$S_Y$	Potencia aparente, conexión en estrella
$S_{\Delta}$	Potencia aparente, conexión en delta

### 7.8.4 Magnitudes características de impulsores y motores

$B$	Densidad de flujo magnético
$B_1$	Densidad de flujo de la máquina; Densidad de flujo del estator
$M$	Torque (momento)
$M_a$	Torque de arranque
$M_{\text{acel}}$	Torque de aceleración
$M_{\text{máximo}}$	Torque máximo
$M_{\text{nom}}$	Torque nominal
$M_{\text{silla}}$	Torque de silla
$M_{\text{res}}$	Torque resistivo
$n$	Velocidad de rotación
$n_{\text{nom}}$	Velocidad nominal
$n_s$	Velocidad síncrona
$n_{s \text{ red}}$	Velocidad síncrona a la frecuencia de red
$\Delta n$	Diferencia en la velocidad de rotación
$p$	Número de polos
$p'$	Número de pares de polos
$s$	Deslizamiento
$s_{\text{máximo}}$	Deslizamiento máximo
$s_{\text{nom}}$	Deslizamiento nominal
$\Phi$	Flujo magnético
$\Phi_1, \Phi_2$	Flujo del estator, flujo del rotor
$\Phi_{\text{nom}}$	Flujo nominal
$\Delta\Phi$	Variación de flujo

### 7.8.5 Otras magnitudes

$B_0$	Punto de operación en $\alpha = 0^\circ$
$B_{130}$	Punto de operación en $\alpha = 130^\circ$
$\cos \varphi$	Factor de potencia
$f$	Frecuencia
$f_1$	Frecuencia de entrada o frecuencia de la red
$f_2$	Frecuencia de salida
$f_{1 \text{ red}}$	Frecuencia del estator en operación de red
$f(n)$	Función de la velocidad de rotación $n$
$k$	Constante (generalmente); constante del ventilador
$LD$	Bobina de alisamiento, reactor
$R_0$	Resistencia del rotor con anillos rozantes cortocircuitados
$T_i$	Tiempo de marcha ascendente; Tiempo de marcha descendente
$X$	Reactancia inductiva
$Z$	Impedancia
$\alpha$	Angulo de control, ángulo de retardo de disparo
$\eta_{\text{nom}}$	Eficiencia nominal
$\omega$	Velocidad angular
$\omega_{\text{el}}$	Frecuencia angular
$\omega_{\text{nom}}$	Velocidad angular nominal
$\omega_r$	Velocidad angular tridimensional

## Índice alfabético

- Acoplamiento de la tensión de salida 361
- Activa/carga. Controlador de potencia de corriente continua 189
  - carga 21
- Ajuste de control de pulso 55, 56
  - , controlador de potencia de corriente alterna 150
  - , controlador de potencia trifásico 154
  - , módulo integrado TCA 780 309
- Ajuste de velocidad
  - , máquina trifásica 348
  - , motor de corriente continua 277, 294
  - , motor trifásico 352, 355
- Ajuste, ingeniería de control automático 34
  - tiempo de reajuste, controlador de velocidad 299
- Alisamiento/bobina 255, 272, 358
  - condensador 361
  - elementos 190
- Amplificador de sumatoria 323
- Amplificador inversor 47
- Amplificador operacional, controlador 47
  - , controlador I 51
  - , controlador P 47
  - , controlador PI 54
  - , controlador PID 57
- Análisis de Fourier 175
- Angulo crítico de control 239
- Angulo de apagado, tiristor GTO 70, 130
- Angulo del rotor 361
- Angulo límite 245
  - , límite de estabilidad del inversor 245
- Anillo rozante 276
  - mitad 276
  - motor trifásico de anillos rozantes 339
  - rotor 339
- Anodo, válvulas convertidoras 22
- Apagado común 363
- Apagado/equipo, enlace de tensión continua 362
  - condensador 121, 363
  - velocidad de incremento de la corriente 128
- Apagado/pérdidas, tiristor 73
  - proceso, válvula semiconductoras 73
  - tiempo, válvula semiconductoras 73
- Apagado/válvula 69, 70
  - tiempo 149, 198
- Area de potencia/ángulo 160
- Area de tensión/tiempo 160
- Armadura/campo 275
  - bobina 276
  - caída de tensión 278
  - conmutación del circuito 291
  - control de tensión 303
  - corriente 276, 279
  - tensión 241, 276
- Armónicas/tensiones 201
  - corrientes armónicas 176, 271
- Armónicos 175, 176, 199, 266, 365
- Armónicos impares 176
- Arranque de alta inercia 340
- Asíncrono 334
  - generador 341
  - motor 332, 372
- Automatización 22
- Autoventilación, semiconductores 18
- B**alance, circuito de control de corriente 326
  - , control de velocidad 326
  - , funciones de transferencia 327
  - , optimización 326
- Batería de respaldo 363
- Bloqueados/convertidores de potencia 158
  - sistema de control de variación discontinua 28
- Bloques de tensión de salida 186
  - , controlador de corriente continua 187
- Bobina de núcleo de ferrita 185
  - , suprimir, velocidades de subida de corriente 185
- Bobinado del estator 336
- Bobinados de cambio de polos 336
- C**aída de tensión continua inductiva 244, 254
- Cálculo, impulsor 287
- Calor/disipación 95
  - conducción térmica, disipador de calor 96
  - integral de carga térmica 90
  - radiación térmica 95
- Calor específico 96
- Cambio de flujo, motor asíncrono trifásico 335
  - , ajuste de velocidad, motor asíncrono trifásico 348
- Cambio de polaridad 37

## Índice alfabético

- Campo de excitación, motor de corriente continua 274
  - , motor compuesto 280
  - , motor excitado separadamente 277
  - , motor serie 279
  - , motor shunt 278
- Campo del estator, motor asíncrono trifásico 334
- Campo/excitación, rectificadores no controlados 310
  - rango de campo debilitado, motor asíncrono trifásico 365
  - reducción, motor de corriente continua 277
  - tensión continua 311
- Campo giratorio 334
  - generación 335
  - inversión 335, 371
- Campo giratorio izquierdo 335
- Campo magnético resultante 334
- Capacidades térmicas 94
- Carga 21
  - , activa 21
  - , pasiva 21
- Carga asimétrica en el sistema trifásico 106
- Cascada de convertidores subsíncrona 350
- Caso aperiódico límite 46
- Cátodo 22
- Choppers (troceadores) 187
- Circuito autoretenido 104
  - circuito de control de autocorrección 323
  - tensión autoinducida 185, 230
- Circuito capacitivo de protección 84
  - , circuito de congestionamiento de portadores AHS 84
- Circuito con contactor de reversa (inversión) 26
  - , electrónico 112
- Circuito Dahlander 336
- Circuito Darlington 80
- Circuito de congestionamiento de portadores AHS 84
- Circuito de control integrado TCA 780 167
  - , circuito en puente trifásico, disparo 250
  - , datos característicos 170, 171
  - , datos límite 170
  - , datos técnicos 169
  - , descripción funcional 167
  - , diagrama de pulsos 167
  - , integrador de valor requerido 298, 322
  - , rango de operación 170
- Circuito de toma central 208
- Circuito de tres pulsos controlado con toma central 237
  - , ángulo de flujo de corriente 242
  - , consideración de tensión 239
  - , curva característica de control 239
  - , diferentes tipos de carga 240
  - , ejemplo 240
  - , estabilidad del inversor 244
  - , modo de espacio 239, 240
  - , modo inversor 240
  - , proceso de conmutación 242
  - , rango de control 238
  - , Suministro de energía 241
- Circuito económico trifásico 107
- Circuito en puente
  - , onda completa, controlado 232
  - , onda completa, no controlado 209
  - , seis pulsos, trifásico, controlado 245
  - , seis pulsos, trifásico, no controlado 219
- Circuito en puente controlado en par simple 257
- Circuito en puente de seis pulsos 261
  - , golpe inversor 262
  - , semicontrolado 261
- Circuito en puente trifásico totalmente controlado 245
  - , cargas diferentes 251
  - , circuito AHS 246
  - , curva característica de control 246
  - , fuerza electromotriz de retorno 253
  - , modo de espacio 247, 253
  - , modo inversor 254
  - , rango de control 246
  - , secuencia de los pulsos de disparo 247
- Circuito Graetz 209
- Circuito rectificador de media onda 202
  - , consideración de potencia 206
  - , consideración de tensión 202
  - , energía de magnetización 206
  - , esquema de circuito 202
  - , número de pulsos 203
  - , tensión continua de salida 203
  - , tensión inversa 203
- Circuito rectificador ideal 200
  - potencia ideal de corriente continua 201
  - tensión continua ideal 199
- Circuitos con diodo de libre circulación 269
- Comparador 34, 37, 47
- Compensación de potencia reactiva 267
- Compensación/tensión 25
  - devanados, motor de corriente continua 277

## Índice alfabético

- Completamente controlado/convertidor de entrada 361
  - controlador de potencia de corriente alterna totalmente controlado 168, 169
- Componente de potencia activa 176
- Componente controlador I 51, 54
  - , controlador PI 299
- Componentes de carga 166
- Componentes de la electrónica de potencia 61
  - módulos, semiconductores de potencia 78
- Comportamiento de arranque, motor de anillos rozantes 340
  - , motor de rotor en jaula de ardilla trifásico 337
  - , motor trifásico de rotor de anillos rozantes 339
- Comportamiento dinámico 295
  - , válvulas semiconductoras 71
- Comportamiento inestable del controlador 300
- Compuesto acumulativo 280
- Condensador de acoplamiento 267
- Conductividad, tiristor 22
- Conductor de fase, red de corriente trifásica 332
- Conductor neutro 198, 273, 332
- Conexión bidireccional 77, 97
- Conexión delta 105, 332
- Conexión en antiparalelo 77, 97
- Conexión en paralelo, diodos/tiristores 75, 76
- Conexión en serie, diodos/tiristores 75, 76
- Conexión en serie espalda con espalda (circuito diferenciado) 86, 306
- Conexión zig-zag 218
- Conjunto Ward-Leonard 17
- Conmutación 121, 157
  - , circuito con toma central de tres pulsos 215, 216, 242, 245
  - , circuito de onda completa 211
  - , circuito en puente trifásico totalmente controlado 245
  - , convertidor, enlace de corriente continua 361
  - frecuencia 156, 198
  - fuente de alimentación de potencia 81
  - período 149
  - potencia 156, 198
  - tensión 71, 72, 129
  - transformadores 153
- Conmutación del circuito de excitación, motor de corriente continua 291
  - , impulsores de cuatro cuadrantes 292, 293
- Conmutación forzada 270
- Conmutación/bobina 246
  - condensador 121, 125, 358
  - corriente 242
  - efecto 242
  - equipo de conmutación, enlace de corriente continua 358, 361
  - natural, instante 238
  - número de grupo 221
  - ramas 217, 221
  - tiempo 238, 243, 244
- Conmutador, motor de corriente continua 275
- Consideración de corriente 204
  - , factor de rizo 204, 206
- Consideración de potencia 200, 206, 212, 218, 222, 264
  - , circuito con toma central de onda completa 212
  - , circuito con toma central de tres pulsos 218
  - , circuito en puente trifásico 222
  - , circuito rectificador de media onda 202
  - , ingeniería del convertidor de potencia 264
- Constante de tiempo 55
- Consumo de potencia, conexión delta 333
  - , conexión estrella 333
- Contacto electromecánico 103, 104
- Contador de direcciones 31
  - , control por programa almacenado 30
- Control con cintas perforadas 29
- Control de comando fijo 34
  - , respuesta al disturbio 39
- Control de corriente interno 294, 326
- Control de dos posiciones 191
- Control de elemento de retención 26, 27
  - , operación no sostenida 27
- Control de fase con secuencia 269
- Control de la salida total 190
- Control de motor, relés electrónicos de carga 110
- Control de onda completa 148
- Control de relé 30
- Control de secuencia 29
- Control de seguimiento 35
  - , respuesta a los cambios del valor requerido 40
- Control/desviación 36, 40, 50
  - amplificador 35, 48
  - diferencia 36
  - elementos 41
  - lazo 34, 36



## Índice alfabético

- parámetro 57
- sección de control-actuación 34, 36
- tiempo de recuperación 327
- variable 34
- Control/elemento 23, 32, 34
  - variable de actuación 23, 35
- Control en cascada 294
- Control en corriente continua 110
- Control en lazo cerrado por programación de tiempo 35
  - control en lazo abierto por programación de tiempo 28
- Control maestro 26
  - respuesta 38, 40
- Control por programa almacenado 30, 31
- Control por programación de posición 28, 29
- Control/potencia reactiva 174
  - ángulo 22, 67, 198, 228
  - curvas características 182, 229, 234, 239, 246, 256, 257
  - enlace 306
  - equipo 23, 24
  - pulso 22, 55
  - sección de control-actuación 23
  - sistema de control en lazo abierto 22
- Control, válvula 22
- Controlador, circuito del rotor 349
  - , circuito del estator 348
- Controlador (de lazo) 34, 36
  - , controlador I 51
  - , controlador P 47
  - , controlador PI 54
  - , controlador PID 57
- Controlador de potencia 158, 161
- Controlador de potencia de corriente alterna 77, 150, 158
  - , ángulo de flujo de corriente 164
  - , aplicaciones típicas 172
  - , carga inductiva 162
  - , carga resistiva 160
  - , circuito de control 167
  - , conversión del valor real de corriente 173
  - , curva característica de control 161, 164, 165
  - , ejemplos de cálculo 160
  - , rango de control 162, 165
  - , supresión de pulsos 173
- Controlador de potencia de corriente continua 183
  - , bloque de tensión de salida 186
  - , circuito en anillo 194
  - , conmutación 184
  - , control de ancho de pulso 189
  - , control de frecuencia 190
  - , controlador transistorizado 191
  - , curvas cualitativas de las tensiones y corrientes 185
  - , de acción continua 184
  - , frecuencia de conmutación 189
  - , fuente de alimentación de potencia 184
  - , relación de pulso 189
  - , tipos de control 189
  - , tiristor 185, 194
  - , transistor 183
- Controlador de potencia de corriente continua transistorizado 184
- Controlador de potencia trifásico, control de onda completa 154, 348
  - , carga de motor 178
  - , carga de transformador 178
  - , carga en estrella o delta 155
  - , circuito económico 154, 155
  - , consideraciones de tensión 179
  - , ingeniería de impulsión 177
- Controlador I con amplificador operacional 51, 52
- Controlador P, amplificador operacional 47, 48
  - , ejemplo 49
- Controlador PI, amplificador operacional 54
  - , controlador de velocidad 299
- Controlador PID, amplificador operacional 57
  - , controlador de velocidad 323
- Controlador transistorizado, motor de corriente continua 191, 192
- Controladores de corriente continua de conmutación 184
- Controladores de potencia de corriente alterna 156
- Convección, disipador de calor 96
- Conversión de potencia, cargas simétricas 333
  - , conexión delta 333
  - , conexión estrella 333
- Conversión directa 17
- Convertidor 17, 20
  - , convertidor de ciclo 354
  - , convertidor de frecuencia 364
  - , convertidor directo 352
  - , convertidor trapecial 353
  - , enlace de corriente continua 358
  - , enlace de tensión continua 361
  - , inversor trifásico 355
- Convertidor 1Q típico 296
- Convertidor de cuatro cuadrantes 318

## Indice alfabético

- , controlador P 47
- , controlador PI 54
- , controlador PID 57
- , modo inversor 319
- , operación de generador 319
- Convertidor de potencia de media onda 227
  - , carga resistiva-inductiva 231
  - , carga inductiva 230
  - , carga resistiva 227
  - , consideración de corriente 228
  - , consideración de tensión 228
  - , curva característica de control 229
  - , curvas de tensión y corriente 231, 232
  - , ejemplo 230
- Convertidor de potencia de onda completa: 208
  - , carga inductiva 212
  - , circuito en puente 209
  - , consideración de potencia 212
  - , factor de rizo 211
  - , número de pulsos 211
- Convertidor de potencia de seis pulsos 219
  - , consideración de corriente 221
  - , consideración de potencia 222
  - , consideración de tensión 219
- Convertidor de potencia de tres pulsos 214
  - , circuito con toma central 214
  - , circuito estrella trifásico 214
  - , consideración de corriente 217
  - , consideración de potencia 218
  - , consideración de tensión 214
  - , factor de rizo 216
  - , número de pulsos 216
  - , proceso de conmutación 214
- Convertidor de potencia multipulso 232
- Convertidor de tres etapas 363
- Convertidor directo 20, 352
  - , convertidor de ciclo 354
  - , convertidor trapecial 353
- Convertidor directo en fase 81
- Convertidor indirecto 355
  - , enlace de corriente continua 358
  - , enlace de tensión continua 361
- Convertidor mecánico 17
- Convertidor shunt 308
- Convertidor trapecial 353
- Convertidor/gasto 328
  - diseño 224
  - efectos particulares 237
  - factor de rizo 216
  - modo de operación 328
- motor con alimentación de convertidor 359, 360
- , principio básico 19
- transformador 207, 208, 212, 219
- válvula 21
- Convertidores de potencia controlados 227
  - , circuito de tres pulsos con toma central 237
  - , circuito en puente de onda completa 232
  - , circuito en puente semicontrolado de onda completa 256
  - , circuito en puente semicontrolado de seis pulsos 261
  - , circuito en puente trifásico totalmente controlado 245
  - , circuitos que economizan potencia reactiva 267
  - , consideración de potencia 264
  - , convertidor de potencia de apagado 270
  - , convertidor de potencia de media onda 227
  - , convertidores de potencia semicontrolados 255
  - , curvas características de carga 254
  - , efectos de los reactivos sobre el sistema 271
  - , modo de espacio 235
  - , modo inversor 231, 234, 237, 244, 252, 254, 262
  - , modo rectificador 237, 252, 254
- Convertidores de potencia no controlados 199
- Convertidores de potencia semicontrolados 255, 268
  - , circuito en puente de onda completa, asimétrico 260
  - , circuito en puente de onda completa, simétrico 258
  - , circuito en puente semicontrolado de onda completa 256
  - , circuito en puente semicontrolado de seis pulsos 261
  - , requerimiento de potencia reactiva 255
- Convertir 19
- Cortocircuitos externos 88
- Cortocircuitos internos, tiristores 88
- Cortocircuitos, válvula de silicio 88
  - , sobrecarga eléctrica 88
  - , sobrecarga mecánica 88
  - , velocidad de incremento de corriente permisible 88

## Índice alfabético

- Corriente continua 17
  - componente 149
  - potencia 201, 204, 206, 212, 218, 226
- Corriente continua/tacogenerador 301
  - amplificación 59
  - , balancea 302
  - consumidor 17
  - , convertidor 295, 306
  - enlace, convertidor 358
  - tacogenerador 301
- Corriente del bobinado 272
- Corriente de disparo 69
- Corriente de fijación 130
- Corriente de frenado del motor 368
- Corriente de retención mínima 70
- Corriente de retención, tiristor 69
  - , triac 70
- Corriente directa media de la válvula 211
- Corriente inversa 73
- Corriente trifásica/transmisión 17
  - motor trifásico síncrono 359
  - sistema trifásico 332
- Corriente/velocidad de subida (incremento) 73, 88
  - alisamiento 212
  - ángulo de flujo 164, 198, 272
  - área de tiempo/corriente 73
  - armónicos 174, 175
  - circuito de control 326
  - componente fundamental 176
  - control de la relación 317, 322
  - controlador 304, 305, 368
  - conversión estática de potencia 189
  - entrada de corriente de referencia 198
  - factor de rizo 212
  - formas de onda de corriente 64
  - inversión 275
  - inyección, control de velocidad 312
  - optimización del controlador 328
  - relación 205, 213
  - relé de muesca, electrónico 27
  - subida 74
  - valor límite 55
  - valor real 198
- Corrientes de arranque, motores de corriente continua 277
- Críticas/velocidades de subida de tensión 74
- Cuadrantes, modos de operación de convertidores 282
  - , operación de cuatro cuadrantes 291
  - , operación de dos cuadrantes 289
  - , operación de un cuadrante 289, 294, 296
- Curva característica de la corriente límite, válvula 90
- Curvas características
  - , ajuste de velocidad, cambio de flujo 349
  - , cascada de convertidores subsíncrona 352
  - , circuito de tres pulsos controlado con toma central 239
  - , circuito en puente de onda completa 235
  - , circuito en puente semicontrolado de onda completa 256, 257
  - , circuito en puente trifásico totalmente controlado 246
  - , controlador de potencia de corriente alterna 162, 165, 166
  - , controlador de potencia trifásico 182, 183
  - , convertidor de potencia de media onda 229
  - , diodo de avalancha simétrico 86
  - , diodo de sobrepaso 86
  - , diodo 62, 132, 135
  - , elemento de actuación 33
  - , impulsor de ventilador 346
  - , interruptores de corriente continua con transistores 118
  - , máquina de impulsión 344
  - , motor asíncrono trifásico, variación en la frecuencia 366
  - , motor compuesto 280
  - , motor con rotor de anillos rozantes trifásico 340
  - , motor en jaula de ardilla trifásico 337
  - , motor serie de corriente continua 279, 280
  - , motor shunt 278, 280, 285
  - , protección de sobre corriente 90
  - , tiristores 67, 142, 143
  - , triac 70, 147
  - , varistores de óxido de metal 86
- Decae por debajo de la corriente de retención 110
- Densidad de flujo de máquina 365
- Desacoplar 311
- Deslizamiento 336
  - cambio 348
  - velocidad 366
- Deslizamiento negativo 341
- Devanados auxiliares 277
- Diagrama de bloque 19
- Diagrama de circuito equivalente térmico 93, 95
- Diagrama de fasores 109
- Diagrama de flujo de señal, lazo de control 36

## Índice alfabético

- Diagrama de operación, máquina de corriente continua 281  
—, máquina asíncrona trifásica 341
- Diagrama de trabajo, máquina asíncrona trifásica 341  
—, máquina de corriente continua 281
- Diodo 22
- Diodo/corriente directa 63  
— tensiones directas 209
- Diodo de avalancha, simétrico 86
- Diodo de avalancha simétrico 86
- Diodo de libre circulación 118, 125, 185, 193, 195  
— efecto de diodo de libre circulación 256, 268  
— fase 189
- Diodo de potencia 61, 195, 362  
—, condiciones de conmutación 65  
—, corriente directa 62  
—, curvas características 62  
—, factor de forma 63  
—, interruptor electrónico 65  
—, juntura PN 61  
—, máxima tensión pico inversa 65  
—, PSN 61  
—, región directa 62  
—, región inversa 62  
—, resistencia directa diferencial 62  
—, temperatura ambiente 65  
—, tensión de la válvula 62  
—, tensión directa 62  
—, tensión umbral 62  
—, tipos 66
- Diodo de potencia PSN 61
- Diodo de sobrepaso 85  
—, encendido por exceso 86  
—, protección contra sobretensión 86  
—, protección de tiristores 86  
— tensión de sobrepaso 85
- Diodo estándar 66
- Diodo semiconductor 21  
—, comprobación 65  
—, corriente directa 62  
—, curvas características 62  
—, diodos de potencia 61  
—, disipación de potencia directa 64  
—, esfuerzo de tensión inversa 65  
—, factor de forma 63  
—, juntura PN 61  
—, resistencia directa diferencial 62  
—, temperatura de juntura 62  
—, tensión directa 62  
—, tensión inversa 65  
—, tensión umbral 62  
—, tipos 66
- Dirigir un carro 34
- Diseño, impulsor convertidor de potencia 283  
—, impulsor de ventilador 345
- Disipación/potencia, semiconductores 92  
— Pérdida de calor 96
- Disipador de calor, cálculo 97  
—, aletas de enfriamiento 96  
—, conducción térmica 96  
—, convección 96  
—, diodo 93  
—, material 96  
—, radiación térmica 95
- Disparo de corriente alterna, interruptores trifásicos 108
- Disparo/módulo 99, 250  
— circuito, integrado 99  
—, tipo TCA 780, pulsos de disparo 250  
— transformador de pulsos 250
- Disparo/retardo 22, 67  
— ángulo de retardo 67, 272  
— tiempo de retardo 72
- Doble/frecuencia de la red 159  
— tensión directa de válvula 209
- Doble/motor de rotor en doble jaula 338  
— convertidor doble 291  
— motor compuesto 280
- Dos cuadrantes/operación 289  
— circuitos 283
- Ecuación lógica 32
- Ecuación torque/movimiento 285
- Efecto de almacenamiento de portadores 73
- Efecto rush 153
- Efectos reactivos en red de alimentación 155
- Eficiencia nominal del motor, motor asíncrono trifásico 343  
—, motor de corriente continua 287
- Electrónica de potencia 17  
—, tendencia de desarrollo 371
- Electrónico/contactador 97  
— circuito con contactor electrónico de inversión 112  
— controlador 148  
— convertidor 4Q con conmutación electrónica 320
- Elemento P 47
- ELR 100
- Encendido/instante 153  
— disipación de potencia 130

## Indice alfabético

- lógica 150, 153
- pérdidas, tiristor 73
- pico 152
- proceso, tiristor 71
- tiempo 130, 149, 198
- Encendido por exceso 77, 86
- Energía cinética de rotación 17
- Energía electromagnética 230
  - , carga inductiva 230, 231
- Energía/exportación 231
  - ahorro 371
  - almacenador 46
  - dosificación 361
  - eléctrica 17
  - flujo 19, 23
  - generación 17
  - importación 231
  - inversión del flujo, máquina de corriente continua 281, 282
  - mecánica 17
  - realimentación 234
  - sistema libre 41
- Energía magnética 230
- Enfriamiento de aceite, semiconductor 96
- Enfriamiento de agua, semiconductor 96
- Enfriamiento de aire 96
- Enfriamiento forzado, semiconductor 97
- Enlace/corriente continua 358
  - tensión, convertidor 359, 363
- Entrada de ajuste 113
- Entrada de borrado 113
- Equivalente/oscilación 175, 265
- Escalón/respuesta 38, 327
  - método 38
- Escalón unitario 41
- Escobilla de carbón, motor trifásico de rotor de anillos rozantes 339
  - , motor de corriente continua 276
- Espectro de alta frecuencia 271
- Espira 274, 276
  - tensión de línea 107
- Estática/corriente de apagado 74
  - resistencia térmica estática total 93
- Estrella/conexión estrella-delta 337
  - conexión en estrella 106, 332
- Etapas de salida de pulsos largos 150, 152
  
- Factor de desplazamiento** 176, 267
- Factor de forma** 63, 64
- Factor de potencia, motor trifásico** 342
  - , convertidor de potencia no controlado 207, 268
  - , convertidores de potencia totalmente controlados 265, 267
  - , total 176, 177
- Factor de potencia total** 176, 198, 267, 272
- Factor de rizo** 201, 204, 211, 216
- Fase/circuito de control** 148, 159, 198
  - ángulo 268, 272
  - apagado de fase 363
  - control de fase 149, 156
  - cortocircuito 112
  - máquinas giratorias de desplazamiento 372
- Fase de espacio** 323
- Flip-flop** 27
- Formación de tensión de carga, controlador de potencia trifásico** 181
- Fototiristor** 70
- Frecuencia/cambio** 365
- Frecuencia de operación** 365
- Frecuencia de repetición** 74
- Frenado/ar, impulsor** 317
  - , electrodinámico 317
  - , realimentación de energía 317
  - , resistencia de frenado 317
  - tiempo de frenado 369
- Frenado, máquina de corriente continua** 282
  - , máquina asíncrona trifásica 341
- Frenado/operación** 368
  - resistencia 317, 369
- Frenado regenerativo** 241, 319
- Función de transferencia** 41, 327
- Fusibles de tubo de vidrio** 90
  
- Generación de fuerza** 274
- Generador basculante** 309
  - Tensión de sobrepaso 129, 309
  - Torque máximo 337, 339
- Generador de onda rectangular** 148
  
- Hoja de datos**
  - , diodo 131, 134
  - , tiristor 137, 140
  - , triac 145
  
- Ignitrón** 17
- Impedancia** 332
- Impedancia de carga** 307
- Impedancias del motor** 365
- Impulsión de trenes** 270
- impulsión, máquina asíncrona trifásica**, 341
  - máquina de corriente continua 282
- Impulsión trifásica** 334

## Índice alfabético

- Impulsor de levantamiento 286
- Impulsor/magnitudes características 287
  - ingeniería de impulsión 17
- Impulsores convertidores de potencia 274
  - ,aplicaciones típicas 315
  - ,características de los convertidores de potencia 288
  - ,convertidor de potencia de un cuadrante 294
  - ,convertidor 1Q típico 294
  - ,inyección de corriente 312
  - ,máquina de impulsión 283
  - ,motor asíncrono trifásico 334
  - motor de corriente continua 274
- Impulsores multimotor 317
- Impulsores trifásicos con alimentación de convertidores 348
- Individual/apagado 363
  - oscilaciones 176
- Inductancia de carga 212, 217, 230, 239, 243
- Inductancia transductora 306
- Inductiva/cambio de tensión continua 254
  - componente de carga 365
- Instrumentos de hierro móvil 200
  - instrumentos de bobina móvil 200
- Integración/condensador 327
  - constante de tiempo 51
  - tiempo 53
- Integrador, controlador 296, 322
- Integral de carga límite 88
  - ,diodo 89
  - ,protección contra corto circuito y sobrecorriente 115
  - ,protección contra sobre tensión 117
  - ,selección de fusibles 116
  - ,tiristor 89
- Interruptor de corriente alterna 70, 71, 114
- Interruptor de corriente continua 117
  - ,apagado 121
  - ,carga resistiva 121
  - ,carga resistiva-inductiva 125
  - ,interruptor de potencia VMOS 120
  - ,tiristor 121
  - ,tiristor GTO 121
  - ,transistor 118
  - ,transistor de efecto de campo 119
- Interruptor de monitoreo, inhibición de controlador 323
- Interruptor de potencia, transistores 82
- Interruptor de sensor 27, 28
- Interruptor de tensión cero 98, 111
- Interruptor trifásico 97, 104, 110, 114
  - ,aplicaciones típicas 108
  - ,disparo de tensión alterna 108
  - ,disparo de tensión continua 109
- Interruptores electrónicos 61
  - ,componentes y módulos 61
  - ,comportamiento dinámico 71
  - ,diodos de potencia 61
  - ,interruptor electrónico trifásico 97, 104
  - ,tiristor GTO 70
- Inversa/operación 22, 67, 228
  - corriente 69
  - esfuerzo de tensión inversa, diodo 65
  - relación de tensión inversa 210
  - temperatura de juntura 74, 88, 93
  - tensión 65
  - tiempo de recuperación inverso 73, 130, 185, 198
- Inversión de rotación (dirección)
  - ,motores de corriente continua 276, 315
  - ,motor trifásico 112, 335
- Circuito de inversión de armadura electromecánico 290, 315, 320
- Inversión/lógica 113
  - devanados de conmutación de polos 277
- Inversión/modo 315
  - operación (proceso) 320, 371
- Inversión/operación 291
  - convertidor 291, 320
- Inversor/modo 231, 234, 237, 256, 282, 319
  - estabilidad 244
  - golpe inversor (conmutación del inversor) 88, 245, 262
  - límite de estabilidad del inversor 258, 272
- Inversor trifásico 355, 356
- Lazo abierto de control 74**
- Lazos de control mallados 55
- Libre circulación 269
  - operación 261
- Límite de espacio 253
- Límites de potencia, controladores electrónicos 156
- Línea de operación 118
- Lógica de inversión 324
- Lógica de paralización 320
- Magnitudes características, motor asíncrono trifásico 340**
  - ,motor de corriente continua 284, 287, 288
- Máquina impulsada 283, 340, 344
- Masa equivalente del volante 285
  - valor real de corriente 323

## Índice alfabético

- Máxima tensión pico inversa 65, 75
- Mecánica/consumo de potencia, motor
  - asíncrono trifásico 343
  - , motor de corriente continua 282
- Mecánica/salida de potencia, motor asíncrono trifásico 343
- Memoria auxiliar 32
- Memoria de habilitación 113
- Método de respuesta al escalón 38
  - control 190
  - convertidor 364, 367
- Método subarmónico 365
- Modo de espacio
  - , circuito en puente de onda completa 232
  - , circuito en puente trifásico 247, 253
  - , circuito M3 239, 240
- Modo de generador 368
  - , máquina asíncrona trifásica 341
  - , máquina de corriente continua 281
- Modos de operación, máquina de corriente continua 281
  - , máquina asíncrona trifásica 341
- Módulos semiconductores de potencia 78
- Momento de aceleración 285
- Momento de aceleración negativo 285
  - torque negativo 341
- Momento diferente 285
- Momento resistivo 285, 344
- MOSFETs 119
  - , interruptores de corriente continua 119
- Motor asíncrono trifásico 334
  - consumo de potencia activa 338
  - , corriente de arranque 337
  - , curva característica de torque 337
  - , datos de potencia 342, 343
  - , deslizamiento 343
  - , eficiencia nominal 343
  - , factor de potencia 342
  - , generación de torque 334
  - , inversión del campo giratorio 335
  - , motor jaula de ardilla 338
  - , número de pares de polos 343
  - , operación nominal 343
  - , placa de datos 342
  - , tensión de rotor segura 343
  - , tipos de diseño 336
  - , torque de arranque 337, 338
  - , torque de silla 337
  - , torque máximo 337
  - , torque nominal 337, 343
  - , velocidad nominal 337
- Motor compuesto 280
- Motor de corriente continua 274
  - , características físicas 283
  - , cuadrantes de operación 282
  - , excitado separadamente 277
  - , máquina de impulsión 283
  - , modos de operación 281
  - , motor compuesto 280
  - , motor serie 279
  - , motor shunt 278
  - , requerimiento de fuerza 283
  - , torque nominal 283
- Motor de corriente continua excitado separadamente 277
- Motor en jaula de ardilla y de ranura profunda 338
- Motor, máquina de impulsión 340
- Motor universal 279
- Movimiento giratorio 284
- Natural/instante de conmutación 238
  - instante de disparo 215, 239
- Número de conmutación 204, 211
  - , circuito con toma central de tres pulsos 217
  - , circuito de onda completa 211
- Onda completa/circuito en puente 209
  - circuito con toma central de onda completa 208
- Operación de apagado, tiristor 67
- Operación bloqueado, tiristor 67
- Operación de cuatro cuadrantes 291
- Operación de generador, máquina de corriente continua 281
  - , convertidor de cuatro cuadrantes 318
- Operación de motor, motor asíncrono trifásico 334, 341
  - , máquina de corriente continua 281
- Operación de tensión de referencia maestra 315, 322
- Operación de troceador 308
- Operación nominal, motor asíncrono trifásico 343
  - , motor de corriente continua 287
- Operación no sostenida 27
- Operación unidireccional 289
- Optimización, controladores 326
  - , guías 326
  - , respuestas al escalón 327
- Optoacoplador 100
- Oscilación fundamental/potencia reactiva 265, 268, 269

## Índice alfabético

- potencia activa 265, 266
- potencia aparente 266, 272
- Oscilaciones decayendo
  - exponencialmente 46
  - , almacenador de energía 46
  - , caso aperiódico límite 46
  - , función de transferencia 47
  - , sistemas estables e inestables 46, 47
- Paquete de oscilaciones 153
  - control 148
- Pares de polos/ motor asíncrono trifásico 336
  - número 336
- Pérdidas de conmutación 92
- Período 150
- Perturbación/campos 277
  - repuesta al disturbio, lazo de control 38, 39
  - variable 326
  - variable de perturbación 39
- Placa de datos
  - , motor de corriente continua 288
  - , motor trifásico 342
- Potencia de corriente continua en acción 201
- Potencia de exceso 201
- Potencia, ingeniería del convertidor de potencia 265
- Potencia negativa 281
  - diferencia de control 36
- Potencia nominal, motor asíncrono trifásico 343
  - , motor de corriente continua 287
- Potencia positiva 281
- Potencia promedio 158
- Potencia reactiva/consumo 294
  - circuitos que economizan 267
  - compensación 267
  - componente 175
  - máquina estática 372
  - medición, circuito W1 174
  - requerimiento 255
- Potencia reactiva distorsionada 267
- Procesador 31
- Programa/selector 28
  - control 28
  - controlador de velocidad 299
  - memoria 31
- Proporcional/amplificador 48
  - amplificación 50, 300
  - resistencia 327
- Protección combinada de sobrecorriente 90
  - , curvas características 90
  - , protección de tiempo corto 90
  - , protección de tiempo largo 90
  - , valor límite de sobrecorriente 90
- Protección de corto circuito, válvula de silicio 88
  - , disparo térmico de sobrecorriente 90
  - , fusible 88, 89
  - , fusible de celda 89
  - , fusible de línea 89
  - , fusibles de actuación superrápida 88
  - , integral de carga límite 88
  - , protección de tiempo corto 90
  - , protección de tiempo largo 90
- Protección de sobretensión 92
- Protección de tiempo largo, fusible 90
- Protección/válvulas de silicio 83
  - componentes 85
  - de arco 85
  - elementos, válvula 83
  - , fusibles 88, 89
- Protector de tubo de expulsión 85
- Protector tipo válvula 85
- Pulso/control de ancho 189, 364
  - control de tren 190
  - frecuencia 364
- Pulso defectuoso, tiristores 88
- Pulso/operación, válvula 92
  - ángulo 272
  - , controlador de potencia de corriente alterna 150, 165
  - control de ancho 186
  - , control de paquetes de oscilaciones 148
  - control de tren 186
  - desplazamiento 325
  - duración 186, 189
  - etapa amplificadora 309
  - inhibidor 368
  - , interruptor de tensión cero 98
  - relación pulso/no-pulso 148
  - unidad 250
- Pulso principal, tiristor
  - , secuencia de los pulsos de disparo 247
- Pulsos/convertidor 187, 364
  - inversor 364
  - método 365
  - método inversor de pulso controlado 364
  - número 203, 211, 216, 223
- Pulsos de disparo/generador 299
  - retardo 311
  - transmisor 309
- Pulsos de disparo 22, 67, 68
- Pulsos dobles 247
- Pulsos/generador 150, 151



## Índice alfabético

- generador de pulsos de reloj 31
- Pulso siguiente, circuito en puente trifásico 247
  
- Rango de potencia, impulsor de ventiladores 347**
- RC/Circuito 84, 326
  - circuito de protección 368
  - década 326
- Realimentación, lazo de control 36, 37
- Rectificador 17, 19
  - datos 223
  - operación (modo) 231, 237, 252, 254, 282
  - unidad 294
- Rectificador de arco de mercurio 17
- Rectificador de selenio 78, 79
- Rectificadores de alta tensión 75
  - , ejemplo, conexión en serie 76
- Red/liberación de carga 268
  - conmutación 270
  - fluctuaciones en la tensión de red 37
  - perturbación del sistema 176, 271
  - potencia 207
- Red trifásica simétrica 332
- Referencia/cambios en la variable 326
- Regulación de temperatura 149
- Regulación de tensión continua 254
- Relación de pulso 189
- Relación de transformación, transformador 205
- Relé electrónico de carga 100
- Relés de estado sólido SSR 98
- Resistencia de arranque 277, 339
  - , motor compuesto 280
  - , motor serie 279
  - , motor shunt 278
  - , rotor de anillos rozantes 339
- Resistencia de rotor adicional pulsante 350
- Resistencia directa diferencial 130
- Resistencia interna, convertidor de potencia 255
- Resistencia pull-up 120
- Resistencia térmica transitoria 94
- Retardo/elemento 46, 113
  - ángulo 198
  - momento de desaceleración 285
- Rotación horaria, máquina asíncrona trifásica 341
  - , máquina de corriente continua 281, 282
- Rotor 337
- Rotor en jaula de ardilla 336
  - , anillos de cortocircuito 337
  - bobinado 334
  - , corriente de arranque 337
  - , curvas características de torque/velocidad 337
  - , factor de potencia 338
  - , motor asíncrono 336
  - , motor de doble jaula 338
  - , motores de ranura profunda 338
  - , rendimiento operacional 337
  - , resistencia inductiva 337
  - , rotor con desplazamiento de corriente 338
  - , sincronismo 338
  - , torque de arranque 337
- Rotor/laminaciones, motor asíncrono trifásico 334
  - campo 334
  - corriente 349
  - resistencia de rotor 339, 340
  - resistencia de rotor adicional 349
  - velocidad de rotación 336
  
- Salida TTL 120**
- Salida/tensión continua 271
  - tensión, amplificador operacional 50
  - variable 23
- Secuencia cerrada de acciones 34
  - , sistema de control en lazo abierto 22
- Semiconductores de potencia
  - , comportamiento térmico 92
  - , comportamiento térmico estático 92
  - , diferencia de potencial térmico 93
  - , disipación total de potencia 92
  - , frecuencias de trabajo 92
  - , operación de pulso 92
  - , pérdidas de conmutación 92
  - , pérdidas de control 92
  - , pérdidas directas 92
  - , pérdidas inversas 92
  - , protección de sobretensión 92
  - , temperatura de la juntura 93
  - , temperatura del ambiente 93
- Serie/motor 279
  - bobinado 280
- Shunt/máquina 278
  - bobinado 278, 280
  - motor 278
- Silicio/diodo de avalancha 75
  - diodo 79
  - tiristor 79
- Símbolos, hojas de datos 131

## Índice alfabético

### Símbolos utilizados

- , controladores electrónicos de potencia 197
- , convertidores de potencia con motor asíncrono trifásico 372
- , convertidores de potencia controlados 271
- , convertidores de potencia no controlados (rectificadores) 225
- , electrónica de potencia, ingeniería de control 59
- , impulsores convertidores de potencia con motor de corriente continua 330
- , interruptores electrónicos 129
- Sincronismo 335, 338
- Sincronización, disparo 247
- Sinusoidales/oscilaciones individuales 175
  - oscilación fundamental 201, 364
  - semiciclo sinusoidal 212
- Sistema de control en lazo cerrado 34
- Sistema de corriente alterna multifase 334
- Sistemas de control en lazo abierto/tipos 26
  - ingeniería de control 22, 23
- Sistemas inestables, almacenadores de energía 47
- Sobrecarga/eléctrica 88
  - convertidor 17
  - válvulas 21
- Sobrecorriente/válvulas de silicio 88
  - protección 83, 88
- Sobreoscilación 38, 328
  - máxima 38
- Sobretensión 84
- Sobretensión/protectores, convertidores de potencia 85
  - elementos de protección contra sobretensión 86, 87
  - limitador 85, 86
- Técnica modular 372
- Tendencia de desarrollo, electrónica de potencia 371
- Tendiendo a oscilar, controlador 300
- Tensión ánodo-cátodo 22, 183, 271
- Tensión/capacitancia dependiente 74
  - ajuste 365
  - altos picos 21
  - área tensión/ángulo 160
  - cambio súbito 38
  - control 365
  - fluctuaciones 18
  - límite, controlador I 53
  - monitoreo 323
  - multiplicación 76
  - reducción 186
  - velocidad de subida de tensión 74
- Tensión continua/cambio, inductiva 254
  - enlace, convertidor 361
  - tacogenerador 301
- Tensión de disparo 69
- Tensión de enlace constante 363
- Tensión de rizado 201, 204
- Tensión de sincronización 250, 311
- Tensión de sobrepaso 129
- Tensión de terminales 277, 278
- Tensión directa 129, 271
  - disipación de potencia directa del diodo 64, 130
  - pérdidas directas, semiconductores 92
  - tiempo de incremento (de subida) 72, 130
- Tensiones alternas simétricas en forma de saltos 358
- Tensión mixta 64, 199
  - , valor medio aritmético 200
  - , valores eficaces 200
- Tensión negativa 21
  - , circuito del rotor, motor de rotor de anillos rozantes trifásico 350
- Tensión pico inversa 216
- Tensión pulsátil 216
- Tensión umbral 62
- Tiempo de giro ascendente 371
- Tiempo de liberación (apagado), tiristor 73, 238
- Tiempo transitorio 38
- Tipos de características de operación, convertidores de potencia 288
- Tipos de carga 21
  - , cargas activas 21
  - , cargas pasivas 21
- Tiratrón 17
- Tiristor 17, 21, 22, 67
  - , ángulo de retardo de disparo 67
  - , comportamiento de bloqueo 67
  - , comportamiento dinámico 71
  - , conexión en serie/conexión en paralelo 75
  - , controlador de potencia de corriente alterna 150, 158
  - , controlador de potencia trifásico 154
  - , controladores de corriente continua 185, 194
  - , control de fase 156
  - , corriente 69
  - , de apagado (GTO) 70
  - , disparo 227

## Indice alfabético

- , factor de forma 68
- , hojas de datos 137, 140
- , ideal 68
- , interruptor de corriente alterna 97, 98
- , interruptor trifásico 104, 177
- , interruptores de corriente alterna 98
- , interruptores de corriente continua 121, 124
- , operación conductiva 67
- , operación bloqueo 67
- , pérdidas de apagado 68
- , pérdidas de conducción 68
- , pulso de disparo 68
- , tensión pico positiva de estado apagado 68
- , triac 70
- Tiristor auxiliar 129
- Tiristor de apagado 70
- Tiristor GTO 69, 70, 121
- Torque de arranque 339
- Torque de escape 314
- Torque/ecuación 285
  - comparador 324
  - direcciones asociadas 284
  - lógica de conmutación 319
- Torque/formación 274
  - generación 334
  - inversión 291
- Torque, motor asíncrono trifásico 334, 338, 340
  - , motor de corriente continua 274, 285
- Torque nominal, motor asíncrono trifásico 343
  - , motor de corriente continua 287
- Transformación del valor medido 36
- Transformador/relación de diseño 207, 212
  - bobinados 218
  - controlador 158
- Transformador variable 158
- Transistor de potencia 79
  - , circuito Darlington 80
  - , datos técnicos 81
  - , energía de control 80
  - , fuente de alimentación de potencia conmutada 81
  - , interruptor de potencia de 400 A 82
  - , tecnología epitaxial 81
- Transistores de difusión en tres fases 79, 80
- Traslación 284
- Traslape/ángulo 243
  - tiempo 244
- Triac 70, 71
  - , corriente de retención mínima 70
  - , cuadrantes de control 70
  - , curvas características 70
  - , hoja de datos 145
  - , interruptores de corriente alterna 71, 97
  - , interruptores trifásicos 108, 109
  - Trifásico/circuito en puente 219, 245, 261
    - carga 332
    - red 332
- Un cuadrante/Operación 289**
  - , convertidor de potencia 289, 294, 313
  - , inyección de corriente 314
- Unidad de control 150, 153, 238, 309
- Valor eficaz 63**
  - instrumentos 159
- Valores característicos dinámicos 74
  - carga de corriente dinámica 94
- Valores de operación, dinámicos 71
- Valor ideal de tensión continua 271
- Valor límite de sobrecorriente 90
- Valor medio aritmético 63
- Valor real de alisamiento 300
- Valor real de velocidad de rotación 198
- Valor requerido básico 326
- Valor requerido/Integrador 295, 296, 298, 322
  - escalón 298, 327
  - potenciómetro 48, 294
  - tensión 294
- Válvula/carga 63
  - circuitos 78
  - corriente directa 211
  - disipador de calor 78, 94
  - módulo 78
- Válvula, controlada 22
  - , no controlada 22
- Válvulas iónicas 17
- Válvulas semiconductoras, comportamiento dinámico 71
  - , carga de almacenamiento de portadores 73
  - , disipación de potencia de encendido 72
  - , efecto de almacenamiento de portadores 73
  - , operación de encendido 71
  - , pérdidas de conmutación 71
  - , proceso de apagado 73
  - , tensión de conmutación 72
  - , tiempo de apagado 73
  - , tiempo de encendido 71
  - , tiempo de liberación 73
  - , tiempo de recuperación inverso 73
  - , tiempo de subida 72

## Índice alfabético

- , velocidades de subida de la corriente 73
- Válvulas semiconductoras controladas 97
- Variable de entrada 23
- Variable de perturbación principal 25
- Variable de referencia de entrada 24, 34, 40
- Variable objeto 23
- Variable/tensión continua 363
  - duración de no-pulso 190
  - tensión de enlace 361
- Varistor 85
- Varistor de óxido de metal 85
- Varistor de óxido de zinc 111
- Varoverter 372
- Velocidad angular 284, 336
- Velocidad angular nominal 287, 343
- Velocidad de rotación de referencia 198
- Velocidad de rotación/motor asíncrono trifásico 334, 336, 342
  - control, motor asíncrono trifásico 348, 349, 350
  - control, motor de corriente continua 297, 299, 312
  - motor de corriente continua 274, 276, 277, 279
- Velocidad de rotación, motor trifásico 336
  - , motor de corriente continua 277
- Velocidad/generador de valor real 301
- cambio en el valor requerido de velocidad 319
- conmutación 26
- control 24, 26, 36, 48, 51, 55, 294, 326, 368
- controlador 55, 294, 295, 299
- diagrama torque/velocidad 285
- optimización del controlador 328
- tensión proporcional 344
- valor de velocidad deseada 371
- valor real proporcional 295
- variable controlada 295
- Velocidad nominal, motor asíncrono trifásico 343
  - , motor de corriente continua 287
- Velocidad/respuesta 298
  - control 317
  - diferencia 336
  - rendimiento recorrido 328
- Velocidad sincronica 336
- Ventilador/impulsor 345
  - constante 346
  - curva característica 346
- VMOS/transistores de efecto de campo, interruptores de corriente continua 119
  - interruptores de potencia 120
  - transistores de efecto de campo de potencia 120
- Zona natural 275