

Tiristores y triacs

Henri Lilen



marcombo
ediciones técnicas

Título de la obra original:

Thyristors et Triacs

(Seconde édition)

Copyright © by Editions Radio, París

Reservados todos los derechos de la presente edición en castellano por

MARCOMBO, S. A.

Gran Via de les Corts Catalanes, 594

08007 Barcelona

6.ª reimpresión, 1986

No se permite la reproducción total o parcial de este libro, ni el almacenamiento en un sistema de informática ni transmisión en cualquier forma o por cualquier medio, electrónico, mecánico, fotocopia, registro u otros métodos sin el permiso previo y por escrito de los titulares del Copyright.

ISBN: 84-267-0281-3

Depósito Legal: B-33897-2005

Impreso en España - Printed in Spain

ÍNDICE

Prefacio	15
Capítulo 1. Introducción	17
1. ¿Qué es el tiristor?	17
2. La familia de los tiristores	18
3. El mercado de los tiristores	19
Capítulo 2. Teoría del tiristor	21
1. Estructura y símbolo	21
2. El tiristor bajo tensión (en estado de bloqueo)	22
3. El tiristor bajo tensión directa	23
4. Principio de cebado por puerta	23
5. ¿Cómo puede cebarse un tiristor?	25
6. Curva característica del tiristor	25
7. Definición de los símbolos	26
8. Acción de la puerta	29
9. Corrientes de fuga	31
Capítulo 3. Fabricación del tiristor	32
1. Técnica de difusión-aleación	32
2. Técnica "todo difusión"	32
3. Estructura planar (de barrera aislante)	35
4. Vidriado	36
5. Estructura epitaxial	37
6. Contactos	37
6.1. Ensamble por soldadura blanda	38
6.2. Ensamble por soldadura fuerte	38
6.3. Ensamble por presión	40
7. Encapsulado	40
Capítulo 4. El tiristor en conmutación	41
1. Cebado por puerta	41
2. Importancia de la velocidad de crecimiento de la corriente	43
3. Características de puerta	45
4. Corriente de enganche y corriente de mantenimiento	46
5. Extinción (descebado)	47
6. Límites de frecuencia	49
7. Pendiente de tensión	50
8. Régimen de conducción directa	52

9. Influencia de la temperatura	52
9.1. Temperatura de la unión	53
9.2. Temperatura de la cápsula	54
10. Potencia disipada	54
10.1 Resistencia térmica	54
10.2. Impedancia térmica	55
11. Corriente media máxima	56
Capítulo 5. Diferentes tipos de tiristores	57
1. Tiristores de frecuencia industrial	57
2. Tiristores sensibles	58
3. Tiristores rápidos	59
4. El Darlistor	59
4.1. Características di/dt	59
4.2. Cebado del Darlistor	61
4.3. Condiciones de cebado	63
5. El tiristor complementario	64
6. El tiristor de puerta doble	64
7. El tiristor bloqueable	65
7.1. Funcionamiento	66
7.2. Característica de puerta	68
7.3. Circuitos de mando	70
8. El tiristor con unión de puerta	70
9. El tiristor de puerta alejada	72
10. Fototiristores	73
Capítulo 6. El triac	74
1. Definición	74
2. Estructura	76
3. Cebado del triac	76
3.1. Cebado en el cuadrante I (+ +)	76
3.2. Cebado en el cuadrante II (+ —)	76
3.3. Cebado en el cuadrante III (— —)	77
3.4. Disparo en el cuadrante IV (— +)	78
4. Corriente de mantenimiento y corriente de enganche	79
5. Característica de puerta	79
6. Efecto de la derivada de la tensión con respecto al tiempo, dv/dt	80
6.1. Aplicación de dv/dt sin conducción previa	80
6.2. dv/dt en conmutación	80
6.3. Importancia de la estructura del elemento	82
6.4. Importancia del circuito de utilización	82
6.5. Importancia del nivel de conducción, de la velocidad de decrecimiento de la corriente y de la temperatura	82
7. La di/dt en los triacs	83
Capítulo 7. Elementos de disparo	85
1. El diac	85
2. El conmutador unilateral de silicio (SUS)	85
3. El conmutador bilateral de silicio (SBS)	87
4. El transistor uniunión (UJT)	88

4.1. Estructura del UJT	88
4.2. Funcionamiento del UJT	89
5. El transistor uniunión programable (PUT)	90
5.1. Funcionamiento del PUT	90
5.2. Programación	91
6. Disparador asimétrico	93
7. El diodo Shockley (diodo de 4 capas o diodo tiristor)	93
8. Disparo por elementos de película gruesa	94
Capítulo 8. Elementos complejos con tiristores	95
1. Quadracs	95
2. Conjunto diodo más tiristor	95
3. Puentes mixtos	96
4. Acopladores ópticos con tiristores	96
5. Relés estáticos	97
6. Módulo de encendido para motores de explosión	97
Capítulo 9. Gobierno de tiristores y triacs. Principios	98
1. Disparo en c.c.	98
1.1. Ejemplo de circuito	98
1.2. Ejemplo de cálculo	100
2. Disparo en c.a.	102
2.1. Ejemplo de cálculo	103
3. Disparo por impulsos o trenes de ondas	103
3.1. Disparo por impulso único	103
3.2. Disparo por trenes de ondas	105
Capítulo 10. Gobierno de tiristores y triacs: circuitos de todo o nada	108
1. Interruptores aleatorios	108
2. Montaje de interruptores aleatorios	108
3. Impedancia Z de disparo	111
4. Interruptores serie y paralelo	112
Capítulo 11. Gobierno de tiristores y triacs: mando síncrono	113
1. Fundamentos	113
2. Detector de cero-comparador	115
3. Interruptores síncronos	116
Capítulo 12. Gobierno de tiristores y triacs: variación de potencia por mando síncrono	120
1. Fundamentos de los sistemas de mando-regulación	120
2. Control por paquetes de semiondas o de períodos enteros	122
3. Variante para el gobierno de dos tiristores	124
4. Control por paquetes de períodos enteros mediante un circuito inte- grado (μA 742)	125
Capítulo 13. Gobierno de tiristores y triacs: variación de potencia por án- gulo de conducción	127
1. Principios	127
2. Cebado por red RC y rectificación de onda completa	130

3. Disparo por circuito desfasador	131
4. Disparo mediante circuitos con semiconductores (generalidades)	132
5. Disparo por UJT	134
5.1. Fundamentos	134
5.2. Determinación práctica del circuito	135
5.3. Sincronización del UJT	137
6. Disparo mediante SUS y SBS	138
7. Disparo por diac	140
8. Disparo por diodo Shockley	140
9. Disparo por lámpara de neón	140
10. Disparo por transistores	141
11. Disparo en onda completa mediante tiristor de arrastre	143
12. Gobierno por un circuito especial (L1)	144
Capítulo 14. Gobierno de tiristores y triacs: disparo por amplificador magnético	146
1. Disparo por inductancia saturable	146
2. Amplificador magnético	146
3. Mando continuamente variable	148
4. Gobierno por todo o nada	150
Capítulo 15. Gobierno de tiristores y triacs: disparo de triacs	151
1. Disparo por impedancia	151
2. Disparo por transformador auxiliar	151
3. Disparo por c.c.	151
4. Disparo por circuitos transistorizados	151
5. Disparo por transistor uniunión	152
6. Disparo por diac	153
6.1. Histéresis	154
7. Disparo por diodo asimétrico	155
8. Disparo por dispositivos de película gruesa	155
Capítulo 16. Extinción del tiristor	156
1. Generalidades	156
2. Reimplantación de la tensión directa	157
3. Modos de extinción	158
4. Extinción mediante circuitos LC	160
5. Apertura de tiristores bloqueables	162
5.1. Apertura por capacidad	162
5.2. Apertura por inductancia	163
5.3. Circuito con transistor uniunión	163
5.4. Circuito de extinción compatible con el montaje de la carga en el circuito de cátodo	165
5.5 Utilización de una fuente auxiliar de tensión negativa	165
Capítulo 17. Dispositivos de protección	166
1. Protección contra di/dt	166
2. Protección contra dv/dt	166
3. Bloqueo con carga inductiva	168
4. Diagramas de cálculo de la red RC	170
5. Protección de tiristores bloqueables	173

Capítulo 18. Aplicaciones con relés estáticos e interruptores	174
1. Cargadores de baterías	174
1.1. Características de carga de las baterías	174
1.2. Cargadores simples	175
1.3. Cargadores "profesionales"	176
2. Encendido de motores de explosión	183
2.1. Un dispositivo sencillo	183
2.2. Sistemas con tiristores bloqueables	184
3. Ondulador (convertidor c.c./c.a.)	186
4. Barrido de líneas en TV	187
5. Detector fotosensible	189
6. Montajes con captador fotoeléctrico	189
7. Detección de fases en una red trifásica	191
8. Contadores en anillo	191
8.1. Doble década en anillo	194
8.2. Contador reversible	195
8.3. Visualización	195
9. Gobierno de transductores electromecánicos a potencia constante	196
10. Conmutación complementaria (báscula)	197
11. Protección por cortocircuito (sistema "crow-bar")	198
12. Temporizadores y relojerías	199
12.1. Temporización elemental	199
12.2. Temporización elemental de tres minutos	199
12.3. Circuito con tiristor complementario	201
12.4. Relojería con avisador	201
13. Aplicaciones del diodo Shockley	202
13.1. Generador diente de sierra	202
13.2. Generadores de impulsos RC	202
13.3. Generadores de impulsos LC	203
13.4. Lectura-escritura de memorias de ferritas	203
13.5. Mando de relés	204
13.6. Estroboscopio	204
13.7. Disparo de una alimentación de emergencia	205
14. Gobierno de un motor de limpiaparabrisas	205
15. Aplicaciones de los fototiristores	206
15.1. Esquemas de principio	206
15.2. Generadores de impulsos	207
15.3. Gobierno de potencia con o sin temporización	208
15.4. Automatismo con fototiristores	208
15.5. Circuitos lógicos	210
15.6. Flash electrónico de arrastre para fotografía	211
15.7. Dispositivo de alarma sonora	212
16. Mando por puerta lógica	212
Capítulo 19. Aplicaciones: control de potencia y regulación por conmutación y variación del ángulo de conducción	215
1. Variaciones de potencia por ángulo de fase	215
1.1. Montaje básico con diac	215
1.2. Graduador de luz o variador simple de velocidad	216
2. Graduador regulado de luz para fotografía	217

3. Variador de velocidad con quadrac	217
4. Variadores de velocidad con tiristores para motores universales	217
4.1. Variador simple, media onda	219
4.2. Variador semionda disparado por transistores	219
4.3. Variador semionda de disparo por lámpara de neón	220
4.4. Variador semionda con regulación somera de velocidad	221
4.5. Regulador semionda con mejor control de la velocidad	222
4.6. Variador onda completa con lámpara de neón	222
4.7. Variador onda completa de conmutación rápida	223
4.8. Variador onda completa con compensación de carga	224
4.9. Componentes	224
5. Alimentación estabilizada con prerregulación	225
6. Regulación de la temperatura	228
6.1. Circuitos sencillos	228
6.2. Gobierno en c.a. con tiristor	230
6.3. Mando por sistema de "escalón y rampa"	230
6.4. Mando proporcional	230
6.5. Regulación de temperatura con mando proporcional (montaje síncrono)	235
7. Gobierno de cargas inductivas en c.a.	235
7.1. Circuito con UJT y tiristor auxiliar	235
7.2. Circuito con oscilador independiente	236
7.3. Circuitos con tiristores auxiliares	239
8. Rectificadores controlados	240
Capítulo 20. Gobierno de tiristores y triacs con circuitos integrados	242
1. Introducción	242
2. Control con circuitos integrados ULN 2300	243
3. Mando síncrono con circuito integrado CA 3059	245
3.1. Funcionamiento del CI	247
3.2. Sistema de protección	248
3.3. Histéresis: su misión	249
3.4. Regulación de temperatura por todo o nada	250
3.5. Control proporcional	250
3.6. Control por períodos enteros	251
3.7. Control "mini-maxi"	253
3.8. Conmutación secuencial	254
3.9. Cómo aislar eléctricamente el captador	256
3.10. Comparador industrial	256
3.11. Gobierno por disparo único	257
3.12. Control de flash	259
3.13. Un conmutador casi perfecto	261
4. Mando síncrono con el μ A 742	261
Bibliografía	265

INTRODUCCIÓN

1. ¿Qué es el tiristor?

Conmutador casi ideal, rectificador y amplificador a la vez, el tiristor es un componente idóneo en electrónica de potencia. El triac, por su parte, no es sino la variante bidireccional.

El tiristor, concebido en un principio como equivalente de estado sólido para reemplazar al tiratrón a gas, se ha impuesto rápidamente en toda una serie de dominios de los que los más importantes son, a parte de la conmutación pura y simple, la variación de velocidad de motores y la graduación de luz.

En efecto, el tiristor permanece normalmente bloqueado hasta el momento en que se le hace conducir actuando sobre su electrodo de disparo. Puesto que ese momento se puede fijar con toda precisión, es posible gobernar a voluntad el paso de intensidades de corriente (o de potencias) en su valor medio.

Fundamentalmente son dos los modos posibles de funcionamiento. Sea, por ejemplo, la onda alterna rectificada de la figura 1 *a*; gracias al tiristor se puede no dejar pasar más que algunas semiondas, bloqueando las otras: se obtendría entonces la onda de la figura 1 *b*, en la que se han suprimido las semiondas 2, 4, 6 y 7.

Se puede igualmente no desbloquear el tiristor hasta un poco después del principio de cada semionda, como se indica en la figura 1 *c*; de esa forma sólo se dispone de una parte de la potencia total, como puede verse mejor en el caso de una semionda, en la figura 1 *d*; en esta modalidad de funcionamiento se actúa pues sobre los ángulos de conducción de corriente y de bloqueo, variándolos a voluntad como ya se hacía con el tiratrón.

Pero el tiristor presenta sobre el antiguo tiratrón una serie de ventajas, debidas precisamente al hecho de que constituye un elemento de estado sólido: inercia de precalentamiento, volumen reducido, fuerte resistencia a los choques y aceleraciones, posibilidad de trabajo en todas las posiciones, insensibilidad a las sobrecargas, fiabilidad, vida media muy larga, velocidad elevada de conmutación, caída de tensión directa muy baja y poca dependencia de la corriente, etc.

Todo esto explica el hecho de que el tiristor haya conquistado o esté en vías de hacerlo, nuevos y vastos dominios tales como la alimentación, la televisión en color, el automóvil, la optoelectrónica, la lógica industrial, la regulación, automatismos, telefonía, etc.

El tiristor, obtenido en los Estados Unidos por la firma *General Electric* hacia 1957, abordó el mercado europeo hacia 1959-1960. Su nombre se incluye

entre los de esos nuevos componentes que han revolucionado el desarrollo de la electrónica desde que en 1948 se encontró ese elemento extraordinario llamado transistor.

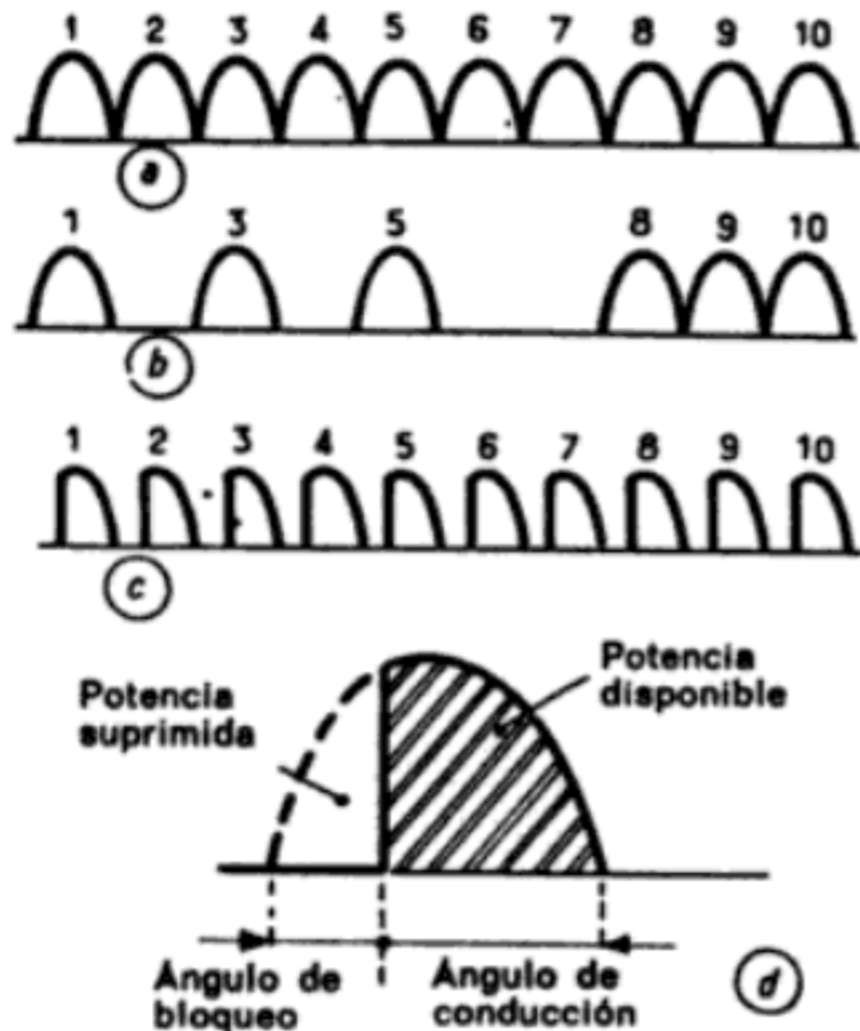


Fig. 1-1. — El tiristor actúa esencialmente en dos modalidades distintas. Siendo, en (a), la onda de entrada, el tiristor suprime, en (b), algunos semiperíodos de ella, mientras que en (c) subsisten todos los semiperíodos aunque no completos, como puede apreciarse mejor en el detalle (d).

2. La familia de los tiristores

El término "tiristor" designa a toda una familia de elementos semiconductores cuyas características son similares, en principio, a las de las antiguas válvulas "tiratrones". El nombre de tiristor proviene justamente de la contracción de *tiratrón* y *transistor*.

El tiristor tiene dos estados estables que dependen de los efectos de realimentación de las uniones en la estructura PNP; estas uniones pueden ser dos o más, y los elementos pueden ser uni- o bidireccionales, con dos o más terminales, distinguiéndose entonces entre "*diodos*" (dos terminales), "*triodos*" (tres terminales) y "*tetodos*" (cuatro terminales).

Dentro de esta gran familia cabe distinguir:

— Los *tiristores* propiamente dichos, que son los elementos más conocidos y que en lengua inglesa se denominan "*silicon controlled rectifier*" o SCR. Se trata de elementos unidireccionales, con tres terminales (ánodo, cátodo y puerta) bloqueados en el tercer cuadrante, por lo que también se les llama "*tiristores triodos de bloqueo inverso*" (*reverse blocking triode thyristors*).

— Los *triacs*, que derivan de los anteriores con la diferencia de ser bidireccionales, se denominan también "*tiristores triodos bidireccionales*". Su nombre usual proviene de la contracción de "*triode AC switch*".

— Los *fototiristores* o tiristores fotosensibles. El término inglés es "*light activated silicon controlled switch*" o LASCR (según GE).

— Los *tiristores bloqueables*, llamados también de "*gain de commande à l'ouverture*" ("*GCO*" de Silec, por ejemplo).*

* Tiristores con puerta de extinción ("*gate turn-off switch*"), GTO que los franceses denominan a veces con el nombre Silec de GCO. (N. del T.)

- El conmutador unilateral de silicio, "SUS", de "silicon unilateral switch".
- El conmutador bilateral de silicio, "SBS", de "silicon bilateral switch".
- El tiristor tetrodo de dos electrodos de mando, o "SCS", de "silicon controlled switch".
- El diodo Shockley, o diodo tiristor, también llamado diodo de cuatro capas.
- Etcétera.

Sucesivamente iremos estudiando cada uno de estos tipos, haciendo especial hincapié en el estudio del tiristor propiamente dicho como elemento clave para llegar a una perfecta comprensión general del funcionamiento de toda la familia.

3. El mercado de los tiristores

El mercado de los tiristores está en plena expansión. En los Estados Unidos las ventas alcanzaron un importe total de 70 millones de dólares en 1970, lo que representa un aumento del 10 % sobre las ventas globales del año anterior.

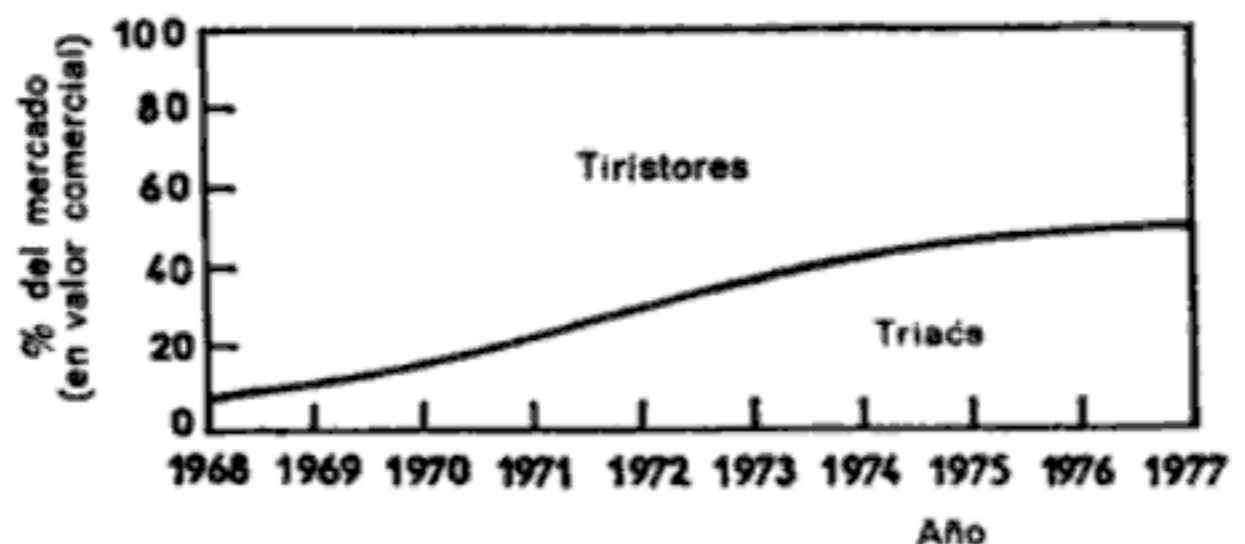
Estas ventas se reparten sobre una producción del 100 %, como sigue:

- Tiristores de baja corriente (< 1 A) y poca tensión: 25 %;
- Triacs (hasta más de 40 A): 20 %;
- Tiristores de 1 a 35 A: 30 %.
- Tiristores de potencia (por encima de los 35 A, con una gama privilegiada entre 100 y 200 A): 25 %.

En comparación con los tiristores, el ritmo de crecimiento de los triacs resulta muy rápido:

- En 1968, los triacs representaban sólo un 5 % de las ventas totales de tiristores.
- En 1969, el porcentaje pasaba a ser del 11 %.
- En 1970, el porcentaje pasaba al 17 %, con 12 millones de dólares de ventas, siempre en los Estados Unidos.

Fig. 1-2. — Crecimiento probable del mercado del tiristor y del triac.



Hacia el año 1977 se calcula que se equilibrarán las ventas de tiristores y triacs (fig. 1-2).

¿Qué industrias son las que usan corrientemente elementos del grupo de los tiristores? En un mercado del 100 %, en valor comercial, tenemos en los Estados Unidos para 1970:

- 47 % en control industrial y bienes de equipo;
- 14 % en máquinas calculadoras y de gestión;
- 13 % en comunicaciones;
- 9 % en encendido de automóvil;
- 7 % para equipos de medida;
- 4 % para el gran público;
- 4 % para la iluminación industrial;
- 2 % en electrodomésticos.

Los tiristores (y los triacs) se han impuesto, como puede verse, en la industria (47 %) y en especial para lo relativo al control de velocidad en motores, en alimentaciones, onduladores y en el control de temperatura.

3. El tiristor bajo tensión directa

Se comprenderá mejor el funcionamiento del tiristor si nos referimos al montaje con dos transistores, PNP y NPN, de la figura 2-3, que resulta equivalente. Estos dos transistores están conectados de forma que se obtenga una realimentación positiva.

Supongamos que sea positiva la región P_2 con relación a la N_1 . Las uniones J_3 y J_1 emiten portadores, positivos y negativos respectivamente, hacia las regiones N_2 y P_1 . Estos portadores, tras su difusión en las bases de los transistores, llegan a la unión J_2 , donde la carga espacial crea un intenso campo eléctrico.

Siendo α_2 la ganancia de corriente que da la fracción de la corriente de huecos inyectada en el emisor y que llega al colector del PNP, y siendo por otro lado α_1 la ganancia de corriente que da la fracción de la corriente de electrones inyectada en el emisor que llega al colector del NPN, podemos escribir:

$$I_{C2} = \alpha_2 I_A$$

y

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A$$

La corriente total de ánodo I_A es evidentemente la suma de I_{C1} e I_{C2} , a la que hay que sumar la corriente de fuga residual que pasa por la unión central J_2 y a la que llamaremos I_{CX} . Se tiene entonces:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{CX}$$

lo que nos da:

$$I_A = \frac{I_{CX}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Ahora bien, en muchos transistores de silicio la ganancia α es baja para valores reducidos de corriente, aumentando cuando crece la corriente. Luego, si I_{CX} es reducida, el denominador de la fracción anterior se acerca a 1 (para corrientes débiles) y la corriente I_A es apenas mayor que la corriente de fuga.

Aunque polarizada directamente, la estructura PNPN permanece pues bloqueada presentando una elevada impedancia.

Cuando aumenta, por cualquier motivo, la corriente de fuga I_{CX} , aumentan la corriente y la ganancia. La suma $\alpha_1 + \alpha_2$ tiende entonces a 1 y la corriente I_A tiende a infinito. En realidad, esta corriente toma un valor muy alto, limitado sólo por el circuito externo.

El tiristor está entonces en estado conductor (también se dice que está desbloqueado o disparado).

Hagamos observar que este tipo de cebado por aumento de la corriente de fuga — esto es, en general, por aumento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo del elemento — es desaconsejable en la mayoría de los casos.

4. Principio de cebado por puerta

El cebado por puerta es el método más usual de disparo de tiristores. El razonamiento siguiente aparecerá mucho más claro si nos referimos a la figura 2-4.

Una vez polarizado directamente el tiristor se inyecta un impulso positivo de

mando en su puerta (este ataque es en corriente, denominándose I_G a esta última). El transistor NPN designado T_1 recibe una corriente de base I_G , pasando a ser su corriente de colector de $I_G\beta_1$, donde β_1 es la ganancia de corriente de este transistor (montaje en emisor común). Esta corriente se inyecta a su vez en la base

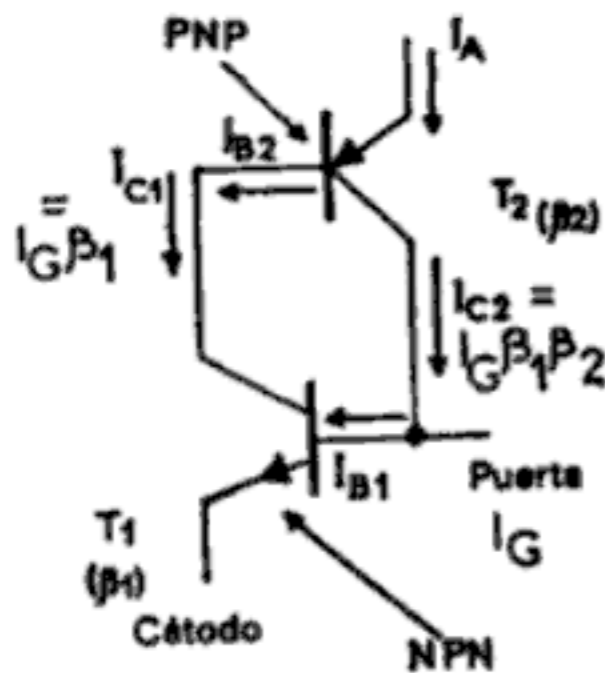


Fig. 2-4. — Montaje equivalente de un tiristor que explica el fenómeno del cebado.

del transistor T_2 (PNP) que entrega entonces una corriente de $I_G\beta_1\beta_2$ (siendo β_2 la ganancia de corriente de T_2). Esta corriente, que aparece en el colector de T_2 , vuelve a aplicarse a la base de T_1 .

Hay que considerar entonces dos casos:

- 1.º El producto $\beta_1\beta_2$ es inferior a 1, en cuyo caso el elemento no se ceba;
- 2.º El producto $\beta_1\beta_2$ tiende a la unidad, con lo que se realiza el proceso de amplificación y el elemento bascula al estado conductor.

Estas dos condiciones ($\beta_1\beta_2 < 1$ y $\beta_1\beta_2 \rightarrow 1$) caracterizan el estado del tiristor en función de la corriente. En efecto, la ganancia β de un transistor de silicio crece normalmente, por lo general, en función de la corriente (fig. 2-5). Así pues:

- Si la corriente de puerta es débil, el producto $\beta_1\beta_2$ es inferior a la unidad y no se ceba el elemento;
- Si el impulso de mando es suficiente, las corrientes de emisor son lo bastante elevadas para que el producto $\beta_1\beta_2$ tienda a 1.

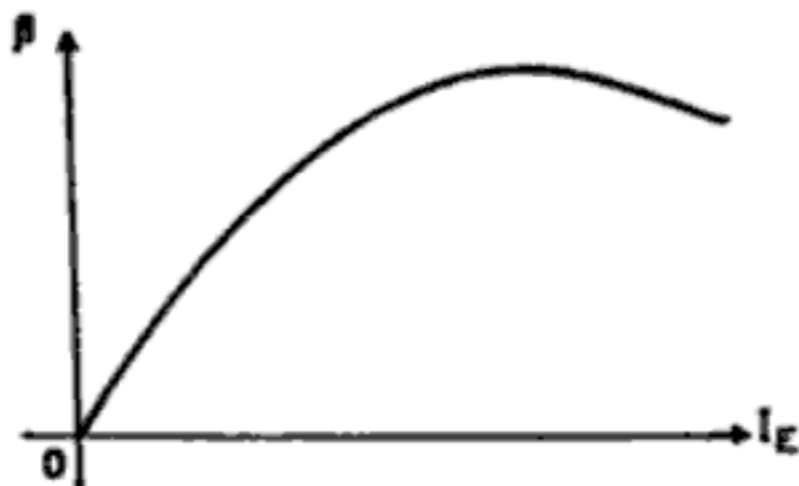


Fig. 2-5. — La ganancia de corriente β de un transistor de silicio depende por lo general de la corriente de emisor.

En cuanto se produce el cebado, la realimentación hace que los dos transistores conduzcan a saturación (por cuanto la corriente de colector de uno se inyecta sistemáticamente en la base del otro). Una vez en conducción, los transistores se mantienen ya en ese estado, incluso aunque desaparezca el impulso inicial de puerta, hasta que el circuito exterior deje de mantener la corriente I_A .

5. ¿Cómo puede cebarse un tiristor?

Como ya hemos visto, el tiristor puede adoptar uno de estos estados:

- de bloqueo, cuando está polarizado en sentido inverso;
- de bloqueo o de conducción, cuando la polarización es directa, según que esté cebado o no.

En este último caso, para hacerlo pasar del estado de bloqueo al de conducción se recurre, como se ha dicho ya, a la propiedad esencial del transistor de silicio: la de poseer una ganancia de corriente que crece con la corriente de emisor, I_E .

Por tanto, se pueden usar todos los medios capaces de provocar un aumento de la corriente I_E . Los más importantes son:

- *La tensión.* Cuando aumenta la tensión ánodo-cátodo del tiristor, llega un momento en que la corriente de fuga es suficiente para producir un brusco aumento de la corriente I_E .

Esta forma de disparo se usa sobre todo con los diodos de 4 capas (diodos-tiristores).

- *La derivada de la tensión.* Ya se sabe que una unión PN presenta una cierta capacidad. Así, pues, si se hace crecer bruscamente la tensión ánodo-cátodo, esta capacidad se carga con una corriente:

$$i = C \, dv/dt$$

Y, si esta corriente i es suficientemente elevada, provocará el cebado del tiristor.

- *La temperatura.* La corriente inversa de fuga de un transistor de silicio aumenta al doble, aproximadamente, cada 14°C (al aumentar la temperatura). Cuando la corriente alcanza un valor suficiente, se produce el disparo del tiristor por los mismos fenómenos ya vistos.

- *El efecto transistor.* Es la forma clásica de gobernar un tiristor.

En la base del transistor equivalente se inyectan portadores suplementarios que provocan el fenómeno de cebado (la base es la puerta del tiristor).

- *El efecto fotoeléctrico.* La luz, otra de las formas de energía, puede también provocar el cebado del tiristor al crear pares electrón-hueco. En este caso se emplea un fototiristor, que es un tiristor con una "ventana" (esto es una lente transparente que deja pasar los rayos luminosos) en la región de puerta.

6. Curva característica del tiristor

En la figura 2-6 se ha dibujado la curva característica típica de un tiristor (elemento unidireccional), representándose la corriente I_A en función de la diferencia de tensión ánodo-cátodo.

Cuando es nula la tensión V , lo es también la corriente I_A . Al crecer la tensión V en sentido directo — se la designará como V_F , siendo F la inicial de "for-

ward" (directo, en inglés) — se alcanza un valor mínimo (V_d) que provoca el cebado; el tiristor se hace entonces conductor y cae la tensión ánodo-cátodo mientras aumenta la corriente I_A . Por lo mismo que hemos dicho de la tensión, a esta corriente directa la llamaremos I_F .

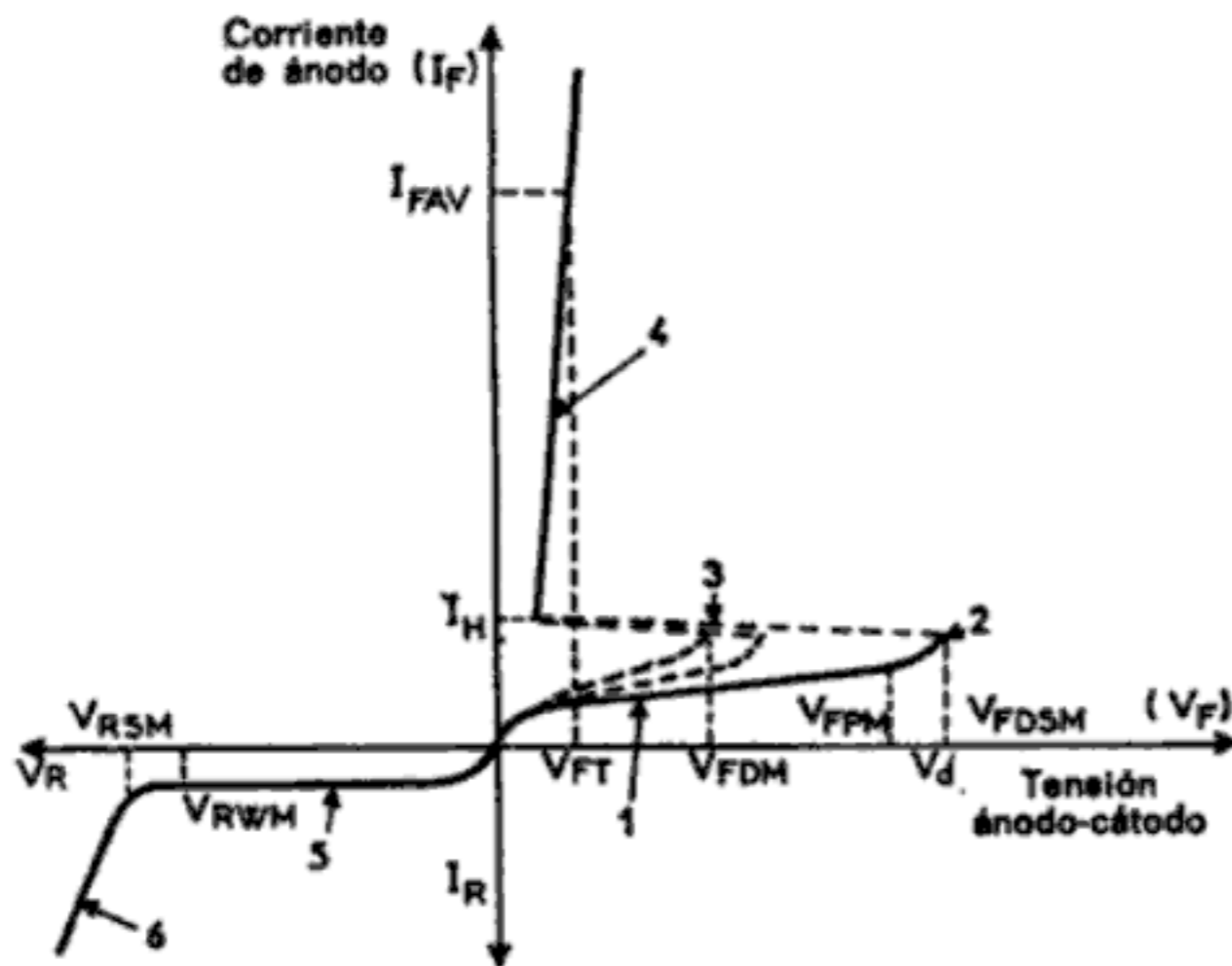


Fig. 2-6. — Curva característica de un tiristor.

Si se polariza inversamente el tiristor, aplicándole una tensión V_R (donde R es la inicial de "reverse", esto es, *inverso* en inglés) observaremos la existencia de una débil corriente inversa de fuga (esta corriente inversa recibirá el símbolo I_R) hasta que se alcanza un punto de tensión inversa máxima que provoca la destrucción del elemento.

El tiristor es pues conductor sólo en el primer cuadrante. El disparo ha sido provocado en este caso por aumento de la tensión directa.

La aplicación de una corriente de mando en la puerta desplaza, como veremos, hacia la derecha el punto de disparo V_d .

7. Definición de los símbolos

La curva característica del tiristor puede pues dividirse en 6 regiones, de las que 4 están situadas en el primer cuadrante. A continuación definiremos los símbolos principales relativos a puntos notables de esta curva (fig. 2-6).

Debido a que la mayor parte de la bibliografía existente sobre tiristores procede de EE.UU., se han conservado aquí las designaciones simbólicas del inglés. El lector podrá así referirse directamente a los documentos originales cuya lista se encontrará en la bibliografía, o en cualquier trabajo, en general, del otro lado del Atlántico.

Las magnitudes directas llevarán el índice F (de *forward*) y las inversas R (de *reverse*). El siguiente cuadro resume el significado de las abreviaturas usadas:

Este valor es numéricamente superior al valor máximo de tensión inversa del tiristor (valor de pico máximo).

TENSIÓN INVERSA TRANSITORIA O ACCIDENTAL

La tensión inversa transitoria o accidental es V_{RSM} . Este valor limita la tensión inversa cátodo-ánodo a la que puede someterse el tiristor, durante un intervalo dado de tiempo.

TENSIÓN DIRECTA DE PICO EN BLOQUEO

La tensión directa de pico en estado de bloqueo es V_{DWM} (o también V_{FDM}). Su valor fija un límite a la tensión máxima aplicable entre ánodo y cátodo del tiristor, con puerta flotante, sin riesgo de disparo.

Esta tensión es pues ligeramente inferior a la tensión de disparo en ausencia de señal de mando.

POTENCIA TOTAL DISIPADA

La potencia total disipada en el tiristor es P_{TOT} . En ella se consideran todas las corrientes: directa, media e inversa (I_{FAV} e I_{RR}); de fuga, directa e inversa (I_{FD} e I_R); de mando (I_G); corriente capacitiva, etc.

Su valor permite calcular el radiador, si es que el tiristor precisa de uno.

POTENCIA MEDIA DISIPABLE DE PUERTA

La potencia media disipable de puerta es P_{GAV} . Es el valor de la potencia disipada en la unión puerta-cátodo.

POTENCIA DE PICO DE PUERTA

La potencia de pico de puerta es P_{GFS} . Corresponde a la potencia máxima disipada en la unión puerta-cátodo, en el caso de aplicarse una señal de disparo no continua.

Su valor es superior al de P_{GAV} y su límite depende de las condiciones de cebado.

TIEMPO DE INTEGRACIÓN

Es el tiempo en el que se calcula el valor medio, o el eficaz, de la potencia disipada. Se le designa por t_{int} .

En el caso de los tiristores, este tiempo suele fijarse en 20 ms. No obstante, será necesario tener en cuenta la relación existente entre el período de la señal y estos 20 ms para efectuar cualquier cálculo.

CORRIENTE DE ENGANCHE*

La corriente de enganche I_L es la corriente I_A mínima que hace bascular el tiristor del estado de bloqueo al de conducción. Su valor es por lo general de dos o tres veces la corriente de mantenimiento, definida a continuación.

CORRIENTE DE MANTENIMIENTO

Para conservar su estado de conducción el tiristor debe suministrar una corriente de ánodo, I_A , mínima que recibe el nombre de corriente de mantenimiento, I_H . A veces se denomina también a esta corriente, corriente *hipo-estática*.

TENSIÓN DE ENGANCHE

A la corriente I_L de enganche le corresponde una tensión de enganche V_L .

* "*Courant d'accrochage*". Respetamos el texto francés advirtiendo al lector que esta corriente se denomina también "principal de cebado". (N. del T.)

Para prevenir los posibles cebados esporádicos del tiristor se puede conectar un resistor en paralelo con la unión puerta-cátodo (fig. 2-8). Esto es especialmente interesante cuando la ganancia β del transistor NPN (del par equivalente) es elevada. (Por lo general suele ser más elevada que la ganancia β del PNP.)

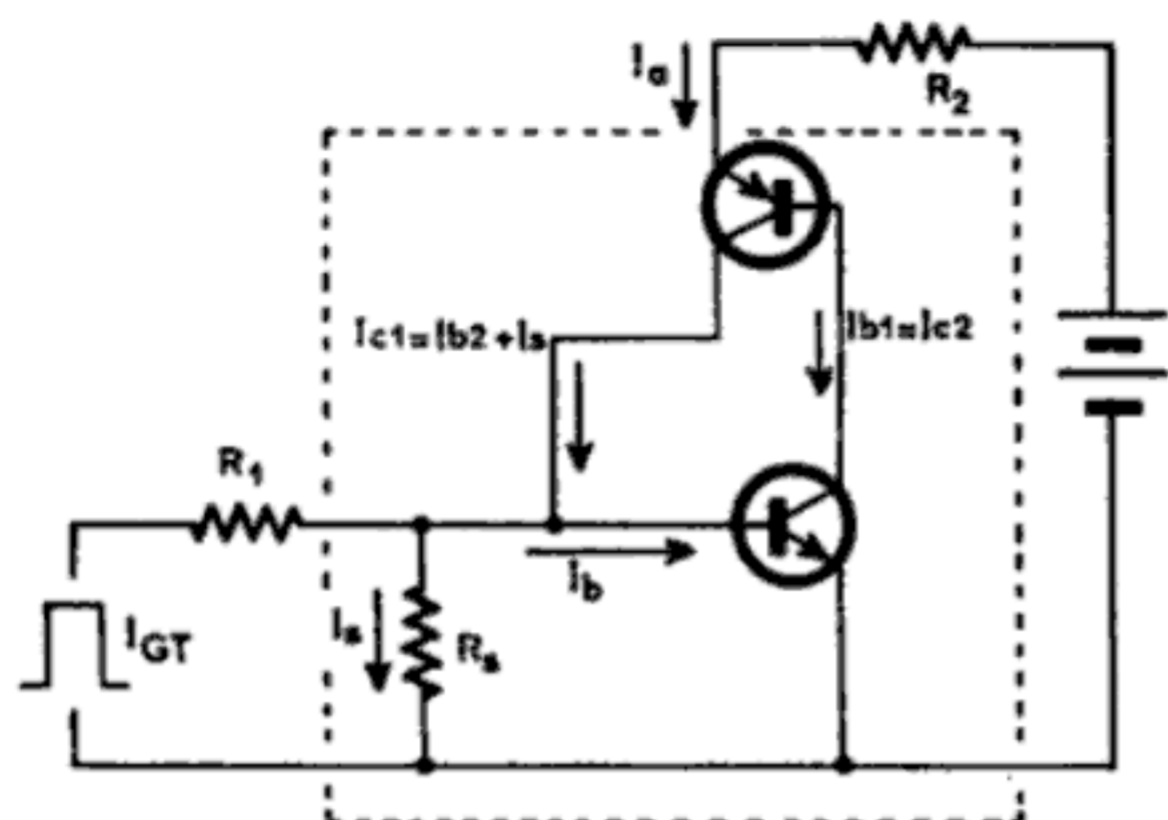


Fig. 2-8. — Montaje equivalente de un tiristor formado por una pareja de transistores PNP-NPN y una terminación resistiva en la base del NPN.

Por otra parte, casi todos los fabricantes integran ya un resistor de difusión entre la puerta y el cátodo del tiristor; esta tecnología es la que se conoce como "shorted emitter", con un cortocircuito puerta-emisor, y más adelante nos ocuparemos de su estudio. Al aumentar el valor de la corriente de puerta necesaria

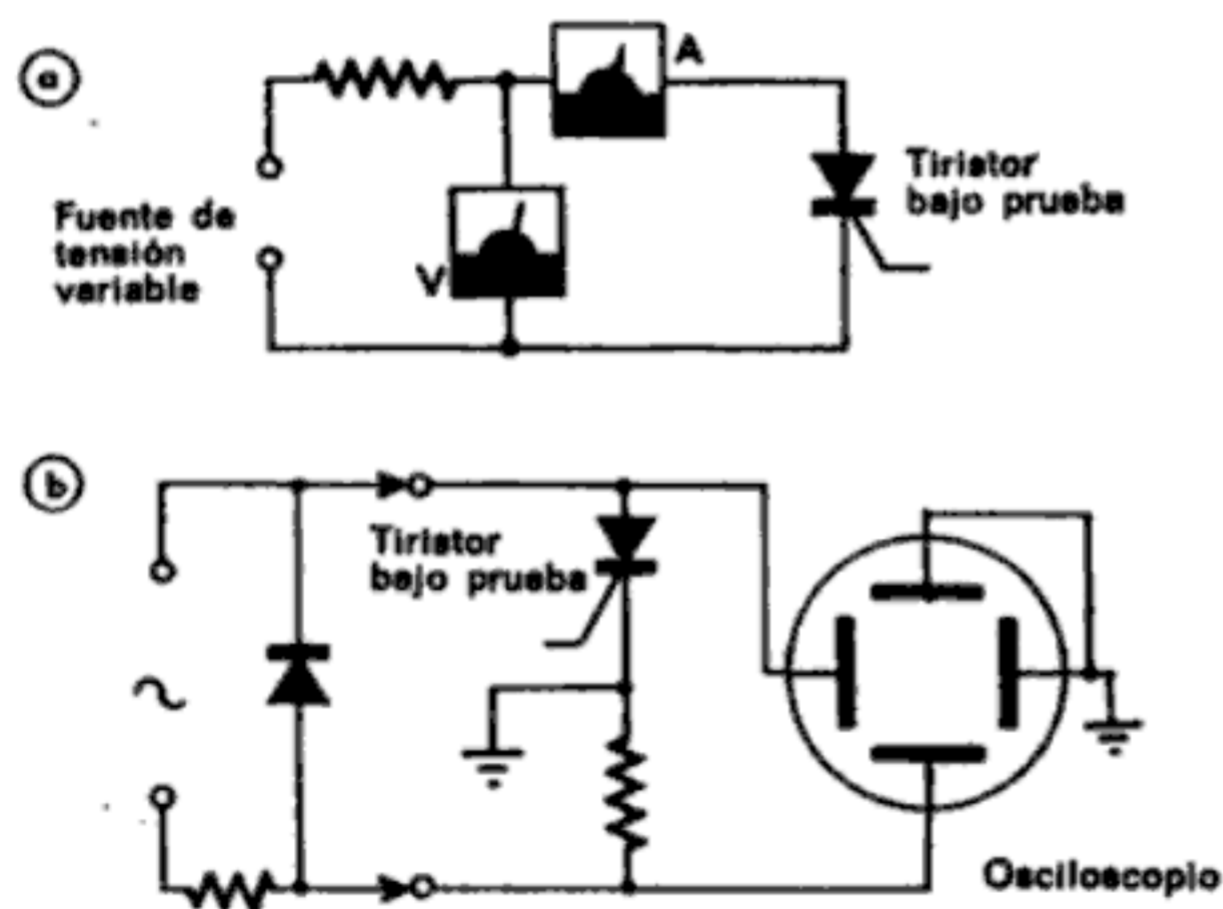


Fig. 2-9. — Dos métodos de medida de la corriente de fuga, el denominado de c.c. (a) y el osciloscopio (b).

para el cebado del tiristor, este resistor en paralelo mejora las características del elemento en bloqueo, y aumenta la inmunidad ante transitorios parásitos. La resistencia depende de la temperatura y de las tolerancias de fabricación, y varía entre los valores extremos R_G (mín.) y R_G (máx.).

9. Corrientes de fuga

De hecho, las corrientes de fuga en el tiristor imponen algunas de las limitaciones inherentes a este dispositivo. Estas corrientes de fuga son:

- La corriente directa de fuga, I_{FD} ;
- La corriente inversa de fuga, I_R .

Para su medida pueden usarse dos métodos diferentes:

— *El llamado método de corriente continua* en el que se usa un generador de tensión variable, voltímetro y amperímetro (fig. 2-9 a).

— *El método conocido como del osciloscopio* que permite la medida de los valores de pico (fig. 2-9 b) y el trazado rápido y completo de la curva característica. El generador de tensión se obtiene por rectificación de media onda de una tensión senoidal.

FABRICACIÓN DEL TIRISTOR

Para la fabricación de tiristores se usan diversas técnicas que a continuación iremos examinando sucintamente.

1. Técnica de difusión-aleación

Sea por ejemplo la estructura de difusión-aleación de la figura 3-1. La parte principal de ese tiristor está constituida por un disco de silicio cortado de un monocristal de tipo N. Dos de las uniones se obtienen en una única operación de difusión con galio, el cual dopa con impurezas de tipo P las dos caras de la pastilla.

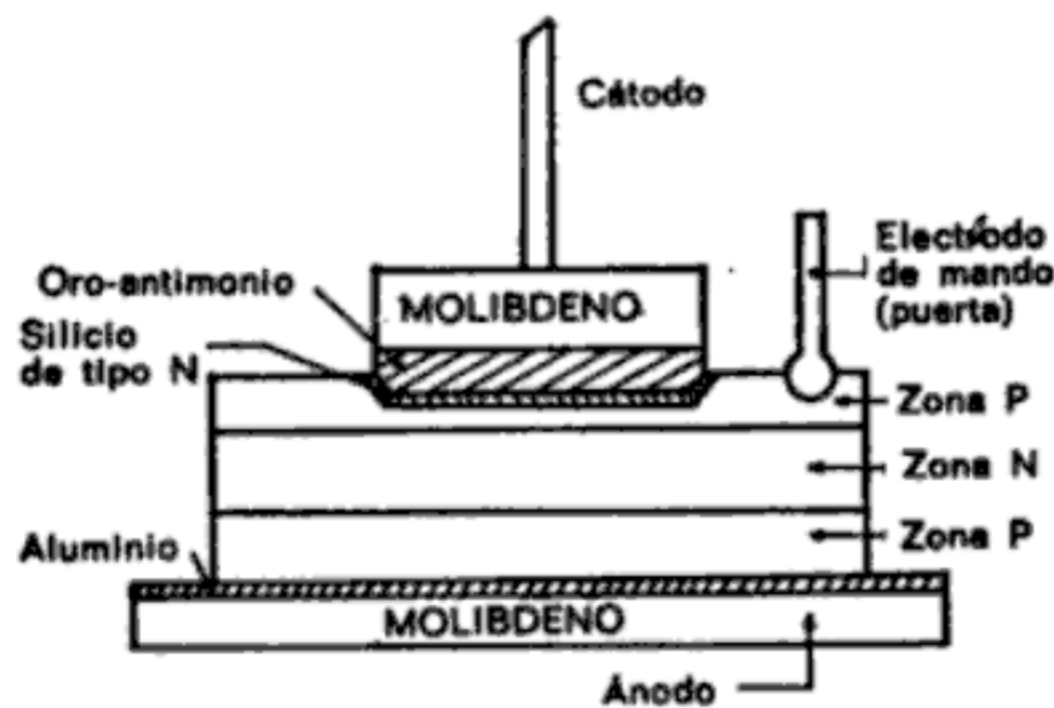


Fig. 3-1. — Estructura física de un tiristor de difusión-aleación.

Sobre una de las caras así obtenidas se forma una unión, por aleación, con un contacto oro-antimonio, a fin de obtener la estructura final PNP.

Los contactos de ánodo y cátodo se realizan mediante discos de molibdeno cuyos coeficientes de dilatación se acercan al del silicio.

La conexión de puerta se fija a la capa intermedia de tipo P mediante un hilo de aluminio.

2. Técnica "todo difusión"

De hecho, la técnica de difusión-aleación no se utiliza ya sino para ciertos tiristores de gran potencia. Para dispositivos rápidos o de mediana intensidad resulta de difícil aplicación, y además no se puede usar para los "darlistors" y los

triacs. Por esto tiende a ser de empleo general la técnica "todo difusión"; su dificultad principal reside en los contactos, cuya realización resulta más delicada que en el caso de aleación.

En la figura 3-2 se pueden seguir las etapas fundamentales en la fabricación de un dispositivo obtenido únicamente por difusión (el ejemplo concreto que hemos escogido es un triac de mediana potencia).

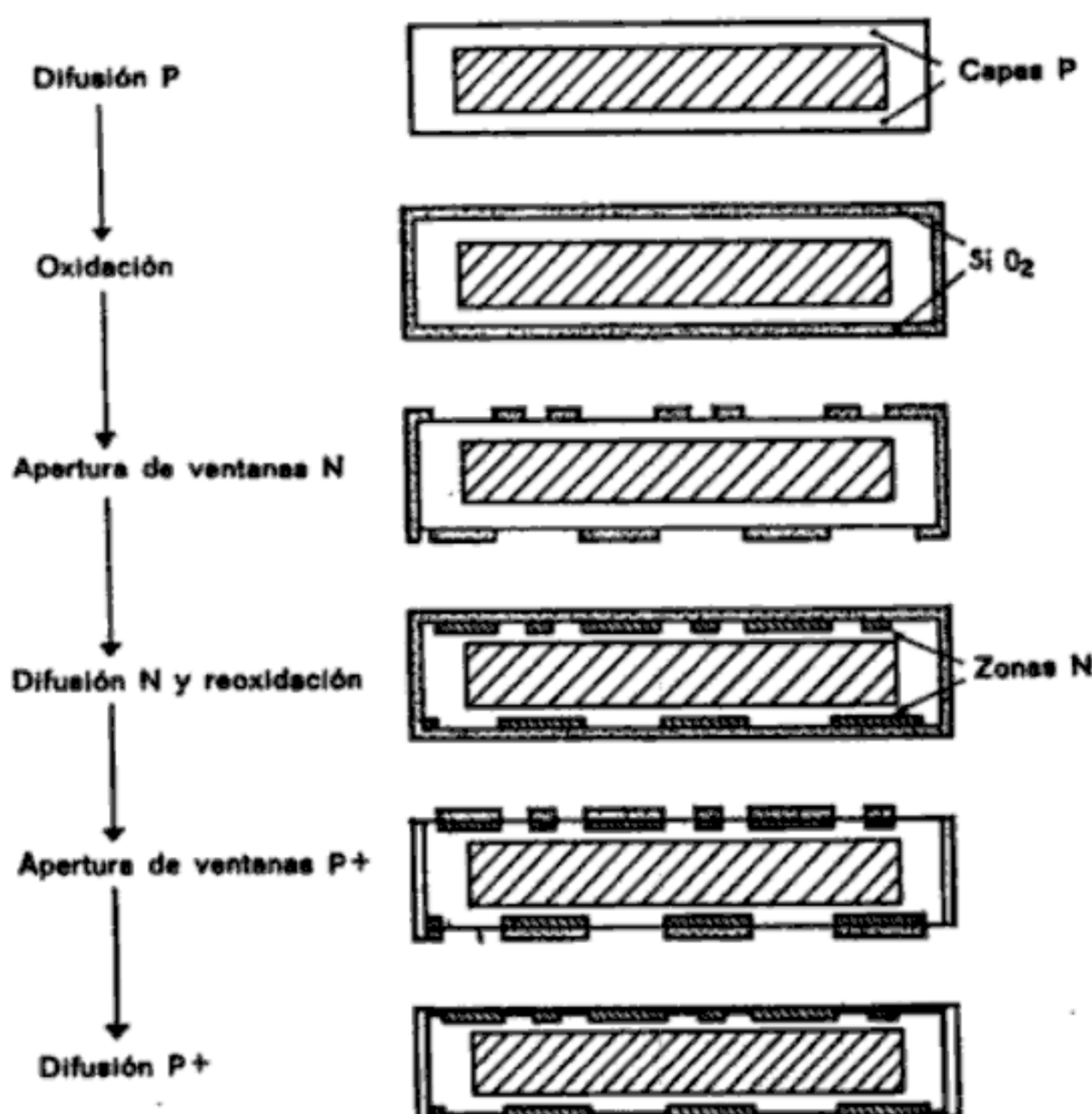


Fig. 3-2. — Etapas básicas en la fabricación de un triac «todo difusión».

Como en el caso de difusión-aleación, las dos capas P se obtienen por difusión profunda de galio o de aluminio, mientras que las capas N son más localizadas y se obtienen mediante el sistema de máscaras de óxido, tan conocido en el proceso "planar".

El inconveniente está en la multiplicidad de las operaciones a realizar, de ahí el interés por otros métodos tales como el de difusiones simultáneas, que ha puesto a punto y usado profusamente la firma *Silec Semi-Conducteurs*. El principio consiste en utilizar la diferencia existente entre los coeficientes de difusión de los dopantes P y N para obtener en una sola operación las tres o cuatro capas necesarias. En la figura 3-3 puede verse la simplificación que así se obtiene.

De todas formas, cualquiera que sea la técnica empleada, siempre se aprovecha la elasticidad que procura el uso de máscaras de óxido para integrar resistores entre las zonas de cátodo y puerta. Estos resistores, cuyo valor es de algunos cientos de ohm, permiten mejorar sensiblemente el comportamiento en

por otra parte permiten también la evacuación del calor producido esencialmente a nivel de las uniones.

La dificultad estriba en el hecho de que el silicio es un material difícilmente soldable, particularmente frágil y con un coeficiente de dilatación bastante bajo.

En la práctica se pueden distinguir tres tipos de contactos, según que el ensamble se realice por *soldadura blanda*, *soldadura fuerte* o *presión*.

6.1. Ensamble por soldadura blanda

Este método se emplea ampliamente en la fabricación de tiristores y triacs de mediana potencia. La obtención de una capa soldable sobre silicio se consigue a menudo por depósito de níquel "químico" seguido de un tratamiento térmico.

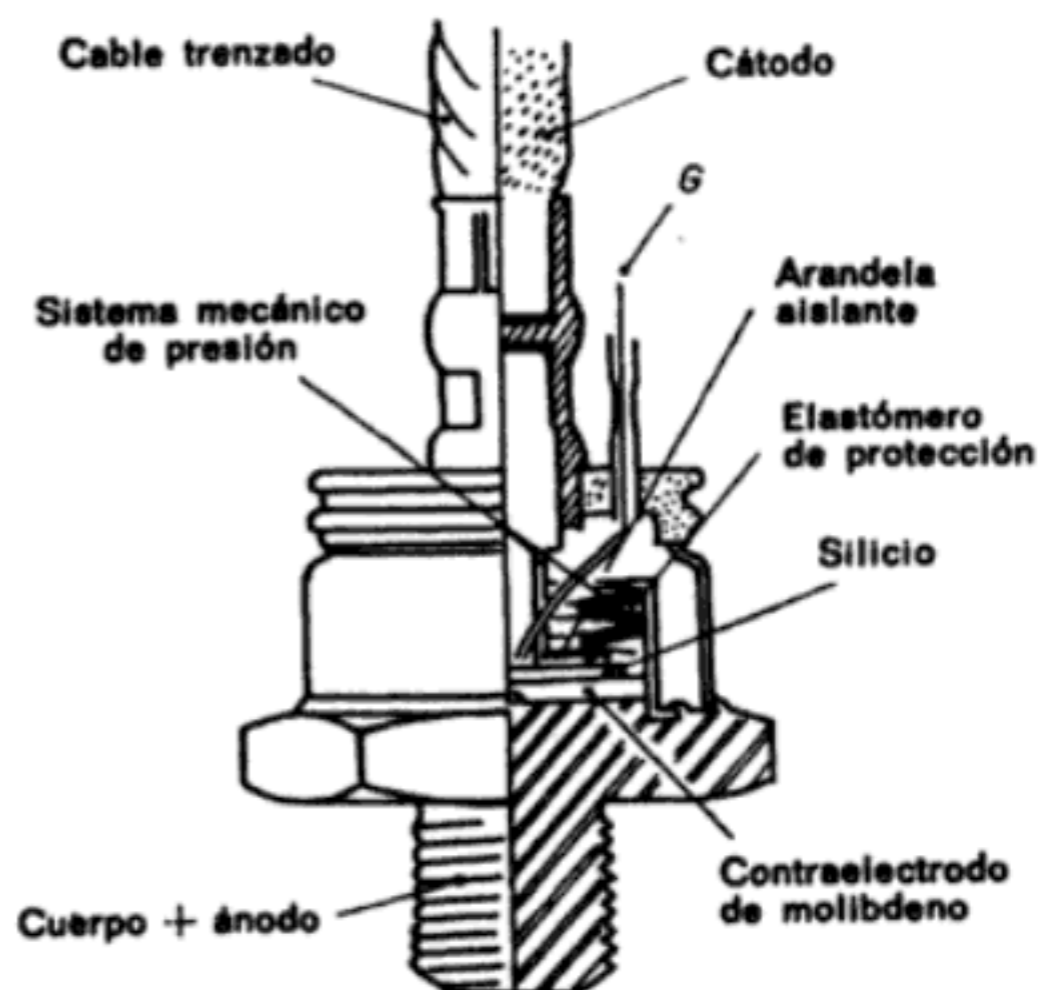
No obstante, también se usan otros métodos: evaporación térmica o pulverización catódica de metales tales como el cromo o el molibdeno, seguida de un depósito de cobre, plata, etc.

Las ventajas de la soldadura blanda residen esencialmente en los bajos costes que resultan al usar materiales poco onerosos y series grandes de producción. El principal inconveniente aparece al aumentar las dimensiones (dispositivos de potencia), pues se llega entonces al problema de la "fatiga térmica".

6.2. Ensamble por soldadura fuerte

En este caso no se puede hacer soportar al silicio los esfuerzos resultantes de la diferencia de dilatación entre el silicio y el cobre que, por lo general, constituye el soporte. Se usan entonces "contra-electrodos" de molibdeno o de tungsteno, cuyos coeficientes de dilatación son semejantes al del silicio.

Fig. 3-8. — Ejemplo de tiristor ensamblado por presión (con órganos de presión interiores en la cápsula).



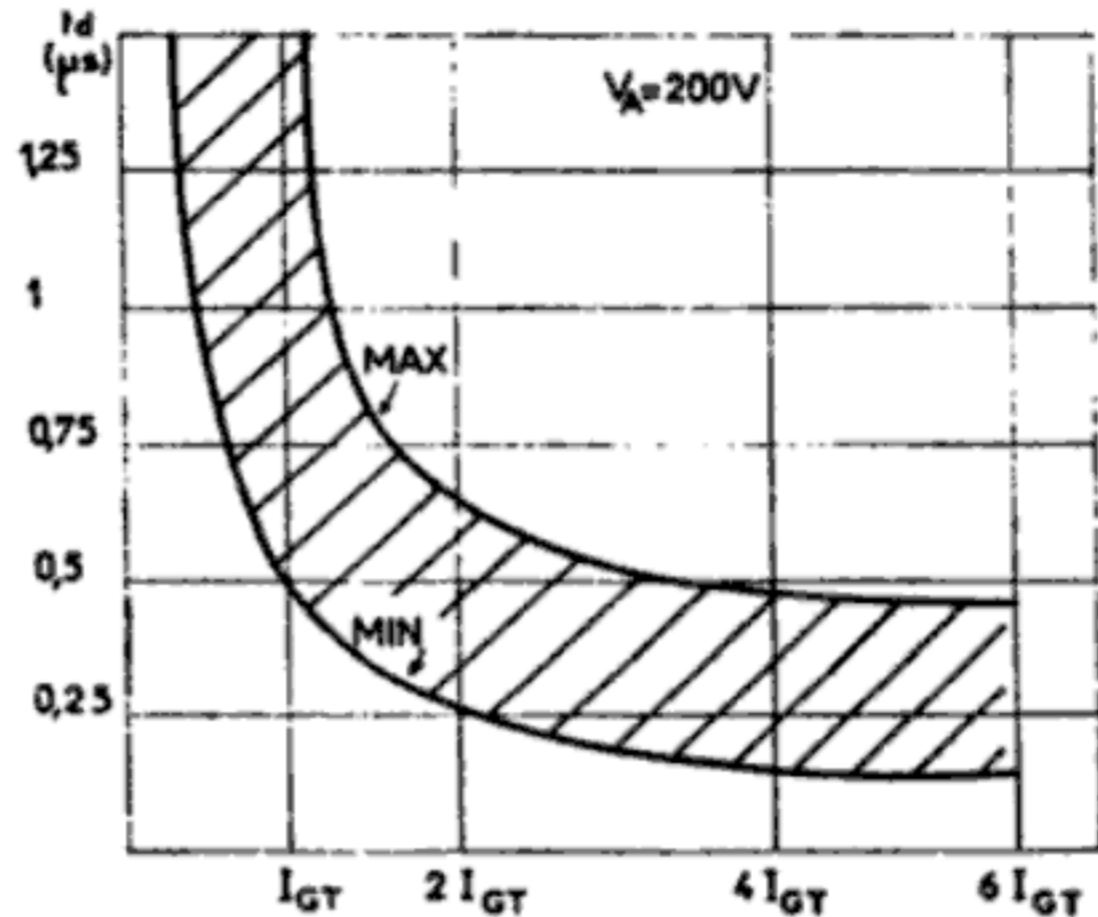
En cuanto a los materiales utilizables en la soldadura, debe hacerse mención especial del aluminio (o aluminio-silicio) que se alea a la vez al silicio y al molibdeno. Conviene también señalar la existencia de mezclas eutécticas oro-estaño y oro-germanio, muy usadas en estos tipos de ensambles.

también considerar el paso de la caída de tensión en el tiristor, del 90 al 10 % de su valor inicial.)

Como en el caso precedente, la amplitud de la señal de puerta juega un papel importante en la duración de t_r (fig. 4-4).

La suma de $t_d + t_r = t_{on}$. Transcurrido ese tiempo de cierre, el tiristor se satura: es el tiempo t_{sc} .

Fig. 4-3. — Representación de t_d en función de la corriente de puerta I_G de un tiristor de 35 A.



2. Importancia de la velocidad de crecimiento de la corriente

Durante el cebado, según hemos dicho, la zona de conducción se reduce a una parte del cátodo vecina al electrodo de mando. Si el circuito exterior impone durante esta fase un crecimiento rápido de la intensidad, la densidad de corriente en la zona de cebado puede alcanzar un valor importante.

Paralelamente, el descenso de la caída de tensión en el tiristor, durante la conmutación del estado bloqueado al conductor, no se efectúa en forma instantánea. Por consiguiente, habrá momentos en que se presenten simultáneamente valores elevados de corriente y de tensión.

En función de estos dos parámetros, la potencia instantánea podrá alcanzar valores muy altos (fig. 4-5). La energía disipada, en un volumen reducido daría lugar entonces a un calentamiento considerable que, de alcanzar el límite térmico crítico, destruiría la zona conductora por fusión del silicio: es la destrucción por di/dt .

La medida de la di/dt se efectúa mediante el montaje de la figura 4-6. Las características normalizadas de la prueba precisan que:

- El tiempo t_1 debe ser superior a 1 μ s;
- El valor máximo I_{FM} debe ser superior o igual a dos veces la corriente media nominal del tiristor (normas JEDEC), o incluso a tres veces dicha corriente según la norma alemana DIN;
- La frecuencia de repetición ha de ser de 50 ó 60 Hz;
- La temperatura de la unión debe ser máxima;
- La tensión inicial debe ser igual a la tensión directa de cresta en el estado de bloqueo.

unión inversa ha recuperado su poder de bloqueo, pero la concentración de portadores minoritarios es todavía demasiado importante en las inmediaciones de la unión directa para que ésta se haya recuperado también. Es preciso esperar hasta t_0 para poder aplicar de nuevo tensión directa.

Así podemos considerar el tiempo de extinción t_{OFF} como la suma del tiempo de recuperación inversa t_{rr} (de "reverse recovery time"), de $1 \mu s$ aproximadamente, por ejemplo, y del tiempo de recuperación de puerta t_{gr} (de "gate recovery time").

Simbolizado también como $t_q = t_{rr} + t_{gr}$, el tiempo de extinción — que varía desde $5 \mu s$, para los tiristores rápidos, hasta $50 \mu s$ para los tiristores clásicos e incluso hasta $400 \mu s$ para los muy grandes — depende de un cierto número de factores examinados a continuación pero cuya acción se resume en la figura 4-12.

INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA

La curva de la figura 4-13 muestra que el tiempo de extinción t_q crece mucho con la temperatura.

Cuando la temperatura de la unión no es uniforme y existe un punto "caliente", lo que sucede tras una sobrecarga instantánea en di/dt , t_q aumenta también.

Por esto en algunas especificaciones se prevé la medida del tiempo de extinción tras aplicar una punta de corriente igual a 3 veces la intensidad media, durante $2 \mu s$; es el método conocido como de "pulse commutated turn-off".

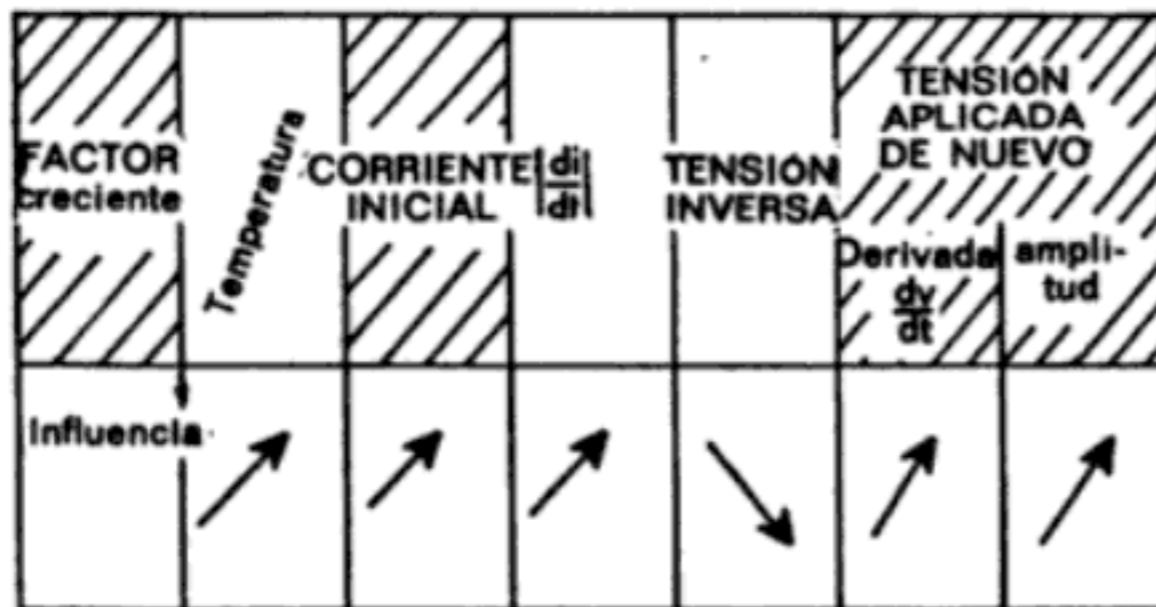


Fig. 4-12. — Factores principales que influyen sobre el tiempo de extinción del tiristor.

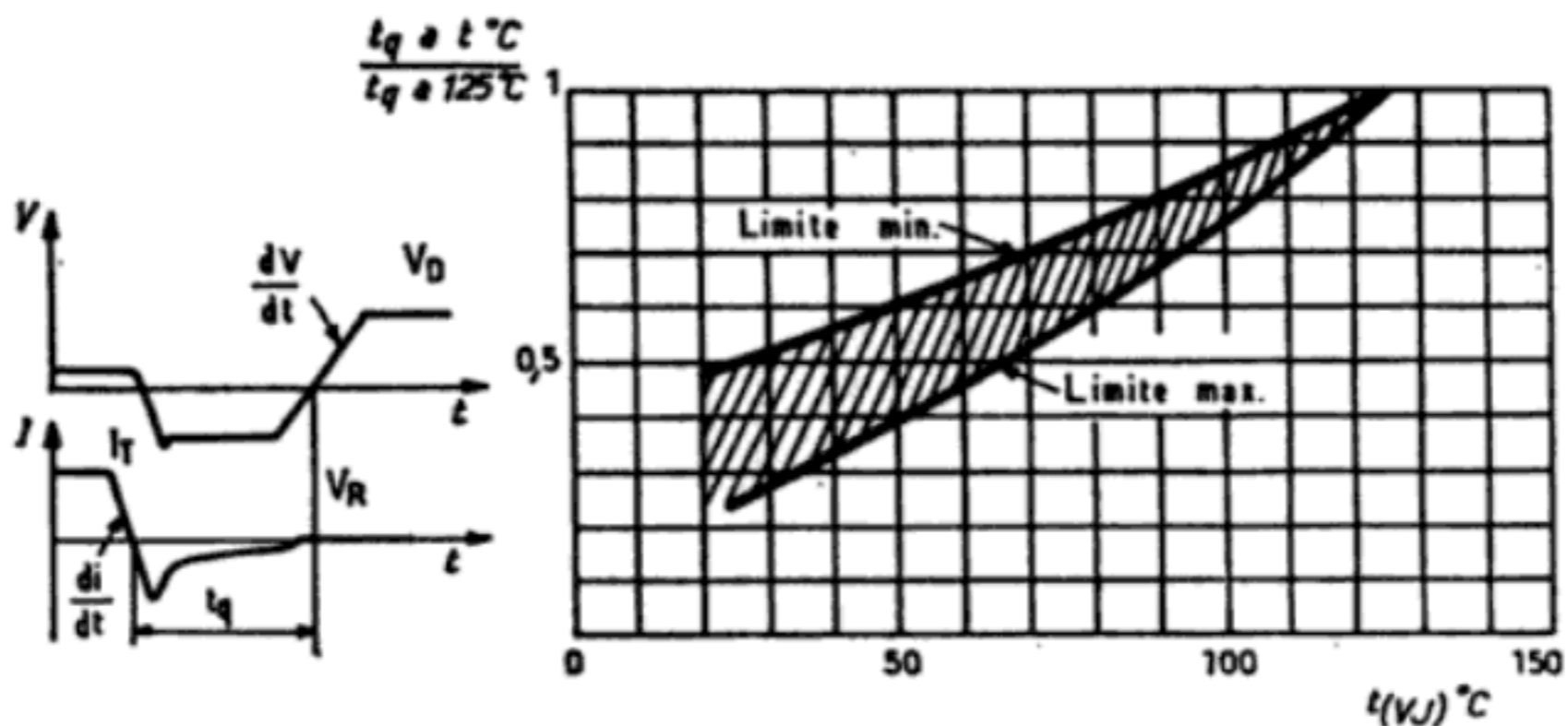


Fig. 4-13. — Variación relativa del tiempo de extinción t_q en función de la temperatura de unión virtual $t(VJ)$ en un TS 435 FH de SSC.

olvidar que el nivel energético a partir del cual se efectúa la elevación de la temperatura de la unión viene fijado por la temperatura ambiente. Por consiguiente, la temperatura de unión puede alcanzar valores relativamente elevados, sobre todo si tenemos en cuenta que las temperaturas ambientes industriales suelen ser, con bastante frecuencia, del orden de los 50 ó 60° C.

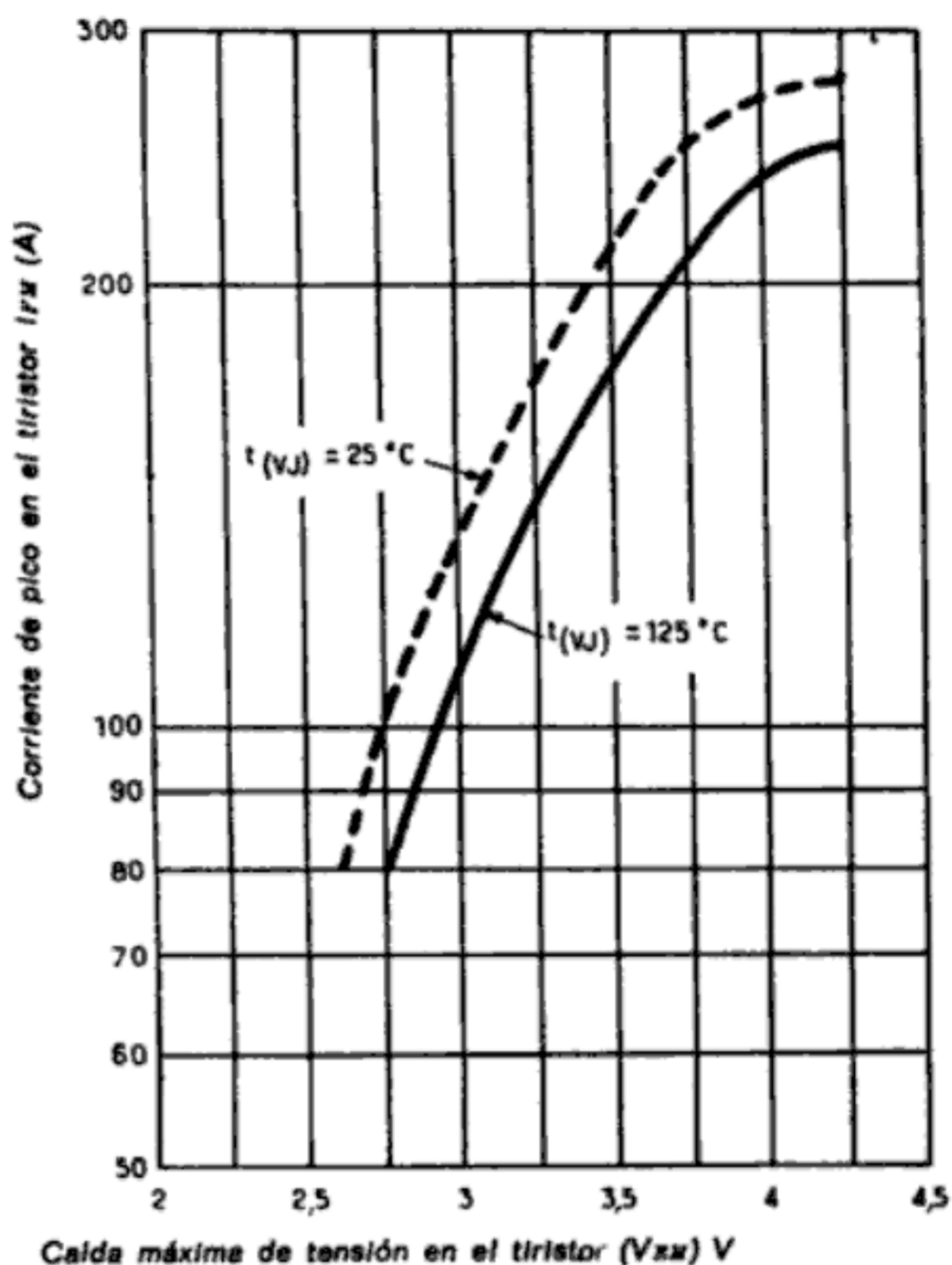


Fig. 4-20. — Corriente de pico en el estado conductor de alto nivel en función de la caída de tensión de pico en el mismo elemento 35 A ef tipo TS435.

Así pues, en el caso de un tiristor, si la temperatura de la unión no debe sobrepasar los 125° C, por ejemplo, habrá que asegurar su eficaz refrigeración fijando el tiristor sobre un radiador, refrigerado a su vez ya sea por las corrientes de convección del aire ambiente, sea por una corriente forzada de aire o incluso por circulación de agua.

Conviene pues definir las principales magnitudes térmicas características.

9.1. Temperatura de la unión

Esta temperatura, simbolizada T_J , no es medible directamente, por lo que es preciso determinarla en función de la temperatura ambiente y de las imposiciones eléctricas.

En régimen permanente se establece un equilibrio térmico entre las uniones y el aire ambiente que circula en torno al radiador del tiristor. Este equilibrio se obtiene cuando la energía térmica radiada en cada segundo por el radiador compensa exactamente la potencia disipada en el cristal. La cantidad de calor que se

— *Sensibilidad*: contrariamente a lo que acostumbran ciertos usuarios — quienes piensan que siempre es posible “empobrecer” cualquier tiristor colocando un resistor entre puerta y cátodo — es preferible utilizar elementos cuya sensibilidad no sea demasiado grande; la inmunidad frente a parásitos será así mejor. No obstante, es preciso asegurarse de que los valores de I_H (corriente de mantenimiento) y de I_L (corriente de enganche) resulten adecuados para el montaje considerado.

— *Cápsula*: además de las consideraciones económicas, la elección es función sobre todo de su facilidad de empleo. A este respecto, hay que recordar que las cápsulas aisladas (aunque sean algo más caras) simplifican con frecuencia el problema de la evacuación de calorías en régimen de funcionamiento.

2. Tiristores sensibles

Son elementos de baja potencia, utilizados mayormente en circuitos electrónicos de baja tensión. Su estructura suele ser del tipo *planar* o, más recientemente, del tipo *mesa-vidriado*. La intensidad de la corriente de mando suele ser de algu-

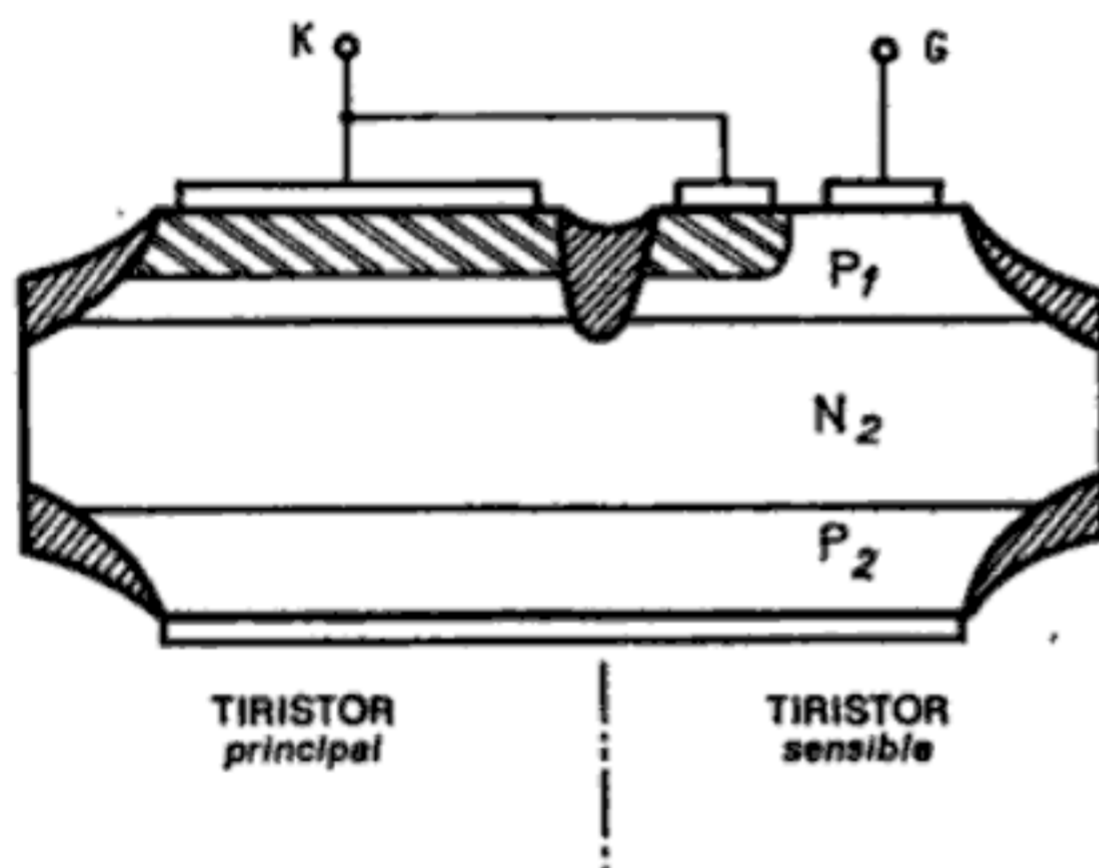
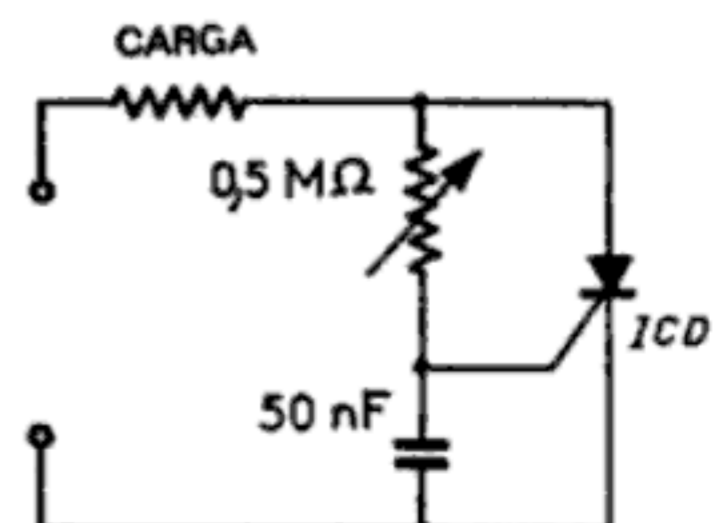


Fig. 5-1. — Estructura del ICD.

nas decenas de microampere, con tensiones de puerta del orden de 0,7 volt. Su empleo en la red de c.a. a 50 Hz tropieza con ciertas dificultades debidas precisamente a su gran sensibilidad; de ahí el interés por un dispositivo que permite soslayar este inconveniente: el ICD (*Integrated Control Device* *).

Fig. 5-2. — Aplicación del ICD. Usando sólo un condensador y un resistor puede montarse un variador de velocidad para gobernar un motor de una perforador rotativa, por ejemplo. Al final de esta obra se encontrarán esquemas de montajes clásicos equivalentes con los que puede establecerse la comparación.

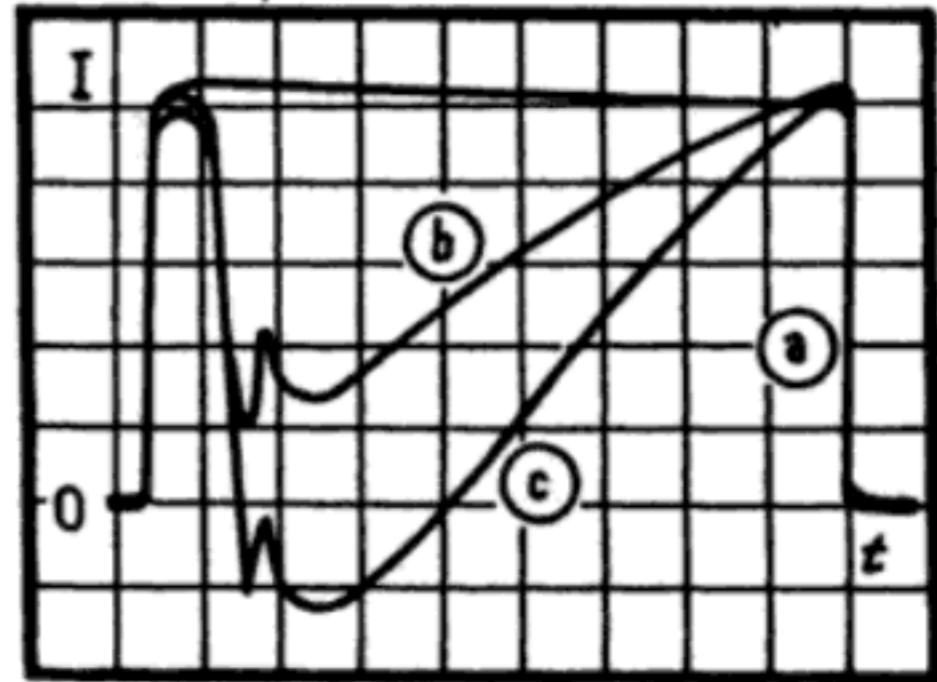


* Patente y marca registradas por Hutson Industries.

comportamiento del sistema frente a la señal de puerta, siendo el resistor r_{23} una impedancia parásita de integración cuyo valor es del orden de la fracción de ohm.

Cuando conduce el tiristor auxiliar, su corriente principal pasa por r_{23} imponiendo una contratensión $i_{23}r_{23}$ al circuito de cebado. Por esta razón, en cuanto se cierra el elemento auxiliar, se observa una disminución de la señal de cebado,

Fig. 5-10. — Se aprecia aquí la deformación de la corriente de puerta del tiristor auxiliar, fenómeno éste característico del Darlistor. Siendo la escala de tiempos de un microsegundo por cuadro, tenemos en a la corriente de puerta del tiristor auxiliar sin corriente de mando, en b la corriente de puerta en régimen de conducción con un generador de puerta de 50 V, y en c con un generador de 30 V. Vemos en este último caso que la corriente de puerta pasa por un valor negativo.



la cual puede incluso llegar a anularse y hasta a cambiar de signo (fig. 5-10). La deformación es tanto más pequeña cuanto mayor es la tensión del generador. El fenómeno es característico del Darlistor, pero no indica absolutamente nada, *a priori*, sobre su funcionamiento.

4.3. Condiciones de cebado

Para admitir di/dt del orden de los 50 a 100 A/ μ s, los tiristores clásicos necesitan una señal "fuerte" de mando, de 1 A, con un flanco ascendente muy corto (inferior a 1 μ s), de forma que se ensanche al máximo la zona primaria de cebado.

El Darlistor, aunque menos exigente, no ha sido concebido para impulsos de mando muy inferiores — en amplitud o en velocidad de subida — a los de los tiristores clásicos. En efecto, si se intenta obtener las máximas prestaciones posibles (más de 400 A/ μ s), es necesario conservar la ventaja que supone la ampliación de la corriente de puerta, y no perderla a nivel del circuito de mando del conjunto.

Por otro lado, una señal demasiado "floja" se traducirá en una dispersión de los tiempos de cebado que resultará indudablemente molesta a la hora de asociar varias unidades en serie o en paralelo.

Por tanto, aunque se hayan podido obtener funcionamientos satisfactorios ($di/dt = 500$ A/ μ s) con señales de puerta de flancos de subida superiores a 10 μ s, para amplitudes de 300 A, es aconsejable limitarse a las especificaciones, que indican unas características para el generador de $E = 20$ V, $R = 20$ Ω , $tr = 1$ μ s.

En definitiva, podemos decir que el Darlistor, en razón de sus especiales características, es adecuado para aplicaciones difíciles, como la descarga de líneas de retardo para moduladores de radar, troceo de corriente continua para vehículos de tracción eléctrica, etc.

7.2. Característica de puerta

En régimen dinámico, para $I_F = 0$, la característica de puerta es la de un diodo de baja tensión, mientras que para una corriente principal del orden de la nominal encontramos en la figura 5-17 las características en función de V_G , obtenidas experimentalmente para un tiristor de GCO de 5 A de *Silec*.

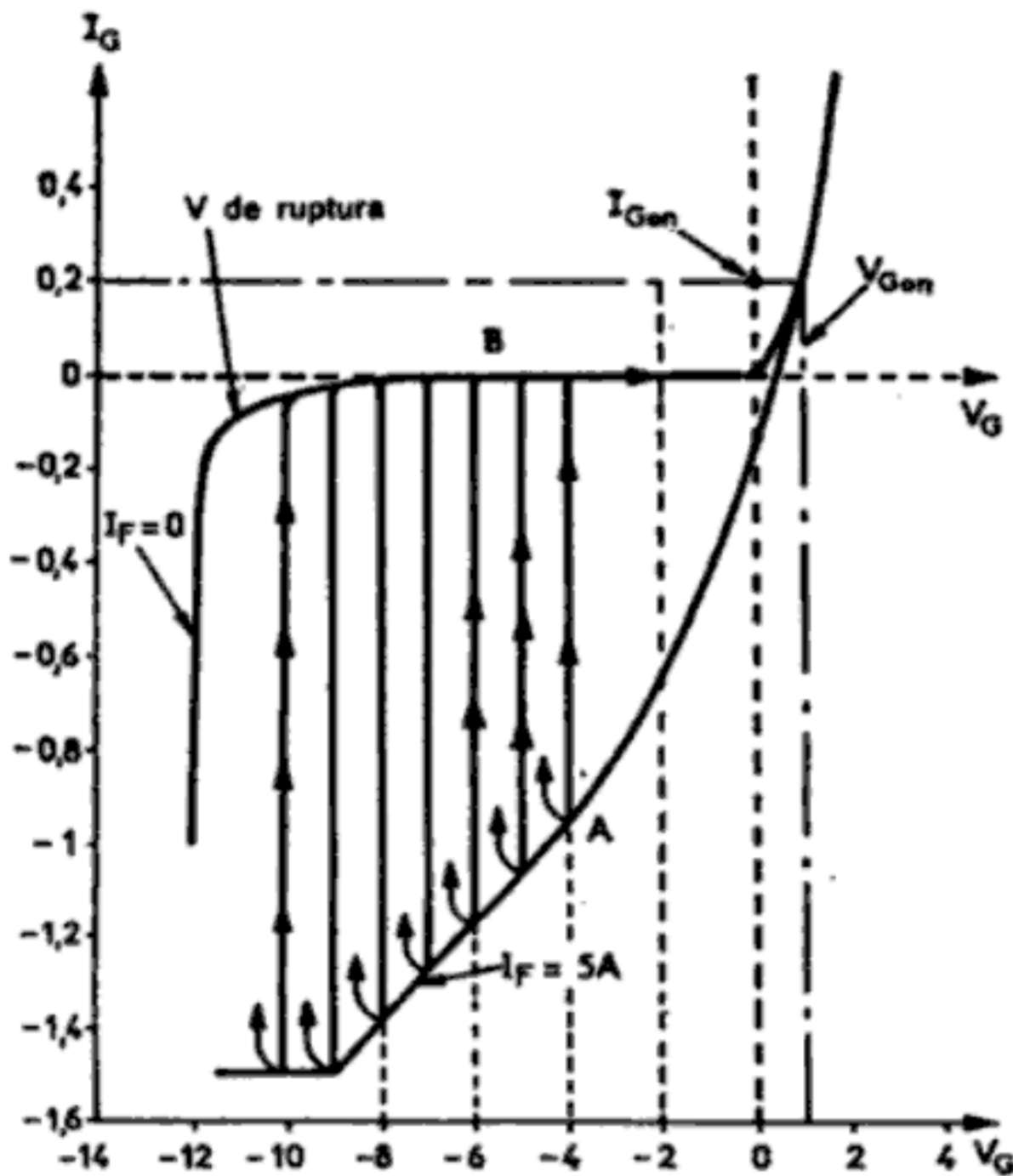


Fig. 5-17. — En el ejemplo adjunto, para $V_G = -4$ V, la corriente i_G máx. es de 1 A para lograr la apertura del elemento. En ese instante se pasa del punto A al B en la característica estática del «diodo de mando».

VELOCIDAD DE APERTURA

Se definen tres fases en la apertura del circuito principal (fig. 5-18). Siendo el instante $t = 0$ el momento en que se aplica el impulso de apertura en la puerta, se distinguen:

- De I_F a $0,9 \cdot I_F = t_d =$ tiempo de retardo o de almacenamiento;
- De $0,9 \cdot I_F$ a $0,1 \cdot I_F = t_f =$ tiempo de caída;
- De $0,1 \cdot I_F$ a $I_t =$ tiempo de anulación, siendo I_t la intensidad establecida cuando la tensión es máxima.

La medida de los tiempos de apertura se efectúa mediante el circuito de la figura 5-19. La red RC limita la derivada de la tensión dv/dt , mientras que el diodo zener suprime cualquier sobretensión esporádica debida a cargas inductivas.

Cuando K está abierto, se controla el cierre del tiristor bloqueable mediante T_1 . Cuando está conduciendo, K aplica la tensión negativa de apertura; las curvas resultantes se dan en la figura 5-20, tomadas de S.S.C. (estudio citado en las referencias bibliográficas).

Los electrones que salen de N_3 son captados, como se dijo, por P_2N_2 , por lo que la corriente a través de esta unión aumenta y provoca el fenómeno de avalancha.

10. Fototiristores

Para disparar un tiristor se inyecta una corriente en la base de los transistores que lo constituyen, lo que produce su saturación. Ahora bien, la exposición del elemento a la luz puede equivaler a una corriente en la base; en efecto, la iluminación crea pares electrón-hueco que separa el campo eléctrico a nivel de la unión y los inyecta en la base del transistor considerado, en forma de portadores mayoritarios, creando así la corriente de base.

Esta corriente será tanto más importante cuanto más pares electrón-hueco se creen y cuanto mejor los recojan las uniones. El máximo se obtiene escogiendo la longitud de onda óptima, cercana a $1 \mu\text{m}$, y exponiendo a la radiación luminosa la mayor superficie de unión posible, con polarización inversa.

Además es necesario, evidentemente, que las estructuras tiristores utilizadas sean muy sensibles (que correspondan a corrientes de disparo inferiores a, por ejemplo, $20 \mu\text{A}$). Resulta pues imposible usar cortocircuitos de emisor y habrá que proteger el dispositivo contra parásitos.

Los primeros fototiristores comercializados eran de tecnología *planar*. También se pueden usar estructuras *mesa-vidriadas* que permiten obtener, gracias a ciertos artificios complementarios, dispositivos utilizables a tensiones y temperaturas más elevadas.

Aunque parezca superfluo disponer un electrodo de mando en un dispositivo optoelectrónico, este electrodo presenta la ventaja de permitir el gobierno de la sensibilidad del dispositivo. A veces se emplean las denominaciones "*diodo*" y "*triode*" respectivamente, para designar al fototiristor sin y con electrodo de mando.

En el esquema de la figura 5-23 se ha representado, además del símbolo general del fototiristor, su estructura y una de las modalidades de montaje. Se trata, en este caso, de un *LASCR* ("*light activated SCR*"), de *GE*.

Finalmente, hagamos notar que el fototiristor es el primer elemento conmutable por luz que posee dos estados estables.

donde:

I_{E2} es la verdadera corriente de puerta de Th_2 ;
 I_G es la corriente inyectada en la puerta del triac.

Es de hacer notar que el transistor T_1 tiene polarización directa en sus uniones colector-base y emisor-base; está pues en saturación, y α_1 es un valor impuesto. En general $\alpha_1\beta_2$ no difiere mucho de la unidad, con lo que el triac presenta en este cuadrante una sensibilidad relativamente cercana a la que presenta en los cuadrantes precedentes.

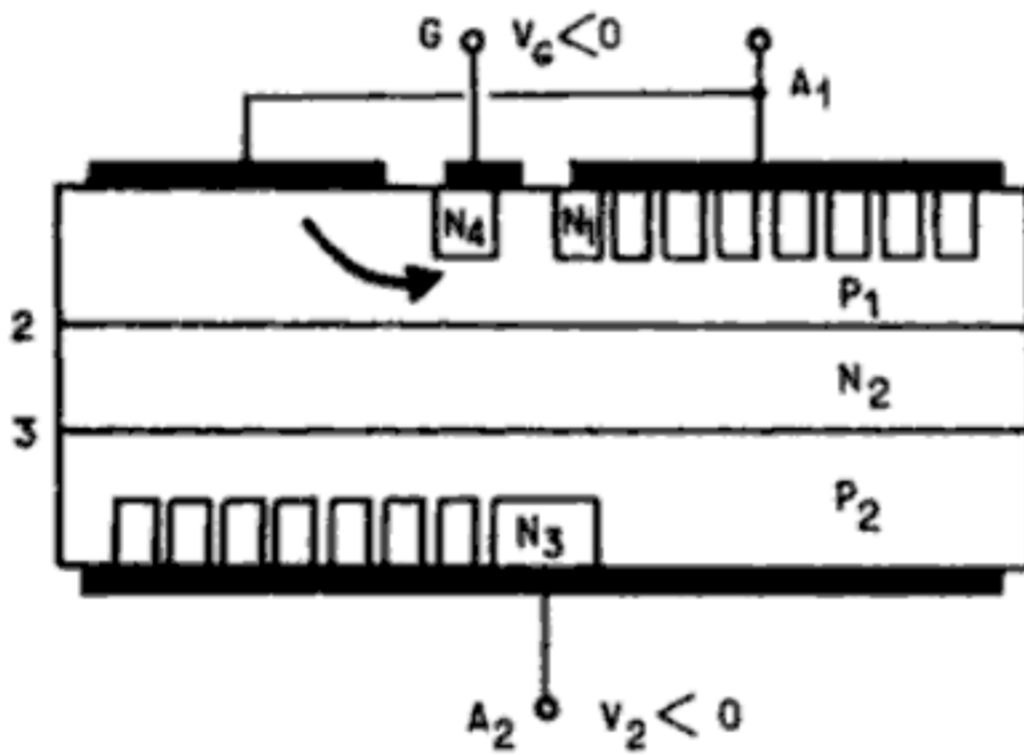
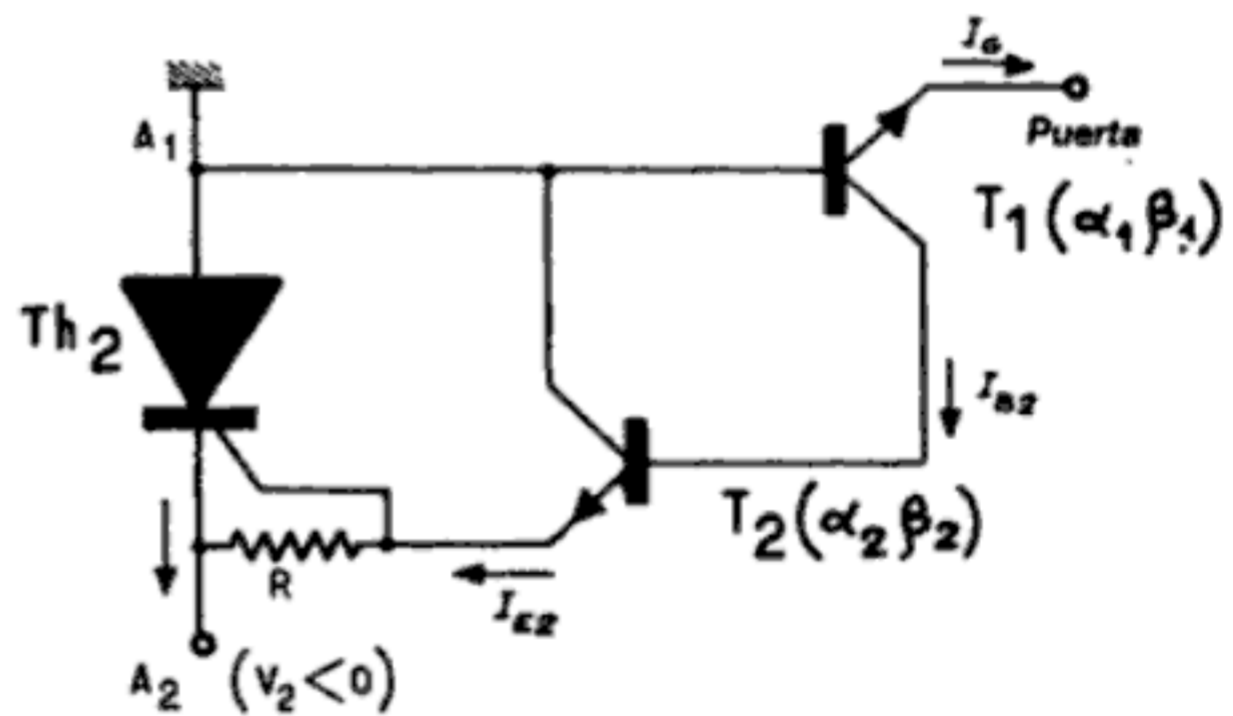


Fig. 6-7. — Cebado en el tercer cuadrante.

Fig. 6-8. — Esquema equivalente para el estudio del cebado de triac en el tercer cuadrante.



Resumiendo, el cebado de Th_2 se logra mediante una corriente I_{E2} creada por I_G en los transistores T_1 y T_2 .

3.4. Disparo en el cuadrante IV (— +)

El proceso de disparo es idéntico al del tercer cuadrante, siendo ahora la capa N_1 la que juega el papel que anteriormente desempeñaba la capa N_4 .

No obstante, la zona $N_3P_2N_2P_1$ susceptible de cebarse está bastante alejada geoméricamente; la sensibilidad se verá pues reducida proporcionalmente.

7. La di/dt en los triacs

En los triacs encontramos de nuevo todos los aspectos relativos a la di/dt , anteriormente presentados para los tiristores: riesgo de cebado local asociado a la aparición de puntos calientes, etcétera.

No obstante, el triac puede presentar, en régimen de di/dt algunos fenómenos propios y característicos. En efecto, su estructura geométrica, comparada con la del tiristor, es relativamente más compleja, y esto sobre todo en la región de puerta. La creación de puntos calientes en sus alrededores puede modificar considerablemente las características de las uniones en la zona de mando.

Fig. 6-13. — Cuanto más elevada sea la corriente anterior a la conmutación del triac, menor es la dv/dt que soporta el elemento en la conmutación.

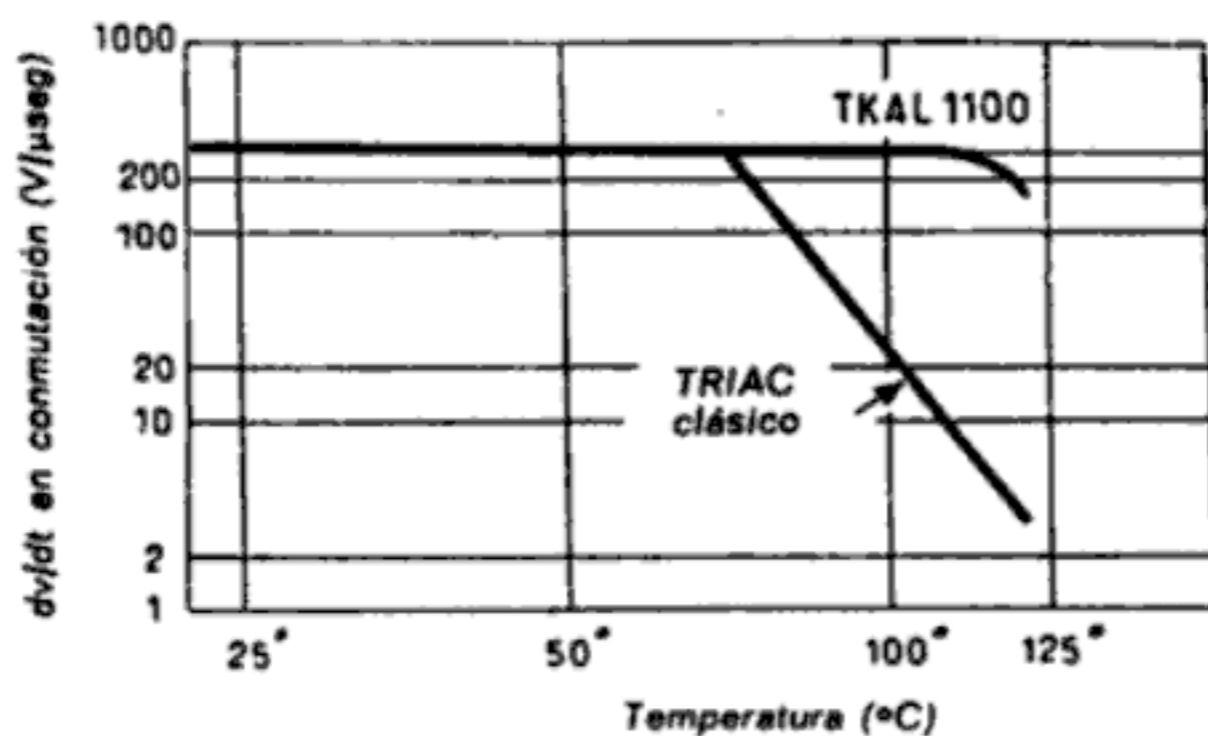
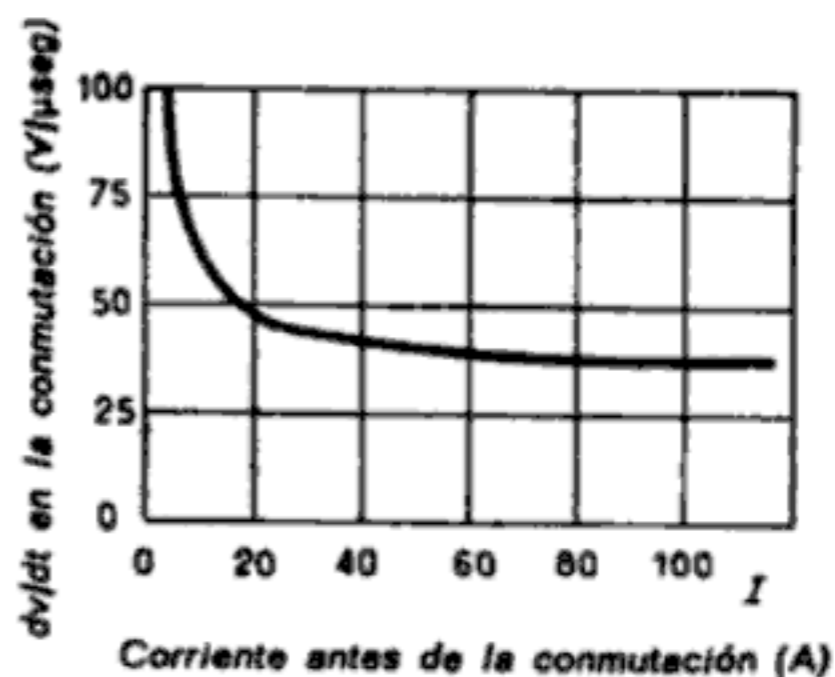


Fig. 6-14. — El aumento de la temperatura también contribuye a reducir la dv/dt de conmutación del triac.

Fig. 6-15. — Finalmente, la velocidad de decrecimiento de la corriente influye notablemente sobre la dv/dt de conmutación.

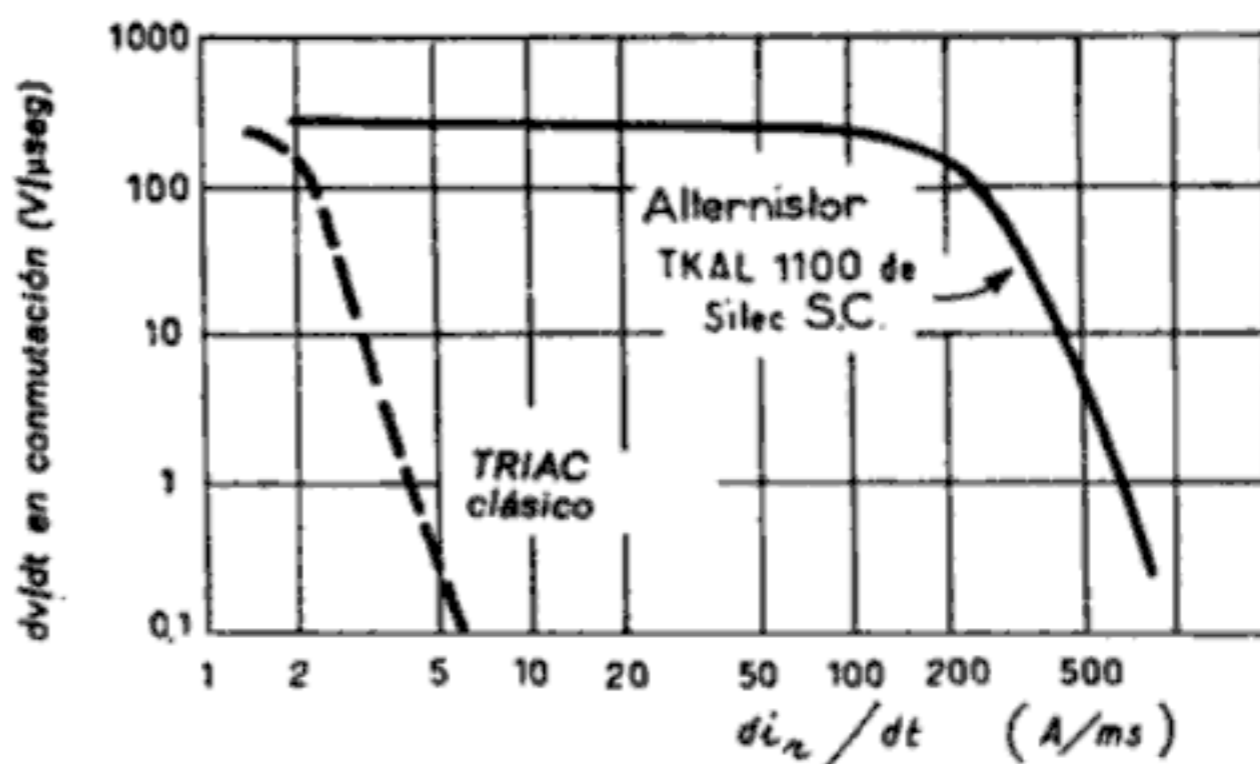


figura 7-3, siendo la única diferencia la tensión de c.c. de ataque que habrá de sustituirse por una tensión alterna.

Las especificaciones del SBS son idénticas a las del SUS; no obstante, la noción de tensión inversa V_R pierde todo significado, como es obvio.

4. El transistor unión (UJT)

4.1. Estructura del UJT

El transistor unión o UJT (fig. 7-5) es un elemento compuesto por dos bases, B_1 y B_2 , entre las que va situada una resistencia de silicio de tipo N. Esta resistencia se denomina de interbase (R_{BB}); a 25° C, su valor está comprendido entre 4,7 y 9,1 k Ω .

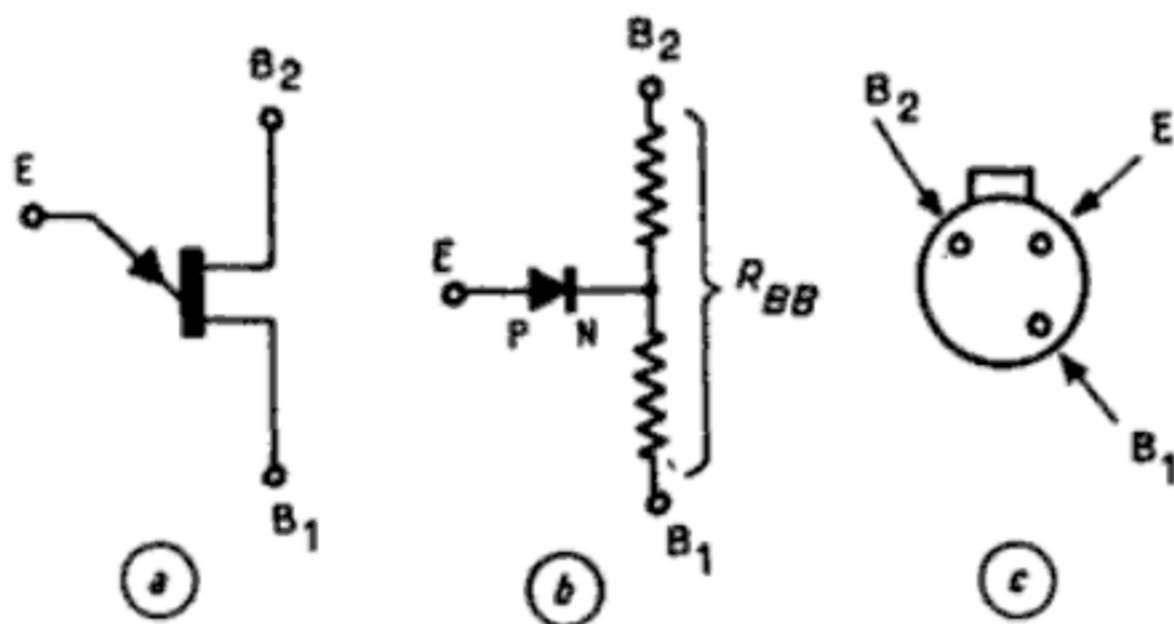


Fig. 7-5. — Transistor unión: símbolo (a), esquema eléctrico equivalente (b), y presentación en cápsula TO-18 ó TO-5.

Fig. 7-6. — Estructura de un transistor unión de barra.

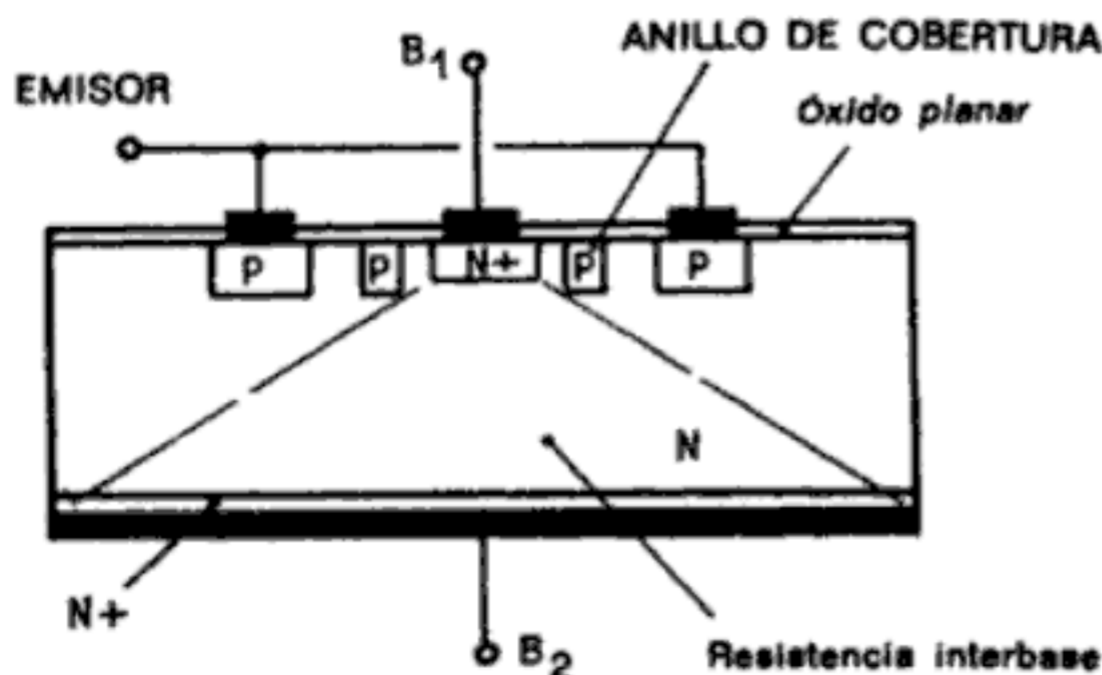
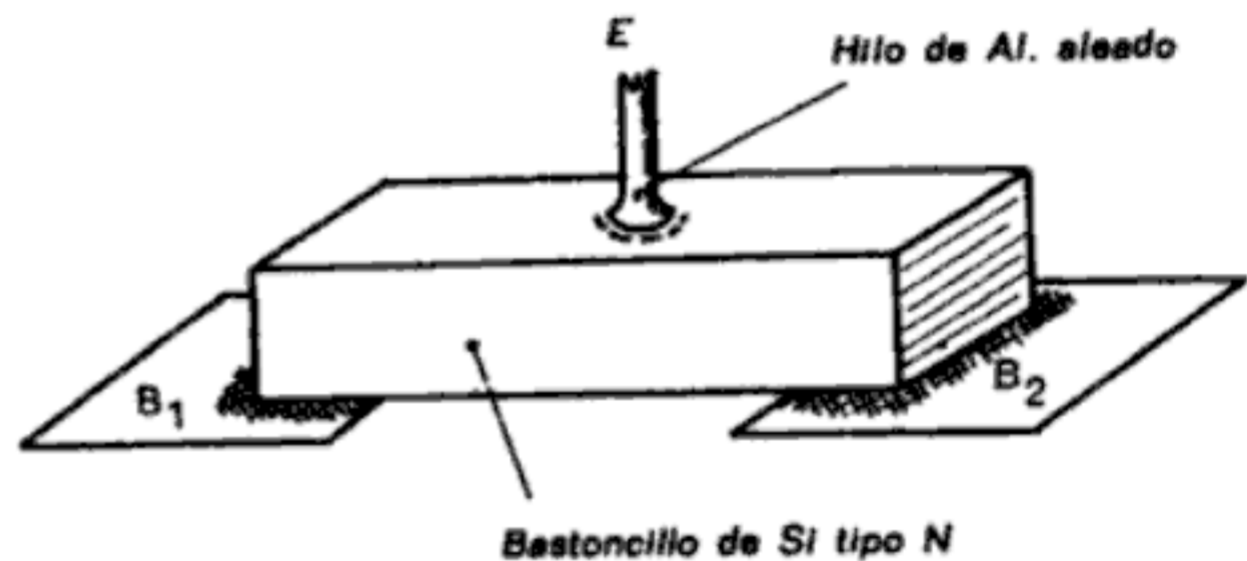


Fig. 7-7. — Estructura de un UJT planar.

En un punto determinado de esta resistencia va colocado un diodo PN cuyo ánodo hace de emisor.

La resistencia R_{BB} puede obtenerse mediante una barra (fig. 7-6) o un cubo de silicio; la unión de emisor se realiza entonces por aleación con un hilo de alu-

6. Disparador asimétrico

La firma *General Electric* anuncia, bajo la referencia ST 4, otro elemento, muy semejante al diac, aunque asimétrico.

La curva típica, dada en la figura 7-15, es, en efecto, asimétrica. Sus tensiones características de disparo están comprendidas, para V_{S1} entre 14 y 18 V, y entre 7 y 9 V para V_{S2} .

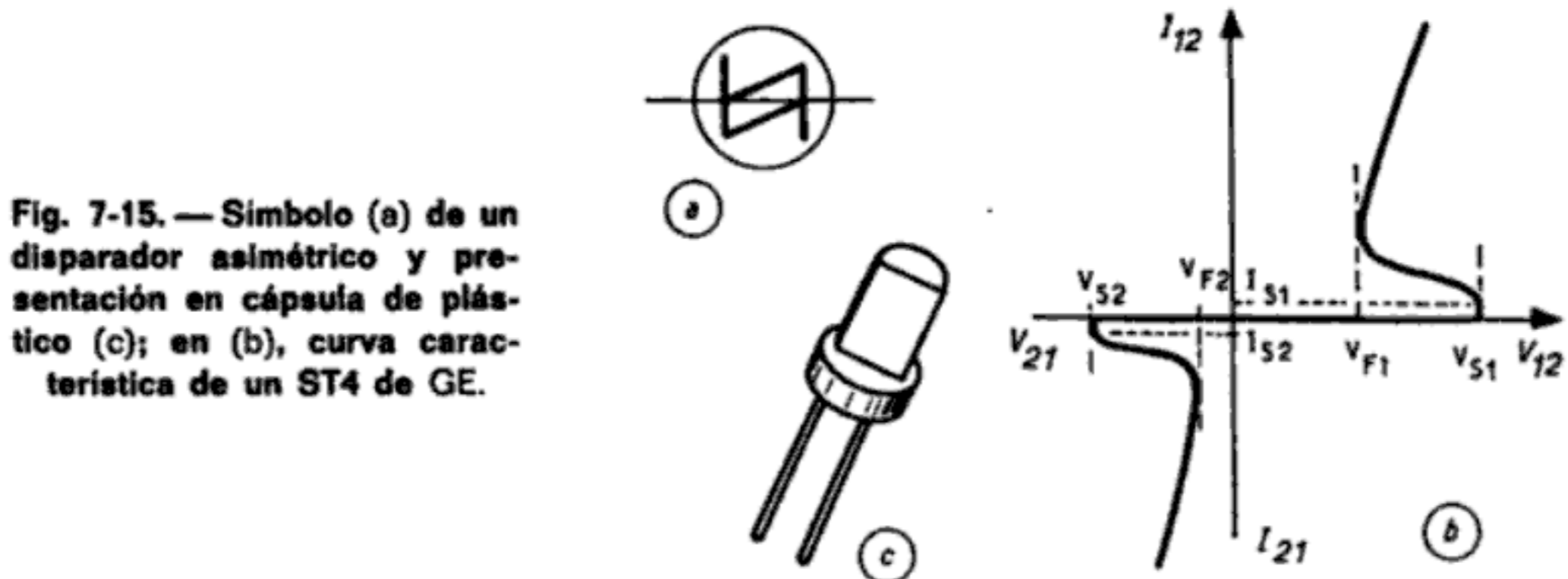


Fig. 7-15. — Símbolo (a) de un disparador asimétrico y presentación en cápsula de plástico (c); en (b), curva característica de un ST4 de GE.

El elemento, capaz de entregar cerca de 200 mA en c.c. (valor máximo), conmuta en 1 μ s máx. para el disparo, y en 30 μ s máx. para la apertura. Pueden disipar, como máximo, 350 mW de valor medio. Se presenta en cápsula epóxica TO-98, con dos terminales.

La ventaja principal sobre el diac es que permite una notable simplificación de los circuitos de disparo, como veremos más adelante, puesto que es insensible al fenómeno de histéresis clásico del diac.

7. El diodo Shockley (diodo de 4 capas o diodo tiristor)

El diodo Shockley, también llamado diodo de cuatro capas o diodo tiristor, es un dispositivo bipolar PNPN comparable en todos los aspectos con un tiristor del que sólo se dispusiera de los terminales de cátodo y ánodo.

En efecto, cuando se aplica entre cátodo y ánodo una tensión creciente, pero inferior a un cierto valor de umbral, V_B , su resistencia es elevada y sólo pasa una corriente de unos pocos microamperes (fig. 7-16). Este es su primer estado estable, el de bloqueo.

Al alcanzar la tensión el valor V_B abordamos la segunda zona, en la cual el diodo presenta una resistencia negativa. Este estado es inestable. La resistencia del diodo cae entonces rápidamente y, a partir del punto I_H , no vale más de unos pocos ohm; el diodo es ahora plenamente conductor y permanece así mientras subsista una corriente igual o superior a la de mantenimiento, I_H . Ésta es la tercera zona, en la cual es estable de nuevo el elemento; la caída de tensión, en esa zona de trabajo, es del orden de 1 volt para el germanio, y de 1,3 a 1,7 V para el silicio.

GOBIERNO DE TIRISTORES Y TRIACS. PRINCIPIOS

Siendo el sistema utilizado para disparar tiristores la aplicación de una señal en la puerta, se distinguen tres modalidades de disparo, según la forma de esta señal:

1. — Corriente continua;
2. — Corriente alterna;
3. — Impulsos o trenes de ondas.

1. Disparo en c.c.

Las condiciones de disparo en c.c. vienen precisadas por un gráfico típico, como el de la figura 9-1 (relativo a los tiristores de la familia C 35 de *General Electric*, es decir, al 2N681).

Este gráfico da la tensión puerta-cátodo en función de la corriente positiva de puerta y para una corriente nula de ánodo (ánodo flotante). Para todos los tiristores de una misma familia, los valores límites están comprendidos entre las curvas A y B.

Por otra parte, la porción de curva marcada C representa la tensión directa de pico máxima admisible V_{GF} , mientras que D indica la potencia de pico máxima admisible.

Cuanto más baja sea la temperatura de la unión, más hay que aumentar el nivel de la orden de disparo. Por otro lado, la tensión creciente de ánodo aumenta la sensibilidad de cebado.

Estas curvas se refieren al primer cuadrante. En el tercer cuadrante, la tensión de puerta no debe nunca exceder los valores límites impuestos por el fabricante; en efecto, una corriente inversa de puerta incrementaría peligrosamente la disipación.

1.1. Ejemplo de circuito

El montaje de la figura 9-2 representa un circuito clásico de disparo. Si trazamos la recta de carga del circuito de disparo, debe cortar la característica de puerta en la región marcada "zona preferente de cebado", lo más cerca posible de la curva D (fig. 9-3). La derivada de la corriente I_G ha de ser del orden de varios ampere por segundo a fin de reducir al mínimo el tiempo de respuesta.

Comprobamos así que la potencia media por período (puesto que una de las semiondas está bloqueada) es igual a la que se obtendría con impulsos rectangulares de una duración igual a un cuarto de período, y de amplitud V_s .

2.1. Ejemplo de cálculo

Prácticamente encontramos, con los mismos valores que anteriormente, que:

$$V_{s\text{eff}}(\text{min}) = 4,2 \text{ V}$$

y

$$V_s(\text{max}) = \sqrt{16 \cdot 24 \cdot 0,5} \simeq 13,8 \text{ V}$$

esto es:

$$V_{s\text{eff}}(\text{max}) = 9,8 \text{ V.}$$

La potencia de pico máxima $P_{GFS}(\text{max})$ definida anteriormente es entonces de:

$$P_{GFS}(\text{max}) = \left(\frac{13,8}{2 \times 24} \right)^2 \cdot 24 \simeq 2 \text{ W.}$$

Vemos pues que es 4 veces mayor que P_{GAV} (0,5 W), lo que corresponde efectivamente a una relación cíclica de 25 %, sin sobrepasar la potencia media admisible.

3. Disparo por impulsos o trenes de ondas

3.1. Disparo por impulso único

Cuando se usan impulsos de una o varias decenas de microsegundos de duración — según el tiristor — se suele considerar que el disparo se hace en c.c. Por tanto, lo que estudiaremos aquí será el caso de impulsos cortos.

El cebado por impulsos permite una potencia de pico superior a la potencia media de puerta admisible y pueden aplicarse criterios de tolerancia más amplios al circuito de disparo.

Además, es posible reducir a un valor mínimo el retardo entre la señal de puerta y la subida de la corriente de ánodo, lo que permite obtener una sincronización muy precisa.

Finalmente, se reduce la disipación debida al incremento de la corriente residual en las proximidades del nivel de cebado.

Estas tres razones explican la preferencia que se concede, cuando es posible hacerlo, a esta modalidad de disparo, que proporciona a la vez una disminución en la potencia disipada y en la precisión del disparo.

El tiempo de retardo, t_d , disminuye cuando se aumenta la amplitud del impulso de mando y tiende a 0,2 ó 0,5 μs para impulsos de 500 mA o más.

En la práctica es conveniente tener en cuenta los principios siguientes para obtener resultados óptimos (en los casos más generales):

- El circuito de puerta debe atacarse, preferentemente, con un generador de corriente;
- La corriente de mando debe ser bastante mayor que la especificada como mínima, I_{GT} ; por ejemplo, entre 3 y 5 I_{GT} (fig. 9-6);

GOBIERNO DE TIRISTORES Y TRIACS: CIRCUITOS DE TODO O NADA

Tras haber expuesto en el capítulo anterior los fundamentos del gobierno de tiristores y triacs vamos a presentar aquí los circuitos correspondientes. Para ello estableceremos una clasificación con los puntos siguientes:

1. — Circuitos de mando por todo o nada (relés estáticos).
2. — Variadores de potencia por supresión de semiperíodos o de períodos enteros.
3. — Variadores de potencia por actuación sobre el ángulo de conducción.
4. — Disparo por inductancia saturable.
5. — Disparo de triacs.

Dada la importancia del tema se le dedicarán varios capítulos.

1. Interruptores aleatorios

Se entenderán como tales los circuitos que permiten a un tiristor o triac funcionar como interruptor, es decir, de forma que el elemento:

- Permanezca cerrado en tanto que dure una orden de cierre aplicada al mismo;
- Se abra al desaparecer dicha orden.

Esta función es similar a la que desempeña un relé electromecánico, de ahí el nombre de "*relé estático*" con que se designan frecuentemente estos circuitos.

2. Montaje de interruptores aleatorios

La orden de cierre para el dispositivo de mando aleatorio se aplica mediante un pequeño interruptor auxiliar S según el esquema general, para un tiristor, de la figura 10-1.

En el caso del tiristor la tensión de mando ha de ser positiva con relación al cátodo. Si la tensión de alimentación que debe interrumpirse procede de una rectificación, al tiristor se extinguirá por sí mismo; una vez abierto S, en cuanto se anule la corriente.

GOBIERNO DE TIRISTORES Y TRIACS: MANDO SÍNCRONO

1. Fundamentos

Como se indicaba en la figura 10-4 *b*, puede sustituirse ventajosamente un interruptor mecánico de c.a. por un triac o una combinación de dos tiristores. En lo sucesivo, los esquemas representarán el caso del triac, entendiéndose que pueden ponerse en su lugar dos tiristores en antiparalelo, sin más que interponer un transformador de mando con dos arrollamientos secundarios.

Cuando se abre el interruptor de control S, el triac continúa conduciendo hasta que termina el semiperíodo de corriente. El bloqueo se hace pues siempre en las proximidades del cero de corriente en la carga, lo que evita la aparición de parásitos de ruptura.

Cuando se mantiene cerrado el interruptor S, el triac se desceba al final de cada semiperíodo. Si permanece la corriente de puerta, o si el cebado es por condensador serie, el triac se cebará de nuevo en cuanto empiece el semiperíodo siguiente, luego sin crear tampoco parásitos de conmutación.

No obstante, subsiste un cierto riesgo de generación de parásitos en el instante mismo de cierre de S si este cierre se hace en forma aleatoria (esto es, con una elevada probabilidad de poner en conducción el triac en un momento en que la tensión presenta un valor importante). Este inconveniente se puede evitar si se prevé algún dispositivo que impida el disparo fuera de aquellos instantes en que la tensión es muy reducida. Ésta es la misión de los "interruptores síncronos" que describiremos a continuación.

La figura 11-1 es el esquema de un circuito de uso muy corriente que permite realizar esta función. Las formas de onda con él obtenidas son las representadas en la figura 11-2.

El circuito consta, en esencia, de:

- *Un detector de cero de tensión*, P, conectado a la entrada de la red (caso I) o bien al ánodo A_2 del triac (caso II);
- *Un comparador* Q cuya salida sólo se activa cuando el detector indica un paso por cero de la tensión (o un paso por debajo de una cierta tensión de umbral V_s , de algunos volt);
- *Un interruptor* de mando S con el que se puede inhibir la salida del comparador, al situarlo en su posición de "reposo";
- *Un generador de corriente* de puerta, controlado por la salida del comparador.

Mientras S permanece cerrado el comparador Q está inhibido y la corriente de puerta es nula (triac no conductor). La apertura de S pone en servicio a Q;

La figura 11-6, finalmente, da dos ejemplos de interruptores síncronos que operan en "modo II", por lo que son pues utilizables con una carga de $\cos \varphi$ cualquiera (por ejemplo, un motor).

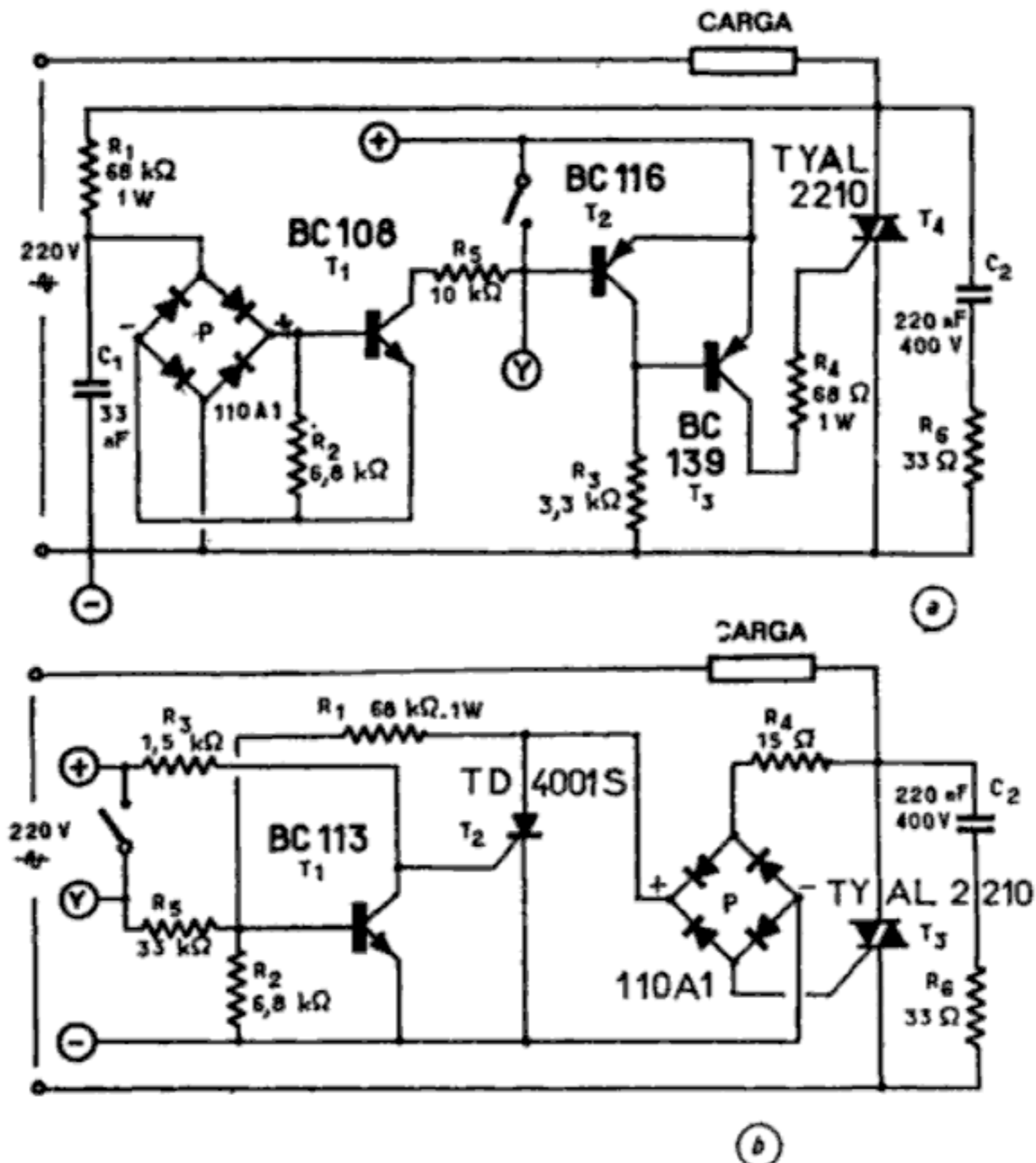


Fig. 11-6. — Ejemplos de interruptores síncronos operando según el modo II descrito en el texto.

El circuito *a* emplea el detector-comparador de la figura 11-3 *b* y la salida de tipo A2 de la figura 10-3.

El circuito *b* emplea el mismo puente rectificador en la función de detección de cero y en la de mando de puerta, de tipo C2 (véase la figura 10-3). (La protección contra la di/dt es algo peor que en el montaje *a*, debido a la subida relativamente lenta de la corriente de puerta.)

La firma *Silec Semi-Conducteurs* ha puesto a punto un sistema basado en un principio diferente. Consiste en disparar el triac T_1 mediante el tiristor T_2 auxiliar, el cual, como muestra la figura 11-7, lleva una puerta de ánodo.

Para que circule corriente entre los electrodos g y k de T_2 y, por tanto, se aplique corriente de puerta a T_1 a través del puente rectificador P , la caída de tensión V_a en T_1 ha de ser inferior en valor absoluto a la diferencia de tensión v entre ánodo a y cátodo k de T_2 .

cuito de utilización lleva bobinas) sería preferible recurrir a un recorte por períodos enteros (curvas *d* de la figura 12-5).

Una de las soluciones consiste en obtener la señal de recorte a partir de un generador de escalera cuyos "escalones" tengan una duración igual al período de la tensión de red (fig. 12-6).

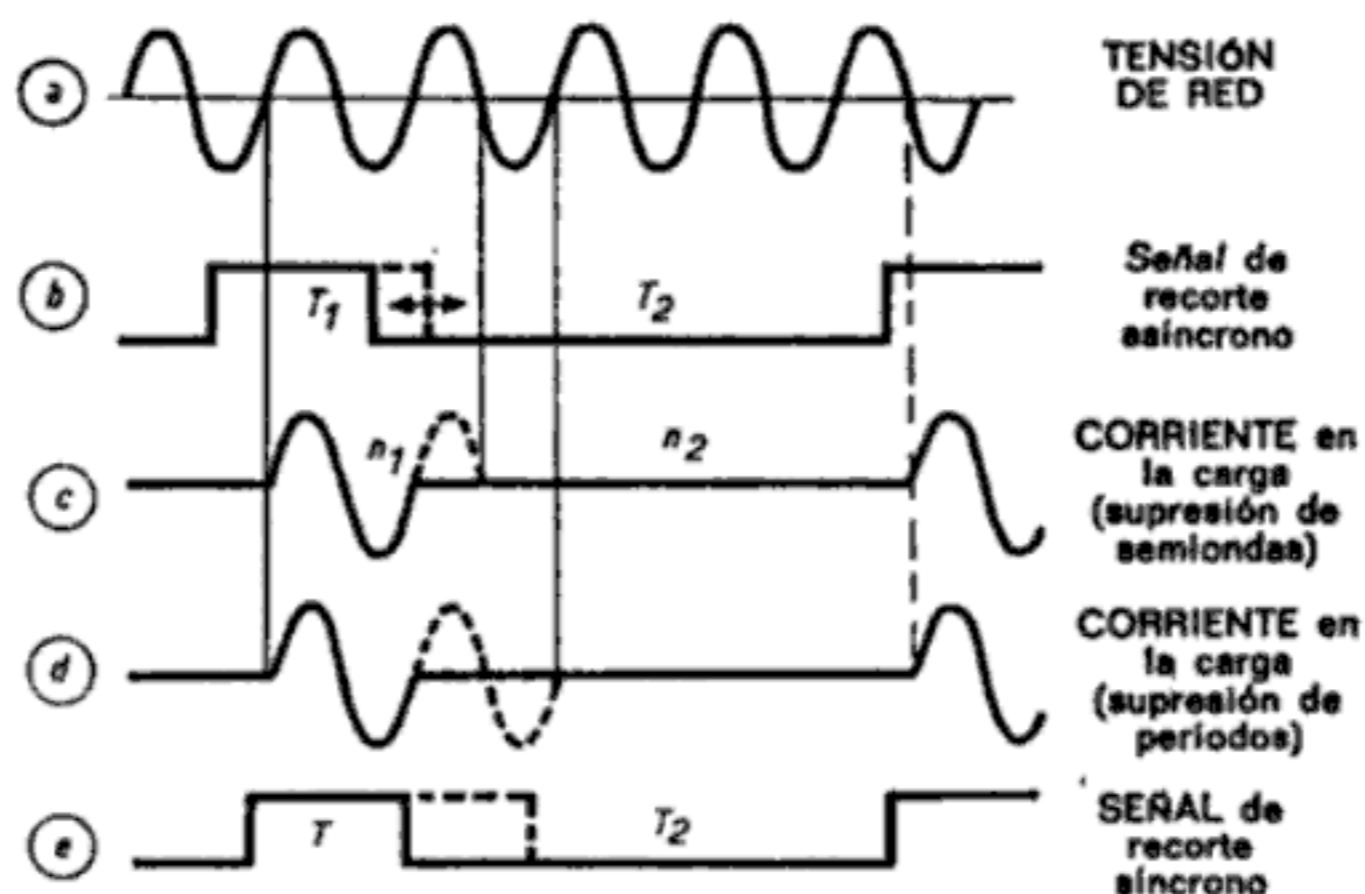
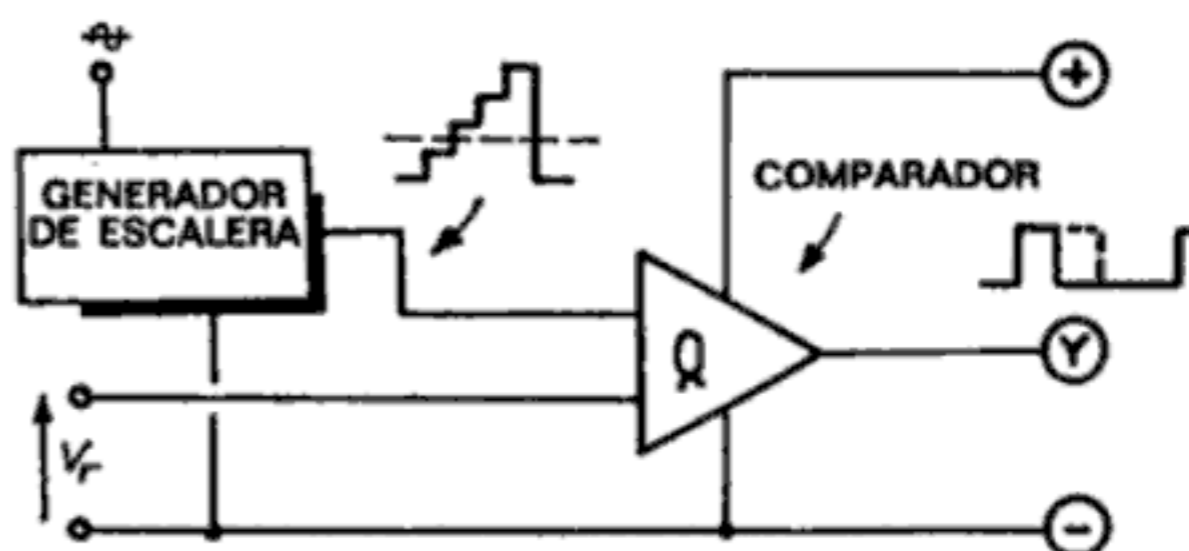


Fig. 12-5. — Principio de la variación de potencia por supresión de semiondas o de períodos enteros.

Fig. 12-8. — Recorte síncrono por paquetes de semiondas enteras, aplicable igualmente a los esquemas 11-4 a 11-7.

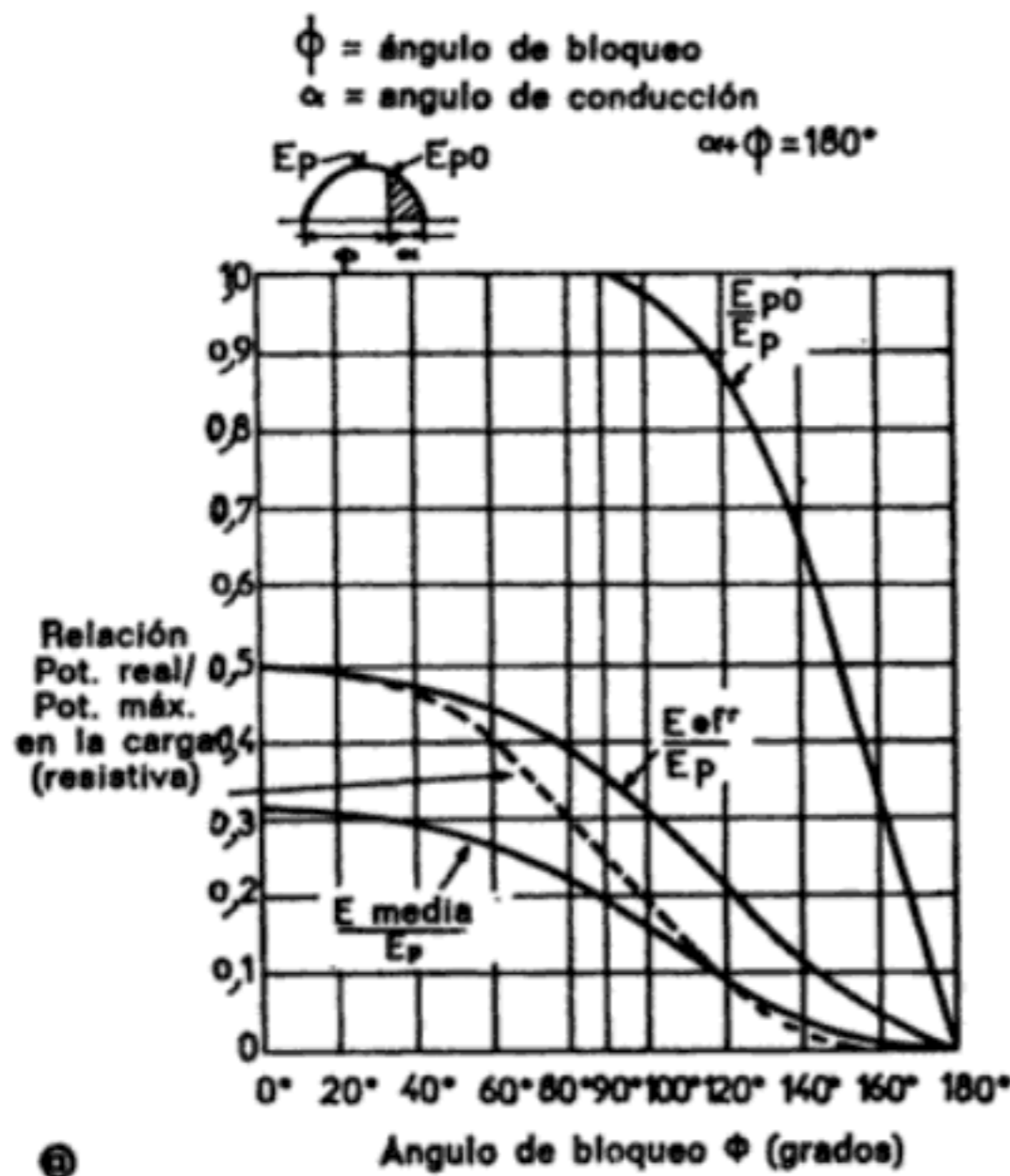


Para períodos no muy largos de recorte (hasta de 0,5 s), este generador puede estar constituido simplemente por un detector de pico media onda de gran constante de tiempo seguido de un sistema de descarga con un transistor uniunión (figura 12-7).

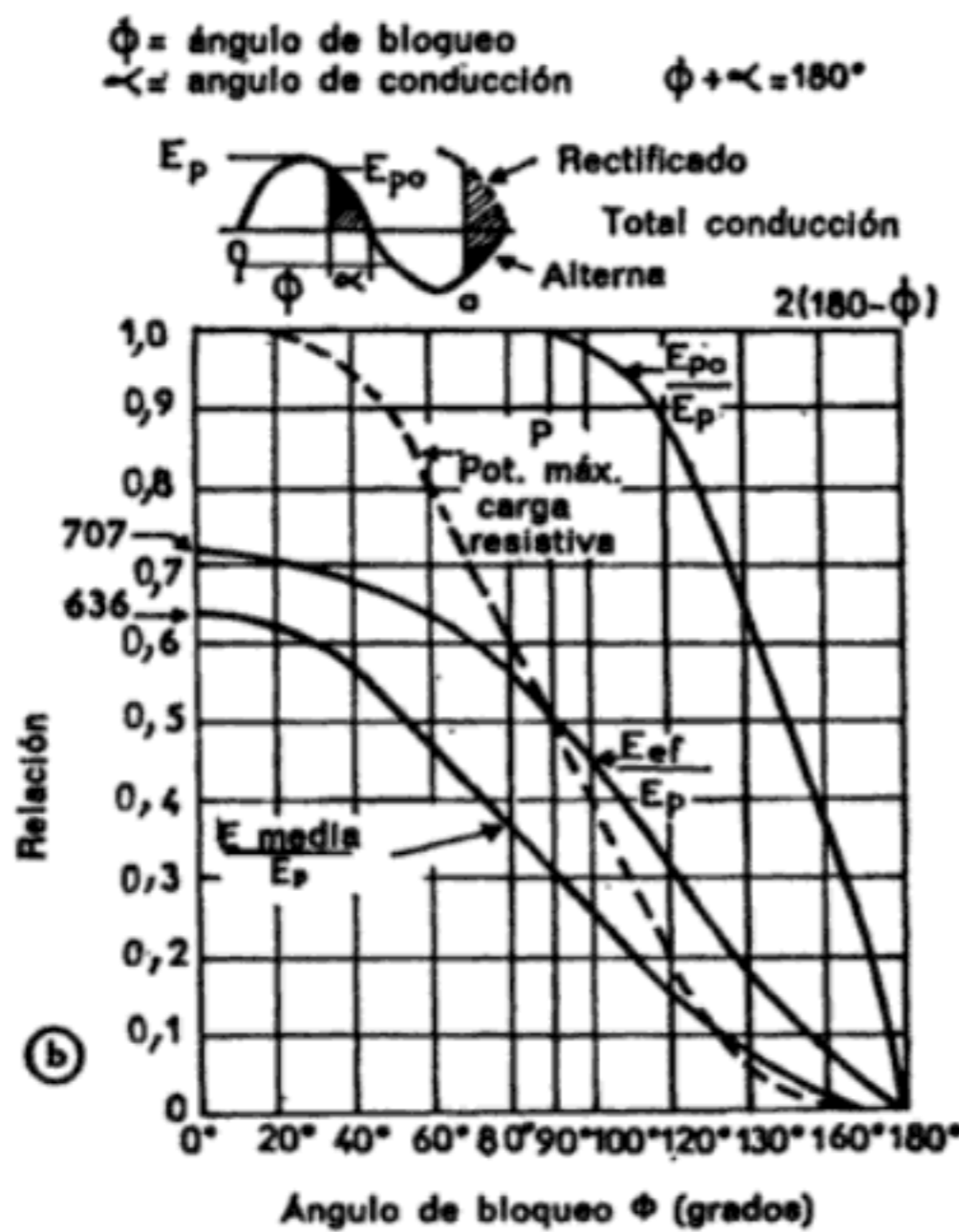
En cualquier caso, estos circuitos pueden incluirse en una cadena de regulación. La tensión de c.c. V_r , procedente de un captador, controla la relación de forma de la señal de recorte, actuando sobre las duraciones de las señales del multivibrador (fig. 12-4) o sobre el valor de umbral del comparador Q, en el circuito de la figura 12-6.

Otra solución sería conservar el recorte síncrono de la figura 12-4, pero conformando la salida del interruptor síncrono de modo que el disparo del triac en una semionda imponga automáticamente la conducción del mismo durante la semionda siguiente.

La figura 12-8 es el esquema de un circuito de mando por períodos enteros (pares de semiondas) para un triac. La presencia de una señal X de mando en la



(a)



(b)

Fig. 13-1. — Curvas características del control de potencia por ángulo de conducción en semionda (a) y en onda completa (b).

El diodo D_2 sirve para cargar negativamente la armadura superior del condensador durante el semiperíodo negativo, lo que permite que el ciclo empiece siempre a partir de un nivel constante de carga.

Como la corriente de cebado la suministra la tensión de red a través del resistor R , el condensador debe permitir una corriente de carga grande comparada con I_{GT} , aún para ángulos pequeños de conducción.

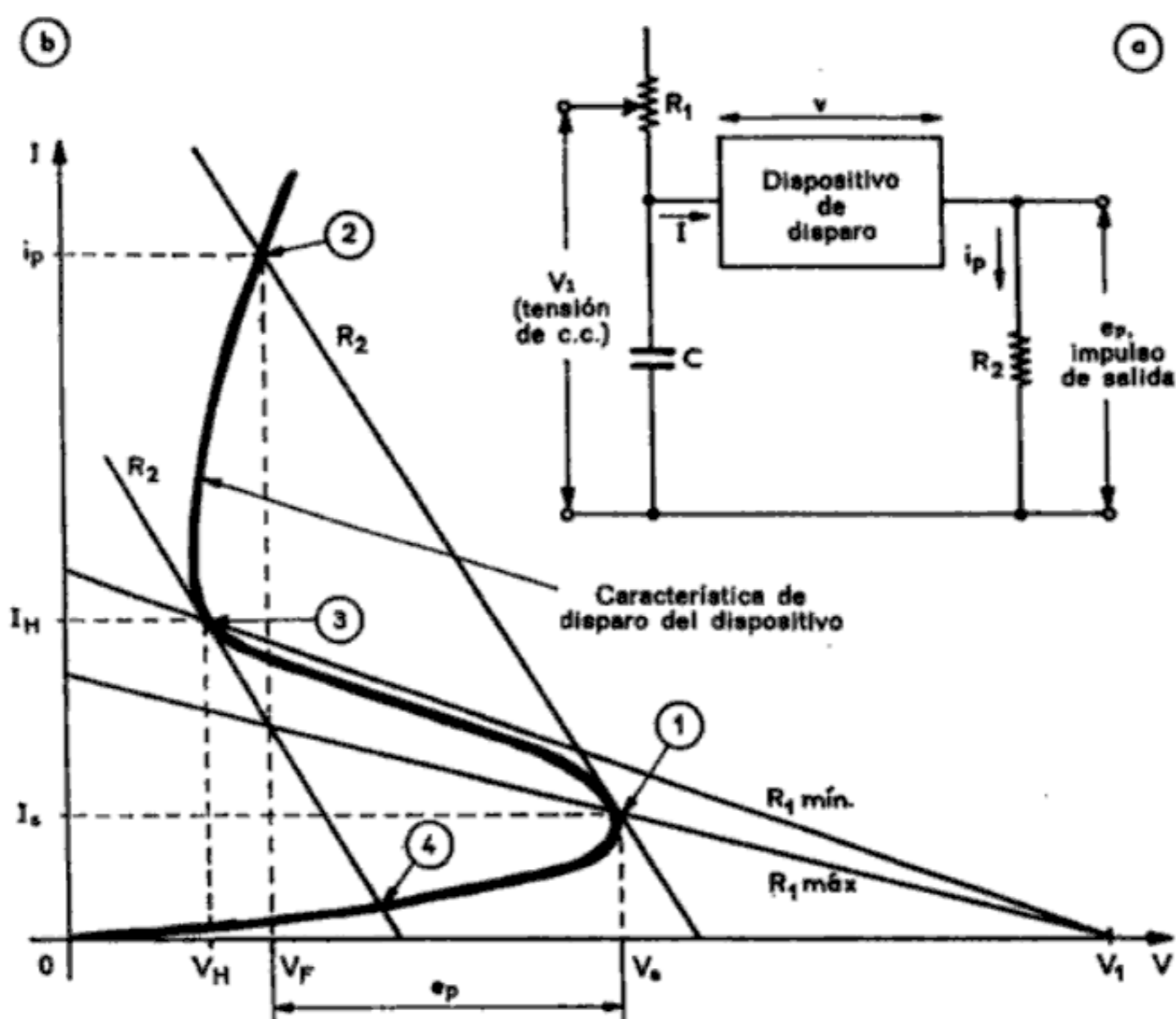


Fig. 13-7. — Principio del disparo de tiristores por generador de impulsos.

Si se modifica R_1 haciendo que tome el mínimo valor que permite la oscilación, su nueva recta de carga corta a la característica del dispositivo en el punto (3). Todo valor inferior tiende a dejar el dispositivo en conducción, en un punto de funcionamiento estable situado entre (2) y (3). Por el contrario, si aumentamos R_1 por encima del valor máximo que permite la oscilación, el dispositivo queda en un punto de funcionamiento estable situado entre (1) y el origen.

Un parámetro muy importante y que no está especificado en muchas ocasiones es el *tiempo de conmutación* o *tiempo de subida*. Un dispositivo que conmute lentamente de (1) a (2) no llegará jamás a este punto, ya que el condensador se irá descargando gradualmente; el punto de trabajo cortará a la característica en algún lugar entre (1) y (2). Este tiempo de conmutación puede ser un importante factor restrictivo si no resulta despreciable comparado con la constante de tiempo de descarga CR_2 . Para valores grandes de CR_2 , superiores a 10 veces el tiempo de conmutación, la tensión de impulsión, e_p , es simplemente igual a la diferencia entre la tensión de disparo V_s y la caída de tensión directa en conducción V_F .

En estas condiciones, podemos determinar la amplitud de pico del impulso de corriente examinando el punto de corte de la recta de carga R_2 con la característica.

Cuando CR_2 es pequeña, del orden del tiempo de conmutación, e_p e i_p se ven reducidos simultáneamente por la resistencia aportada durante la conmutación por el dispositivo.

Como los efectos del tiempo de conmutación no aparecen siempre con cla-

En cambio, cuando se satura el núcleo de T_2 , disminuye fuertemente la impedancia de su devanado 3-4, apareciendo en R_3 una caída de tensión que provoca el cebado.

El resistor R_2 limita a un valor aceptable la corriente de puerta; el resistor R_3 , por su parte, limita la tensión de puerta que produce la corriente de magnetización del devanado 3-4 de T_2 , evitando que el tiristor pueda dispararse antes de la saturación de T_2 . El diodo CR_2 cumple dos finalidades diferentes: evitar la aplicación de tensión inversa a la puerta del tiristor, y oponerse al paso por el devanado 3-4 de una corriente inversa que llevaría fuera de saturación al núcleo de T_2 .

La señal de mando se aplica a uno de los devanados 5-6 ó 1-2 de T_2 . El devanado 1-2 funciona como "entrada de restitución", desaturando el núcleo durante el semiperíodo negativo. La tensión de desaturación aplicada puede regularse mediante el potenciómetro R_1 que fija también el ángulo de conducción del tiristor durante el semiperíodo positivo.

En lugar de R_1 pueden utilizarse igualmente otros circuitos, por ejemplo, una etapa amplificadora transistorizada. Puesto que la potencia la suministra el devanado 5-6 de T_1 , este montaje no precisa fuente de tensión auxiliar.

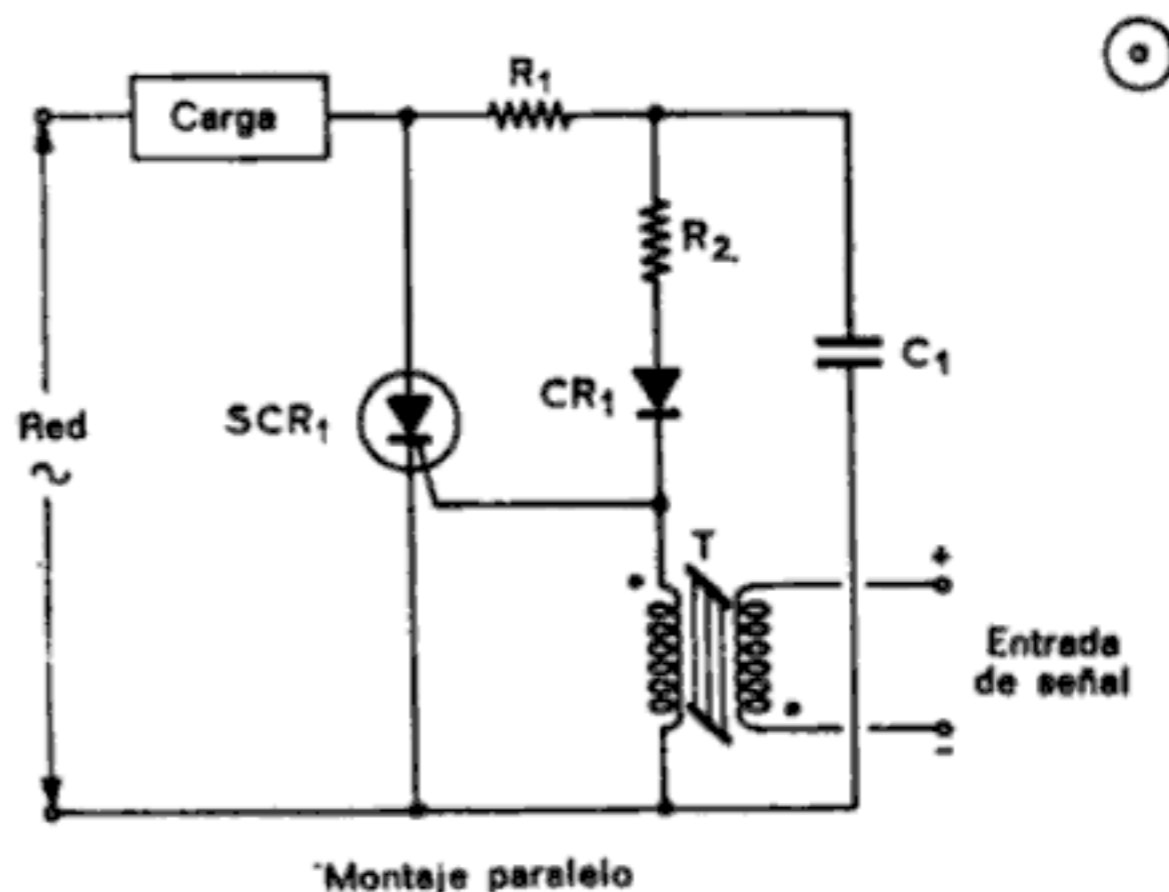
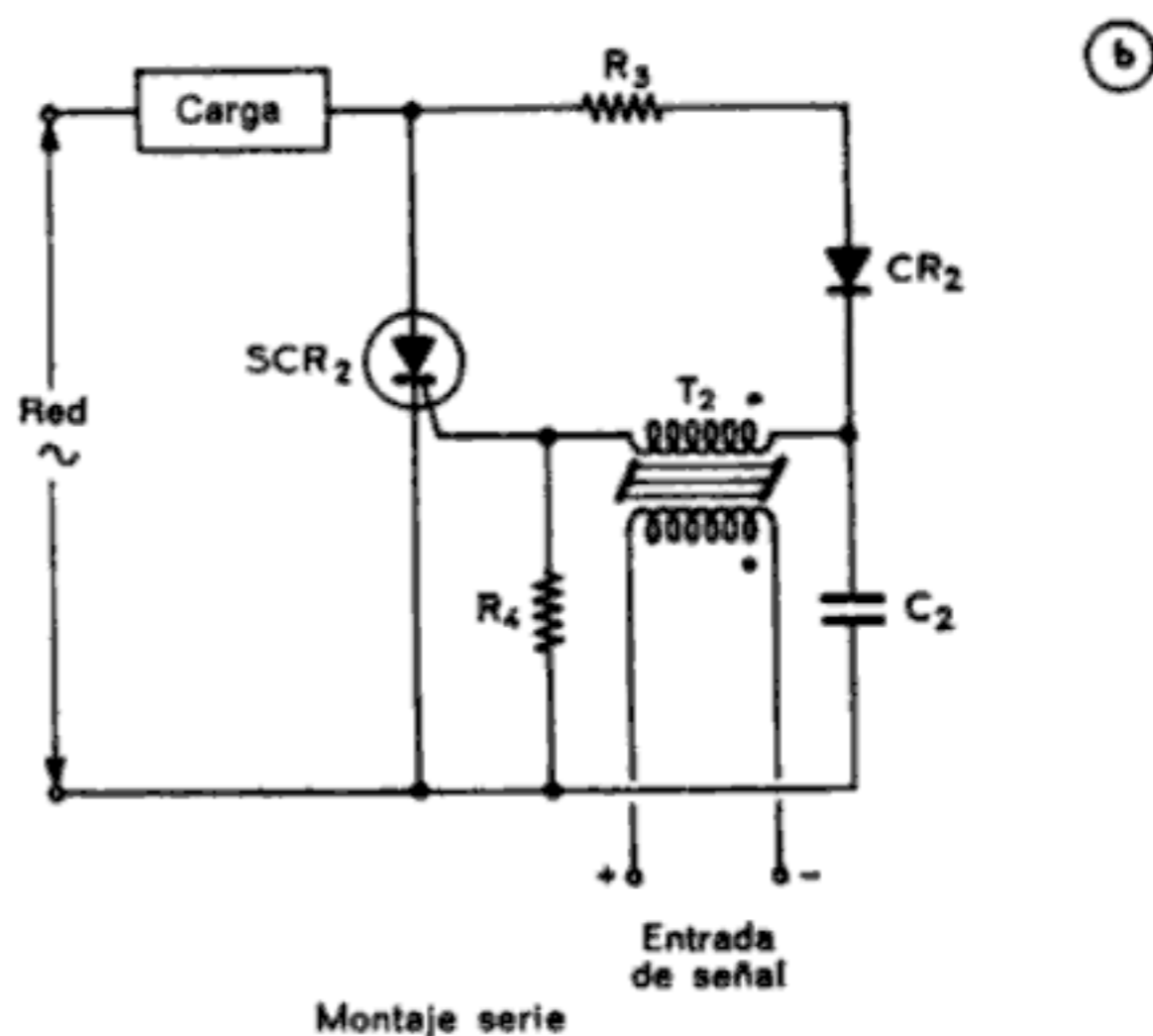


Fig. 14-4. — Mando por circuito magnético saturable, en todo o en nada: montajes paralelo (a) o en serie (b).



3. Modos de extinción

1) Cuando opera en c.a., la extinción del tiristor se produce en forma automática cada vez que se invierte la tensión aplicada.

2) Cuando el tiristor opera en c.c. se puede provocar la extinción:

- Mediante un contacto mecánico;
- Por conmutación forzada.

Esto es lo que pasaremos a examinar seguidamente.

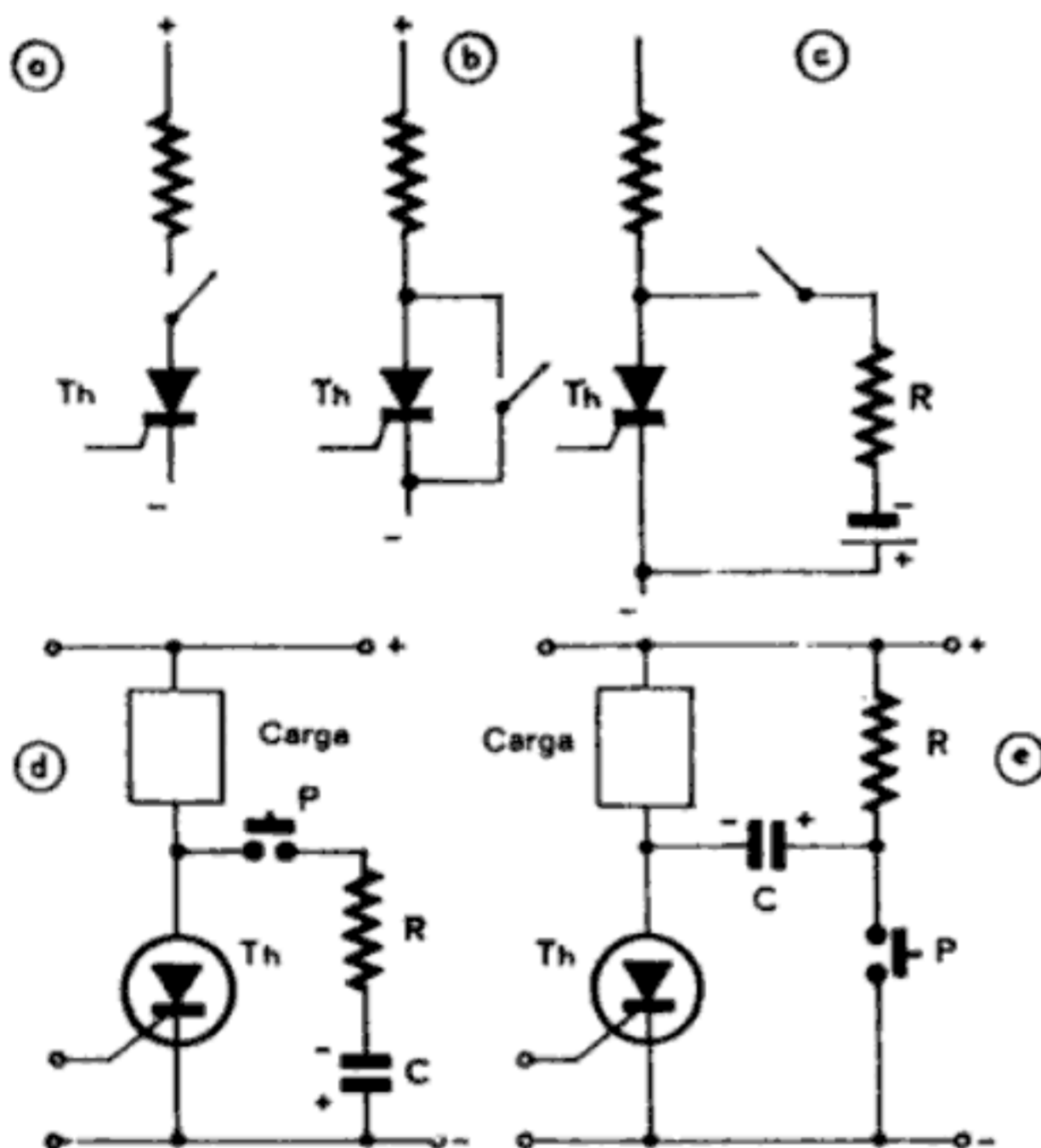


Fig. 16-4. — Cinco formas de extinción: por interrupción del circuito de ánodo (a); por cortocircuito del tiristor (b); por aplicación de una corriente inversa mediante una tensión auxiliar (c); o mediante un condensador (d); en (e) se da una variante de este último caso con mando por apertura de un pulsador.

Una simple y mera interrupción del circuito provoca la extinción del tiristor (figura 16-4 a). Cortocircuitándolo (en b) se obtiene también el mismo efecto. En el esquema de la figura 16-4 c se utiliza una fuente de tensión auxiliar que se sustituye en d por un condensador previamente cargado. En e, el condensador C se carga cuando conduce el tiristor y se descarga al cerrar el pulsador P. (En este último caso, si la tensión de alimentación es demasiado débil podemos adoptar un circuito mejorado que permita cargar el condensador a una tensión superior a la de la alimentación.)

A partir de este último esquema podemos avanzar un paso más y sustituir el interruptor mecánico por un tiristor auxiliar. Se llega entonces al montaje clásico de la figura 16-5; el funcionamiento es simétrico; supongamos que conduce el tiristor SCR_1 mientras que SCR_2 está bloqueado: el condensador C se carga a la tensión E, con la polaridad indicada. Si se aplica entonces una señal de mando en la puerta de SCR_2 se dispara este tiristor, descargándose a su través el condensador y polarizando inversamente a SCR_1 , que se bloquea. Inmediatamente des-

La corriente de cebado para el dispositivo proviene del condensador C a través del resistor R ; es necesario además que C esté cargado al terminar el tiempo de conducción, esto es, que se cumpla: $RC \leq \text{tiempo de conducción}$. Y aun se debe tomar otra precaución: al abrir el tiristor, ha de ser CR más pequeño que

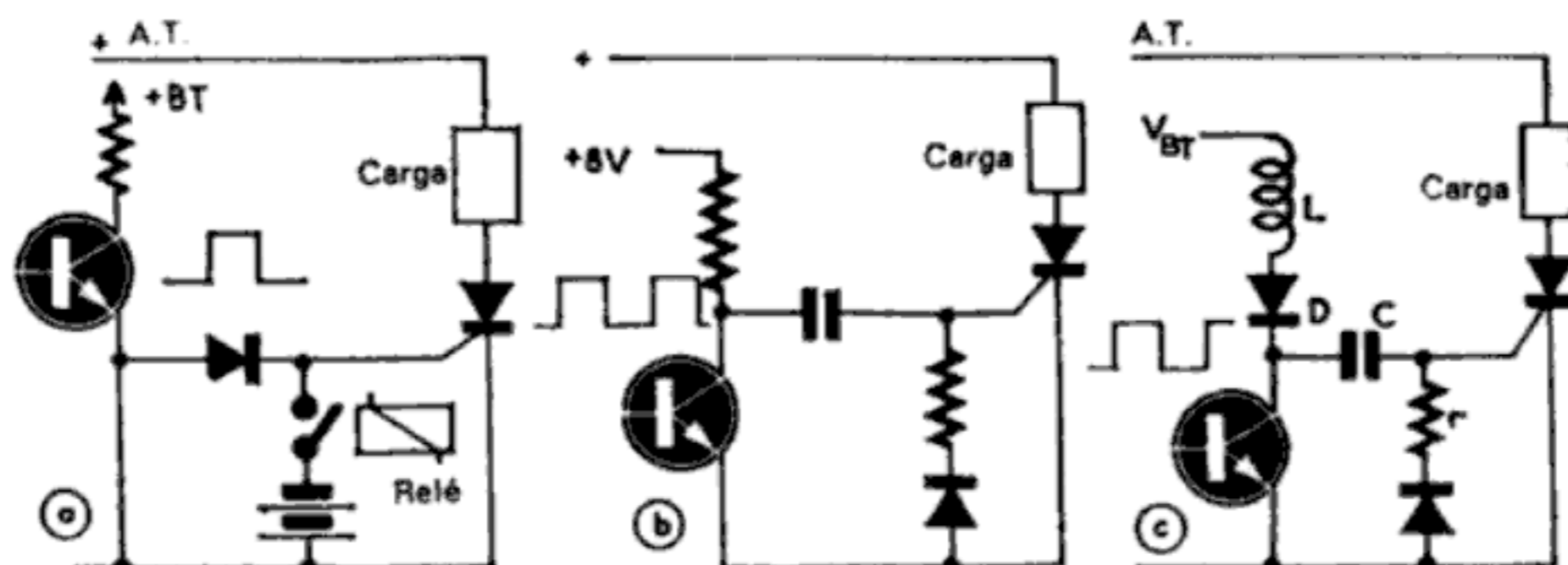


Fig. 16-10. — Principio del mando de la apertura de un tiristor bloqueable (a); variante con condensador (b); montaje a emplear cuando la tensión sea demasiado baja (c).

el tiempo de no conducción, para permitir el disparo en el período siguiente. El valor de C viene condicionado por el valor de energía necesario para la extinción, y, en la práctica, se sitúa entre $0,2$ y $1 \mu\text{F}$. El circuito permite un funcionamiento correcto hasta una frecuencia de repetición de 100 kHz .

Cuando se dispone de una tensión demasiado débil es posible recurrir a una variante: el circuito de la figura 16-10 c; la disposición del circuito LC permite la carga de C a un valor cercano a $2 V_{BT}$.

5.2. Apertura por inductancia

En este tipo de circuito se utiliza la energía almacenada en una bobina para provocar la apertura del tiristor bloqueable (fig. 16-11 a). La corriente necesaria para el disparo se suministra al entrar en conducción el transistor; en ese mismo período la bobina L almacena una energía que se restituirá más tarde al circuito, cuando ya no conduzca el transistor.

Los circuitos de este tipo están algo más limitados en frecuencia que los precedentes; caso de usarse una frecuencia fija puede ser interesante la variante de la figura 16-11 b.

5.3. Circuito con transistor uniunión

Este circuito es aplicable a los tiristores bloqueables de baja potencia que exijan una corriente de mando más bien débil (inferior a 50 mA). Esta limitación se debe a que la corriente de carga del condensador pasa a través del resistor de emisor (fig. 16-11 c).

No obstante, ofrece la ventaja de constituir, con un número muy escaso de elementos, un oscilador de relajación de potencia apreciable cuya relación cíclica de impulsos puede variarse modificando los resistores R_1 y R_2 .

mente al tiristor contra las di/dt de descarga. En cambio, y gracias al diodo, cada vez que se produzca un aumento de la tensión de ánodo el condensador quedará conectado directamente en paralelo con el tiristor.

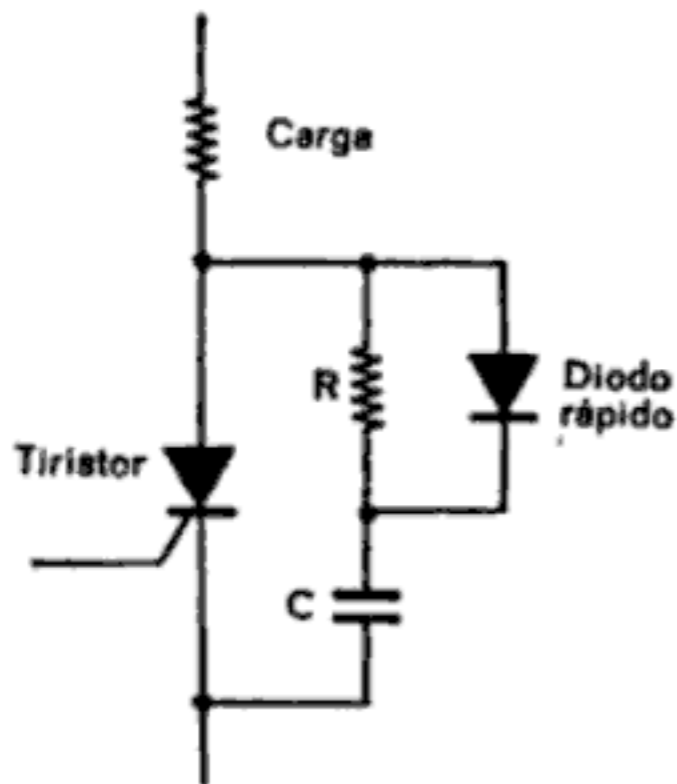


Fig. 17-3. — Protección en dv/dt del tiristor.

3. Bloqueo con carga inductiva

Supongamos un triac operando en c.a. sobre una carga inductiva que introduzca un desfase de 90° entre tensión y corriente. La situación se resume en las curvas de la figura 17-4 donde se han representado la tensión y la corriente de red y la tensión aplicada a los terminales del triac. Se verá que cuando la corrien-

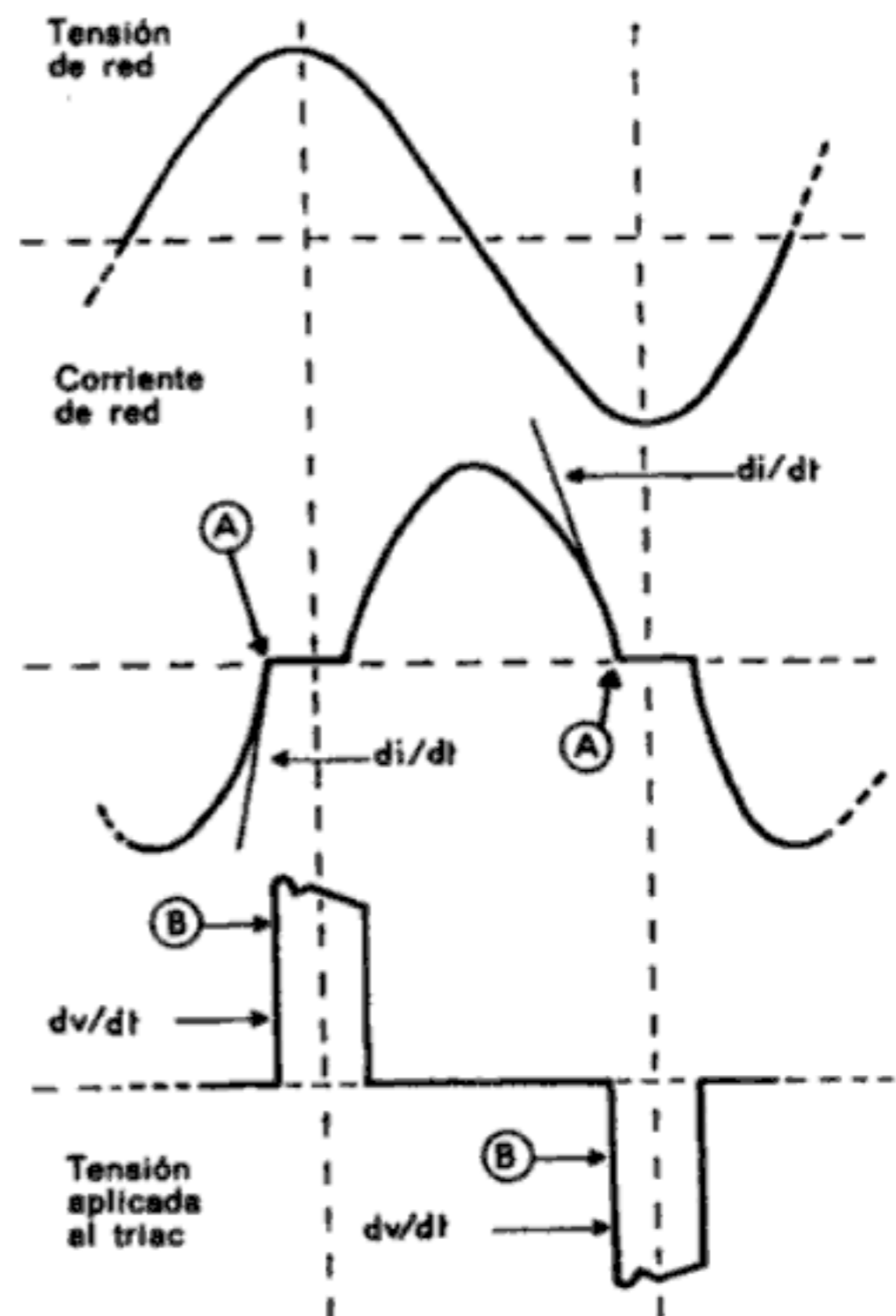


Fig. 17-4. — Características de conmutación en dv/dt del triac.

5. Protección de tiristores bloqueables

La protección será más o menos importante según que el circuito sea resistivo, capacitivo o inductivo. Las exigencias más severas las imponen los circuitos inductivos y, según el caso concreto, se considerará el empleo de un zener, un diodo en antiparalelo y un condensador, o un diodo de recuperación (figura 17-11).

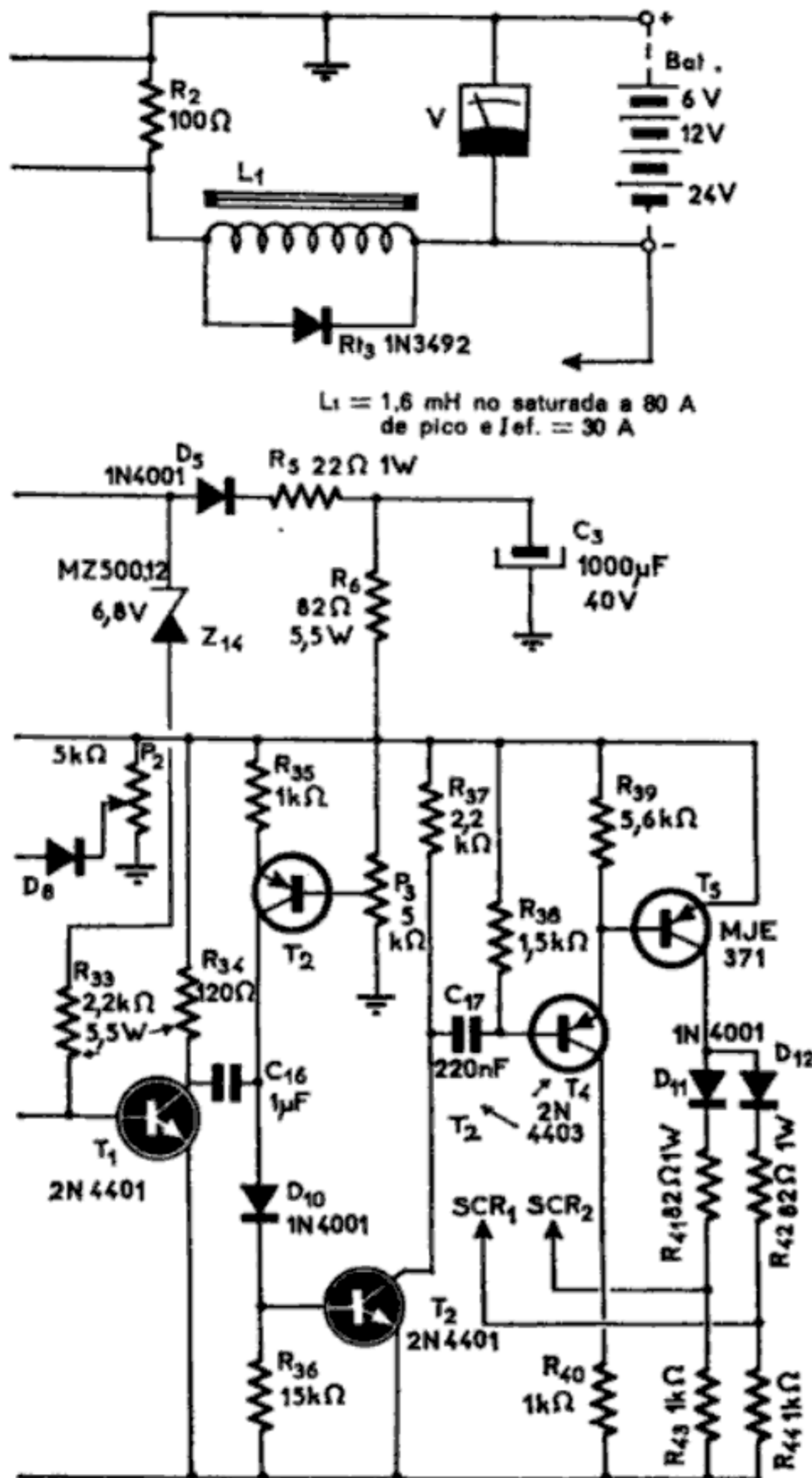


Fig. 18-8. — Esquema eléctrico del cargador profesional de 20 A para baterías de 6, 12 ó 24 V.

Para ajustar el potenciómetro P_3 se lleva la referencia de corriente a su valor máximo, dejando el circuito de salida abierto (sin carga): el ángulo de apertura del tiristor debe ser entonces de 25° .

La medida de la corriente de carga se hace a partir del transformador Tr_2 que funciona como transductor, dando una señal que se rectifica en el puente de diodos D_1 a D_4 y se aplica como realimentación, a través de R_9 y R_{25} , a la en-

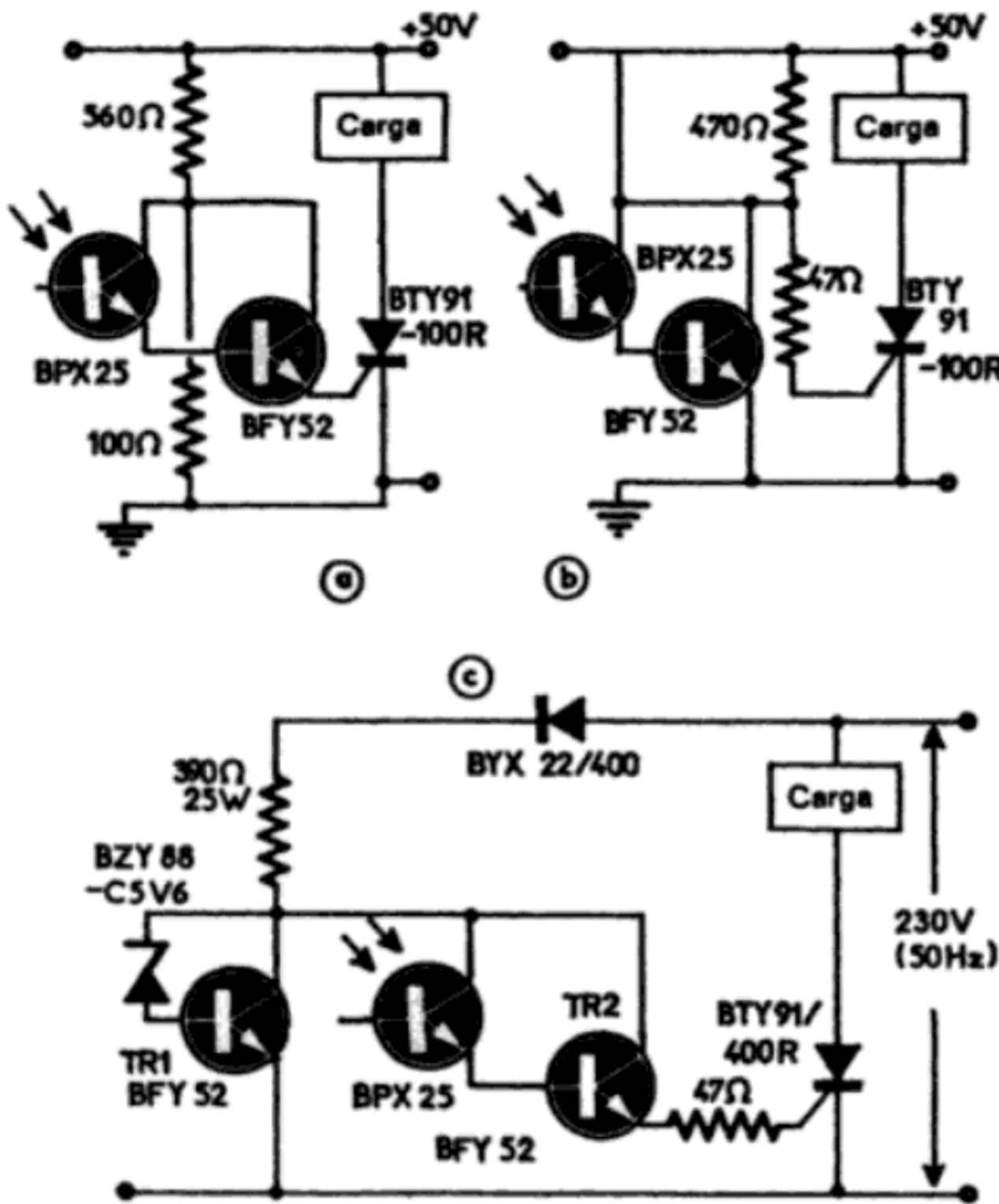
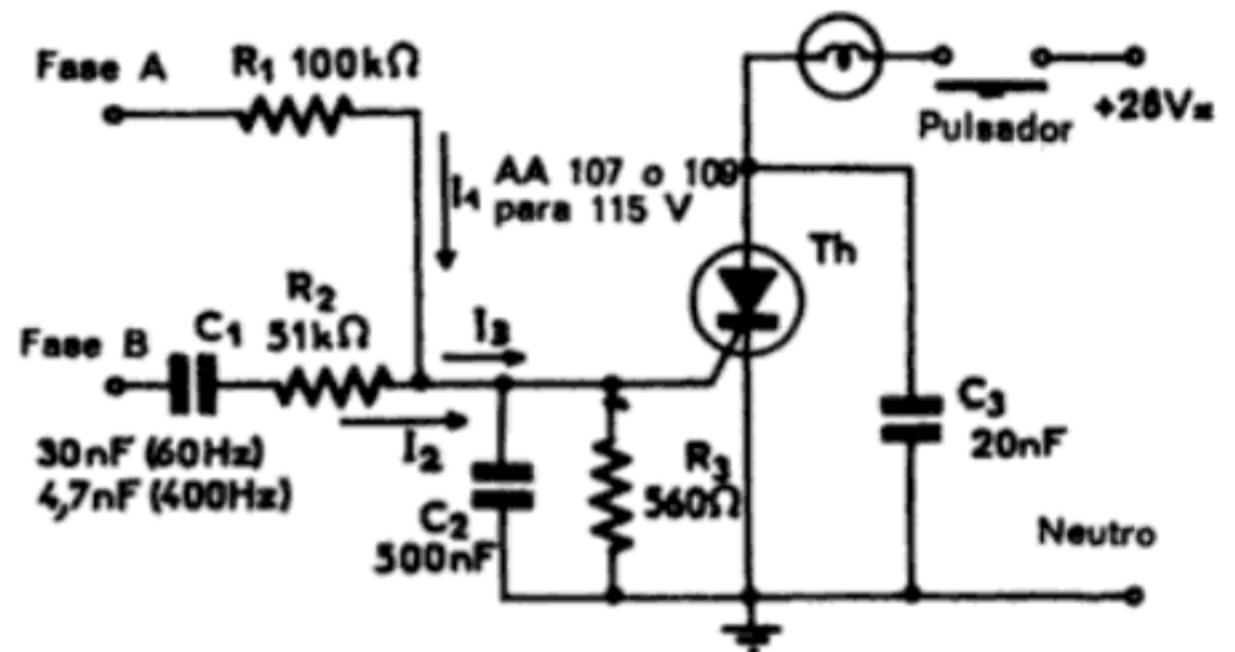


Fig. 18-19. — Un orden incorrecto de sucesión en las fases A y B de la red trifásica dispara el tiristor que alimenta una luz piloto o un dispositivo de alarma o de conmutación electromecánica.



Conviene resaltar que estos dos circuitos funcionan evidentemente por todo o nada, y que, una vez disparado el tiristor, es necesario cortar la alimentación, al menos durante un instante, para lograr bloquearlo de nuevo. Con el circuito c esto no es indispensable ya que la alimentación se hace en c.a.

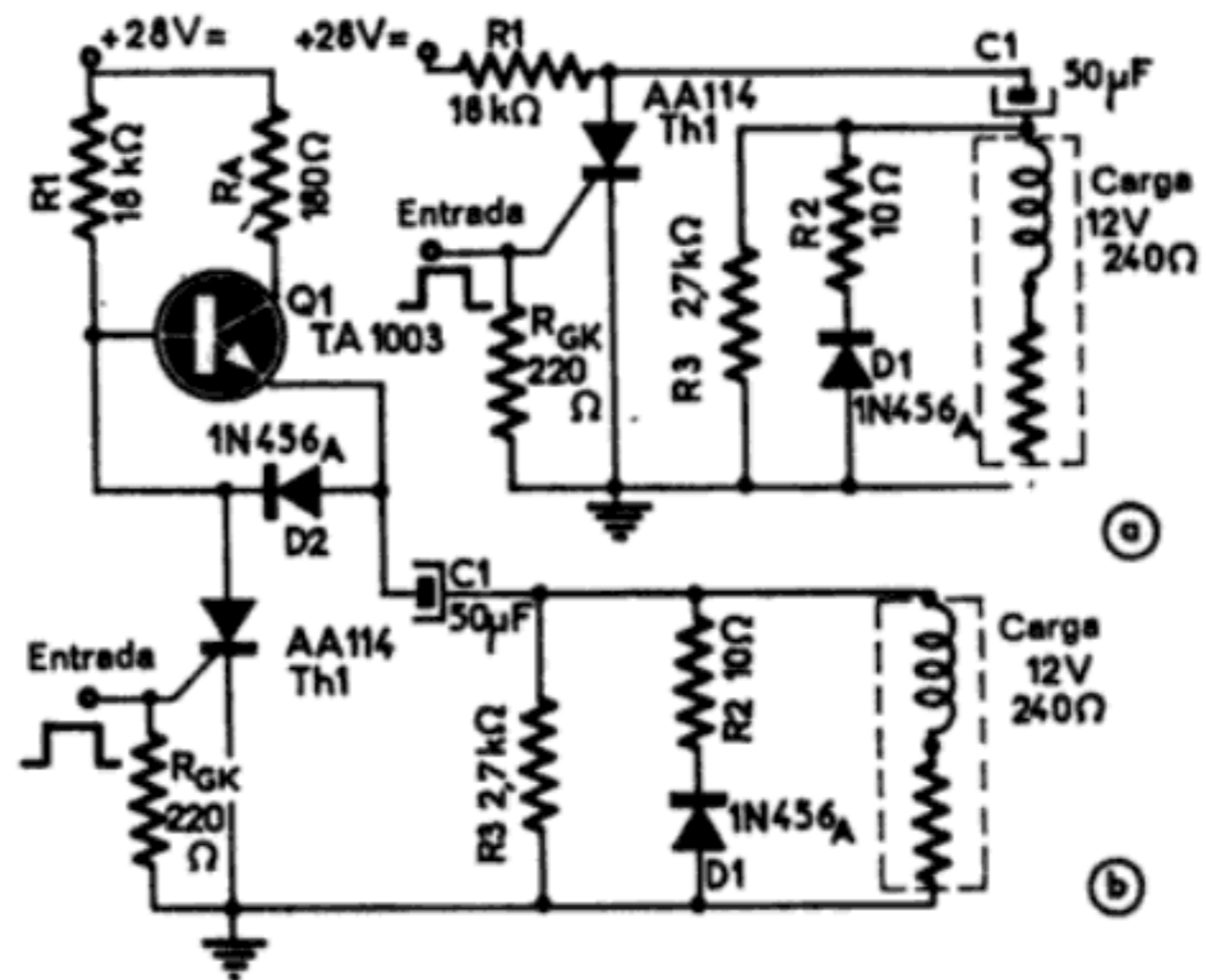
La carga recibe energía cuando se ilumina el fototransistor; la iluminación mínima para disparar el tiristor es de aproximadamente 700 lux.

No obstante, la alimentación no la recibe la carga sino por semiperíodos, o más exactamente, a unos 6° a partir de cada principio de semionda, en el sentido positivo, ya que en el otro sentido lo que se produce es el bloqueo del tiristor. El diodo zener y el transistor TR₁ protegen al fototransistor contra sobrecargas eventuales.

La constante de tiempo $R_1 C_1$, de 0,9 s, puede resultar excesiva para la carga del condensador; para disminuirla y dejarla en 10 ms, conviene añadir al circuito precedente el transistor Q_1 (figura 18-25 b). Éste conduce y pasa a saturación sólo cuando está bloqueado Th_1 , cortocircuitando entonces R_1 .

El impulso de salida dura, en nuestro caso, 15 ms, y su energía, que depende del valor de C_1 , permanece constante, cualquiera que sea la duración del impulso de mando. Si éste fuera demasiado breve, la carga inductiva podría retardar el cebado de Th_1 , de donde el empleo de R_3 que, con impulsos de entrada superiores a 100 μ s, podría perfectamente suprimirse. Finalmente, D_1 y R_2 impiden toda oscilación y proporcionan una vía de baja impedancia para la corriente de carga de C_1 .

Fig. 18-25. — Circuito de alimentación a una carga con potencia de impulsos constante (a), y variante para reducir la constante de tiempo de carga del condensador.



10. Conmutación complementaria (báscula)

El dispositivo de conmutación complementaria *S.S.P.I.* es del tipo "báscula". Permite, por ejemplo, la visualización del estado de un circuito empleando un detector o un captador cualquiera: alto o bajo, para niveles, "go" o "no-go" * para comparadores; tensión o ausencia de tensión para bobinas, motores, etc.

El circuito (figura 18-26) comprende dos tiristores Th_1 y Th_2 , alimentados en c.a. a través de dos indicadores de señalización. Una señal de menos de 1 mA y 1 V aplicada a la entrada ceba a Th_1 y se enciende la lámpara L_1 : la tensión de ánodo de Th_1 , de 1,5 V aproximadamente, se transmite a la puerta de Th_2 ; pero gracias al divisor formado por R_2 y R_3 la tensión realmente aplicada a esta puerta resulta demasiado débil para cebar a Th_2 : la lámpara L_2 permanece así apagada.

Cuando la señal de entrada es inferior al umbral de excitación del tiristor Th_1 , se produce, naturalmente, la situación inversa. En ese caso, toda la tensión se encuentra en el ánodo de Th_1 , y la fracción que se aplica a Th_2 es suficiente para hacerlo conductor. L_1 permanece apagada, y se enciende L_2 .

Estos dos indicadores son lámparas de 6,3 V. Debido al fenómeno de recti-

* Control "pasa" "no pasa". (N. del T.)

crono gobernado por el rotor del motor correspondiendo la posición *a* a la de reposo y *b* a la de trabajo.

Al cerrar S_1 queda bajo tensión el UJT, el cual dispara al tiristor una vez cargado C_1 . La conducción del tiristor pone en marcha el motor, lo que hace que S_2 pase a la posición *b*.

En ese mismo momento el tiristor deja de conducir por quedar cortocircuitado, recibiendo la alimentación el motor por el punto *b* del conmutador.

Al retornar las escobillas del limpiaparabrisas, pasa de nuevo S_2 a la posición *a* (conmutador abierto), con lo que el motor se para, y permanece así hasta que se recargue C_1 .

15. Aplicaciones de los fototiristores

Los montajes que se proponen aquí están inspirados en las aplicaciones del *LASC*R de GE, del BPY 78 de *Telefunken* y de los elementos *S.S.P.I.* en particular.

15.1. Esquemas de principio

Los esquemas de la figura 18-39 indican algunos circuitos fundamentales con fototiristores. En *a*, el fototiristor está alimentado en c.a.; así, pues, mientras recibe luz, una semionda de cada período completo pasará por el elemento, hacia la carga. En *b*, la alimentación es en c.c. por lo que hay que disponer un sistema de extinción que será de todo punto similar a los adoptados por los tiristores; por ejemplo, podrá ponerse simplemente un interruptor o un pulsador en serie con la carga.

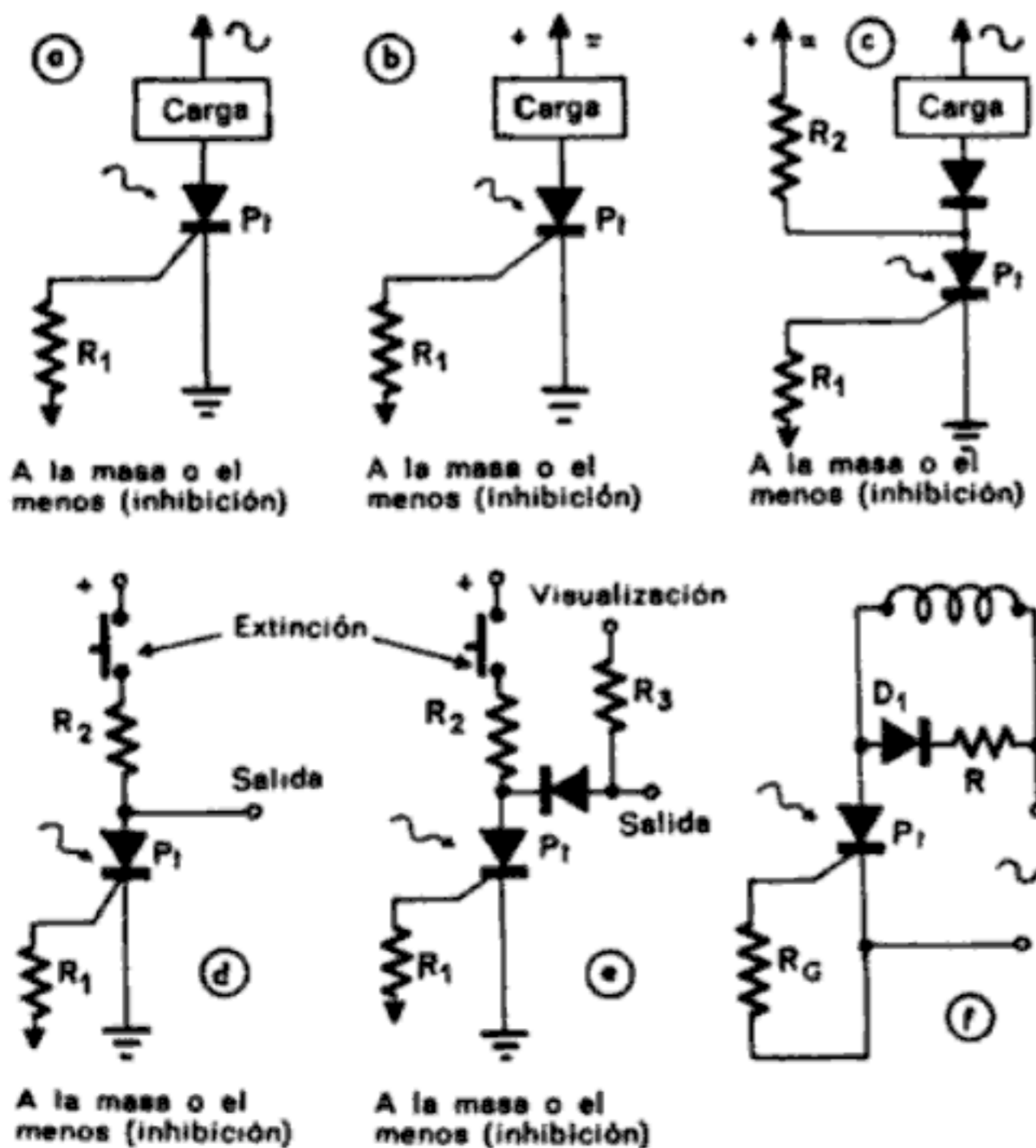


Fig. 18-39. — Circuitos con fototiristores: con alimentación de c.a. (a), c.c. (b), o mixta (c); con salida separada (d), salida por diodo (e); montaje con carga inductiva (f).

1.2. Graduador de luz o variador simple de velocidad

Partiendo de estos esquemas puede montarse fácilmente un graduador de luz en el que la carga esté constituida por una lámpara de incandescencia de 100 W, por ejemplo, o un variador de velocidad para una perforadora eléctrica (figura 19-3).

El triac ha de ir montado siempre en un radiador adecuado. Cuando se trata de elementos tales como el TYAL 223 B se los puede atornillar directamente sobre una placa de cobre de 5×5 cm, por ejemplo.

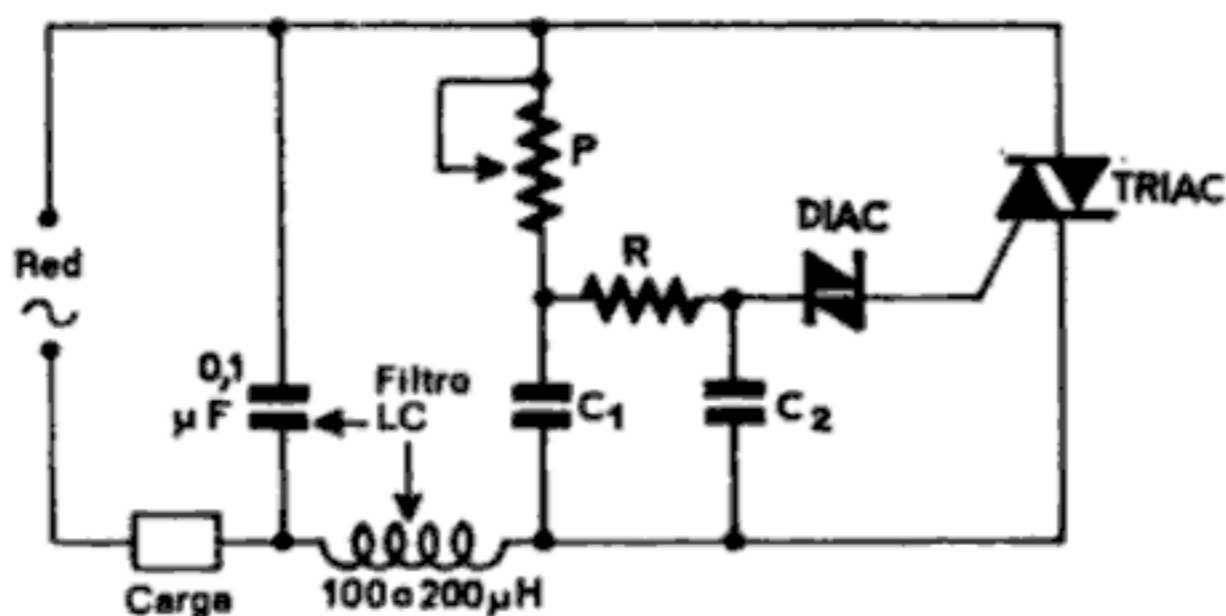


Fig. 19-2. — Cómo intercalar un simple filtro antiparásito LC.

Fig. 19-3. — Montaje destinado a variar la iluminación obtenida de una lámpara de incandescencia o la velocidad de un motor eléctrico; el circuito funciona perfectamente a condición de prever un radiador para el triac, según la corriente que se le pida.

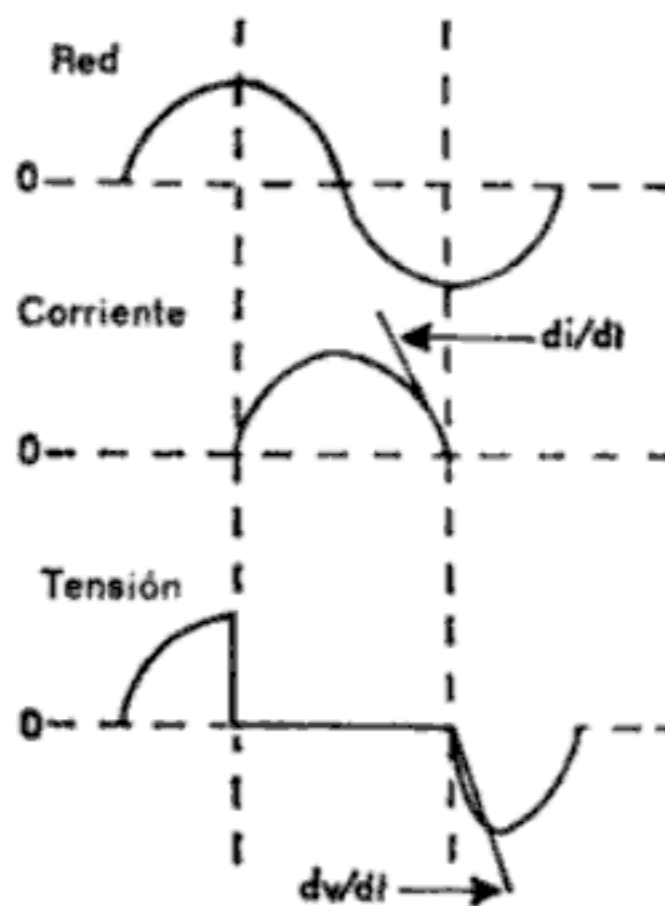
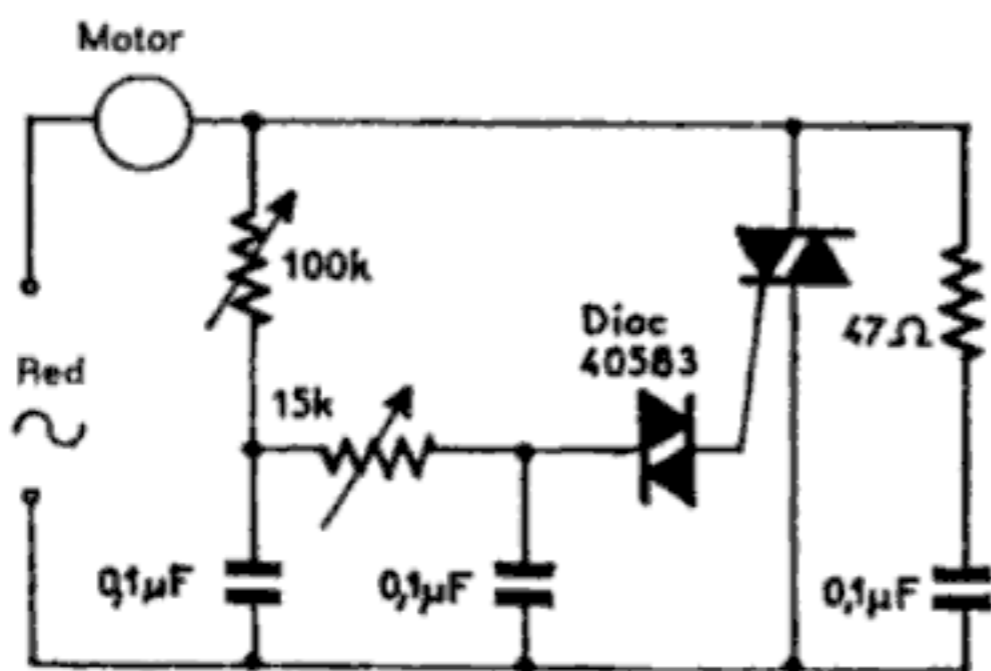
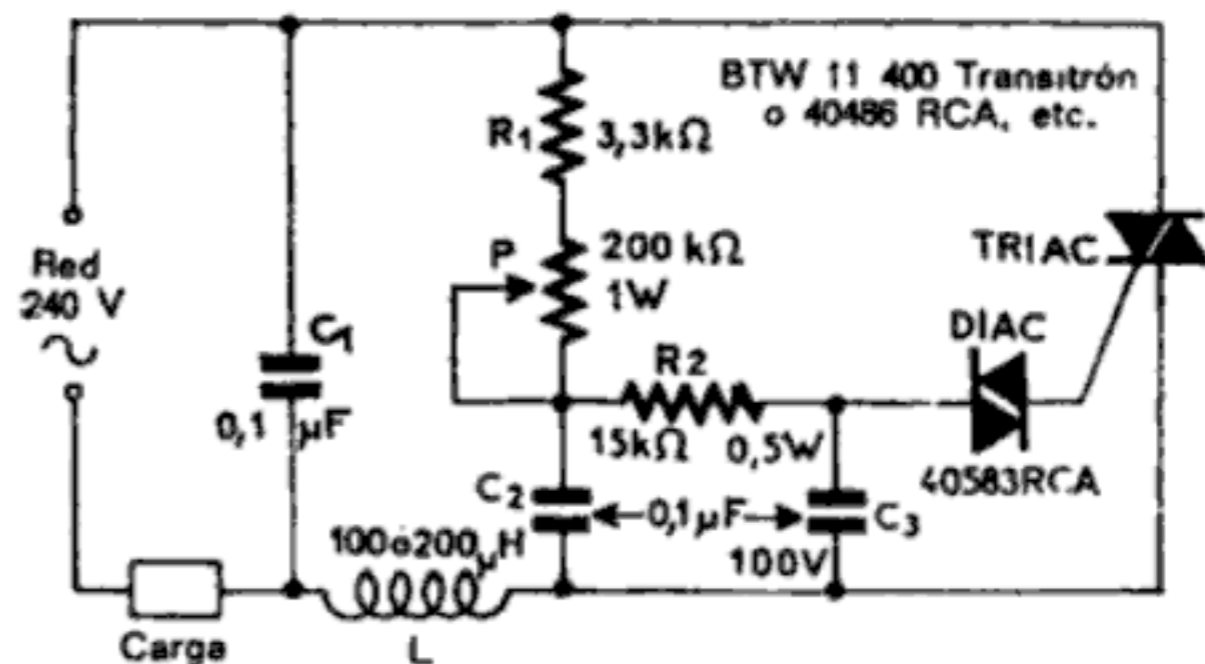


Fig. 19-4. — Otro circuito de un variador de velocidad para un motor.

2. Control con circuitos integrados ULN 2300

El ULN de *Sprague* incorpora ya un pequeño tiristor integrado (figura 20-1), y funciona como disparador (trigger) de Schmitt.

De hecho, el diagrama de bloques de este circuito (figura 20-2) muestra que se compone de un amplificador diferencial lineal, de un detector de media onda y del tiristor mencionado. Así, una señal de 12 mV aplicada a la entrada, provoca el disparo del tiristor, que es capaz de entregar 250 mA.

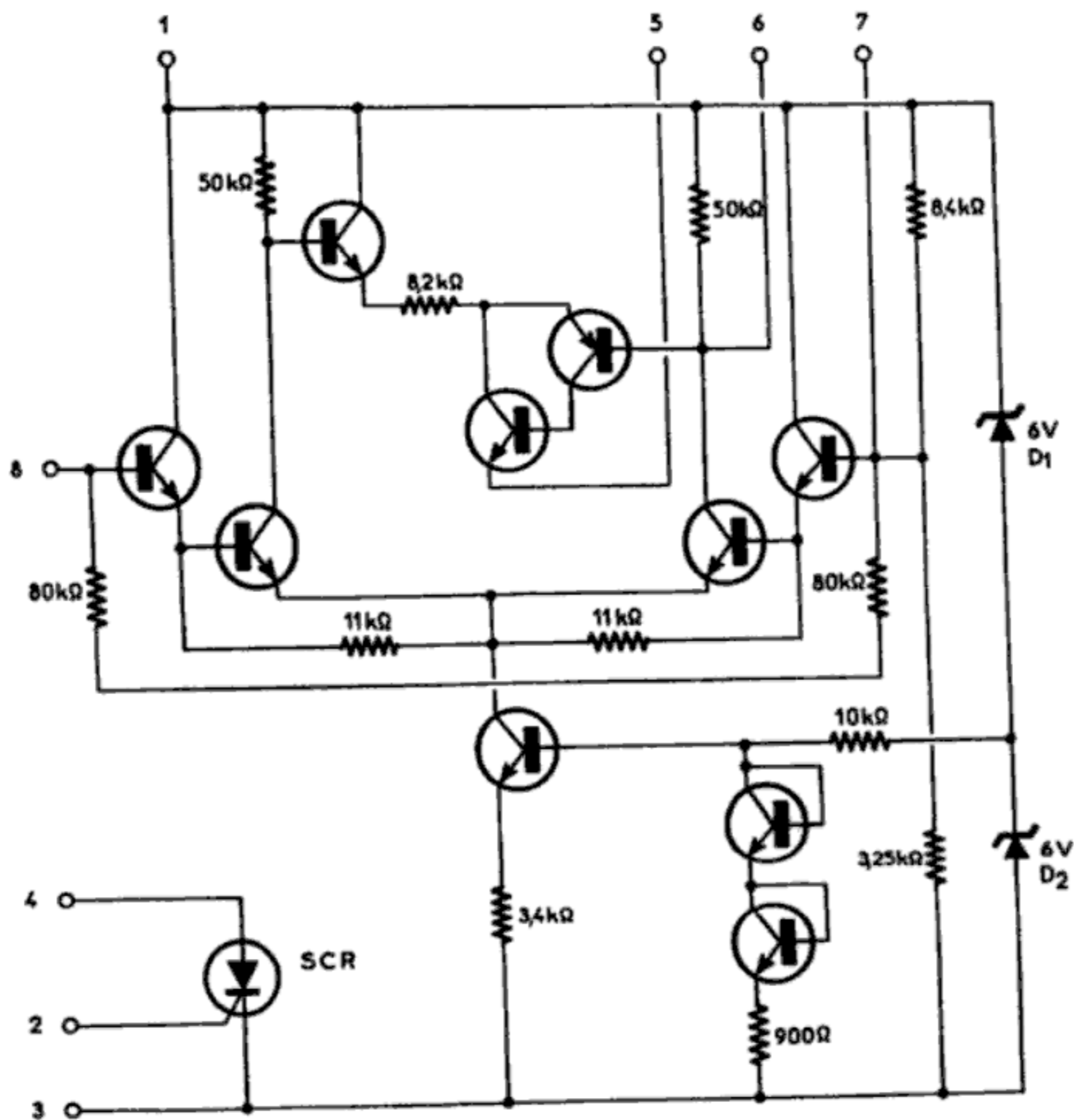


Fig. 20-1. — Esquema eléctrico del ULN 2300.

Esta tensión de 12 mV puede modificarse conectando redes resistivas externas entre las salidas (6) y (7); un condensador montado entre esos mismos puntos modificará la respuesta en frecuencia del sistema (que alcanza 150 kHz). La impedancia de entrada es de 70 kΩ.

La tensión de disparo del tiristor integrado es del orden de 80 V y su corriente de mantenimiento es de 1,3 mA. La ganancia del amplificador diferencial

(la salida se toma entonces en su colector). Finalmente, la eliminación completa de la conmutación por semiperíodos se obtiene mediante un modo de funcionamiento llamado de períodos completos, que veremos más adelante.

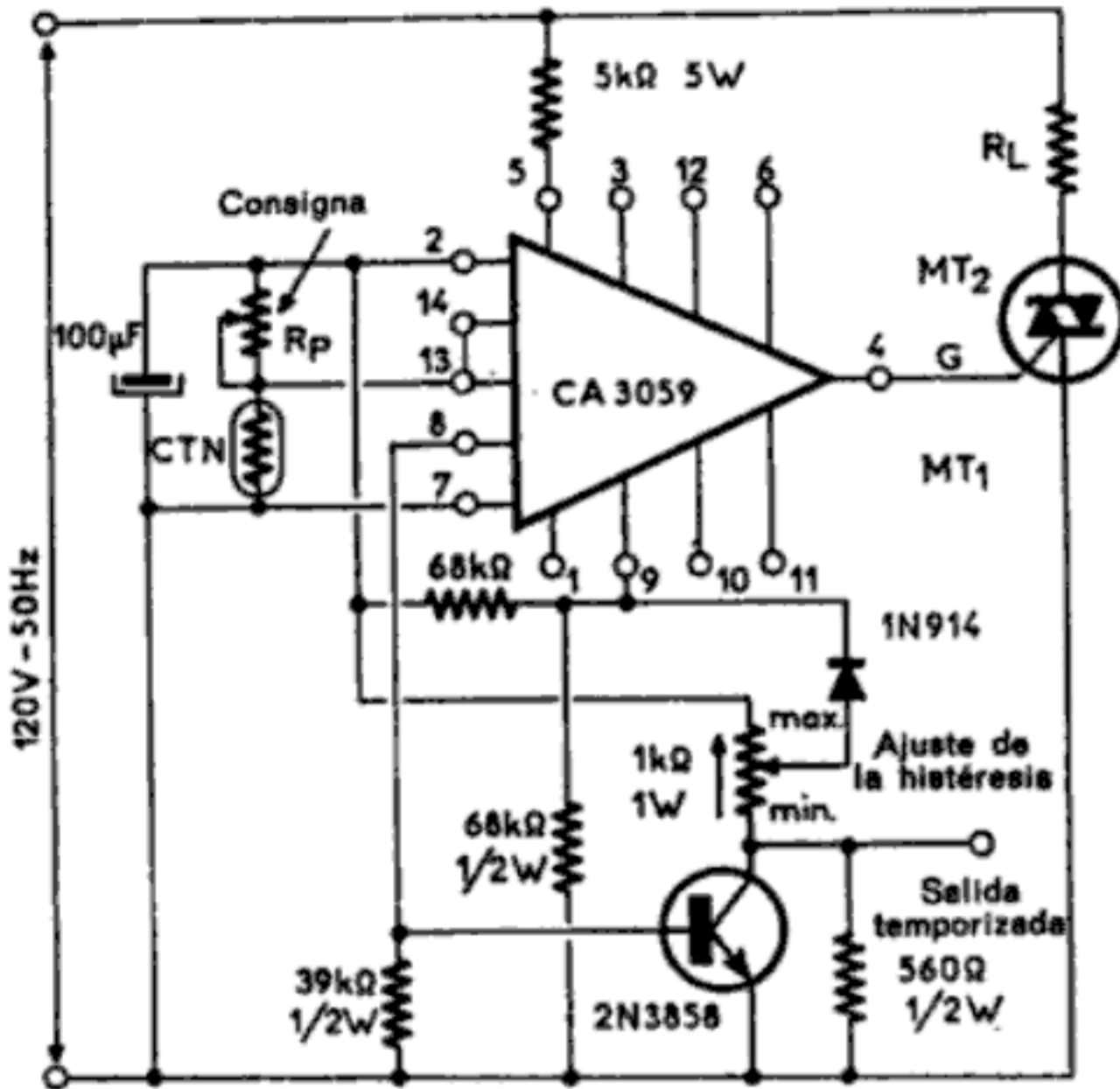
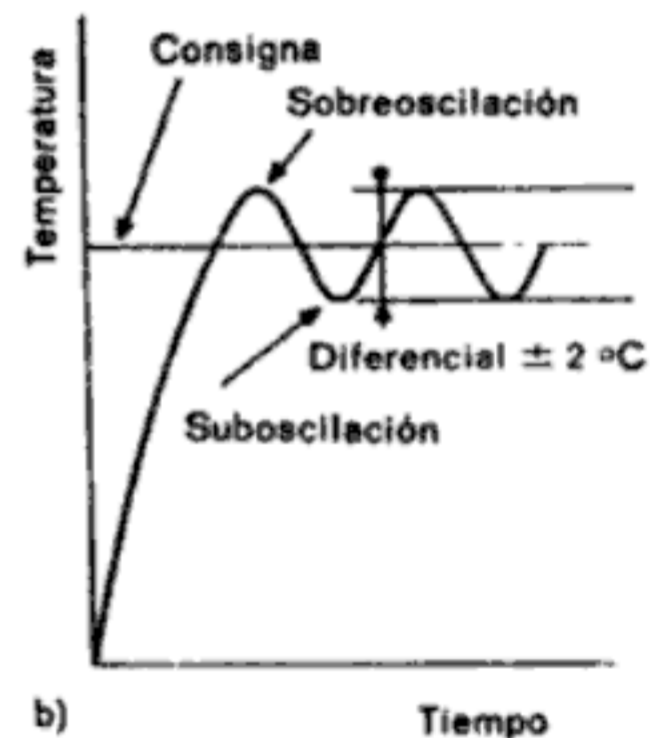
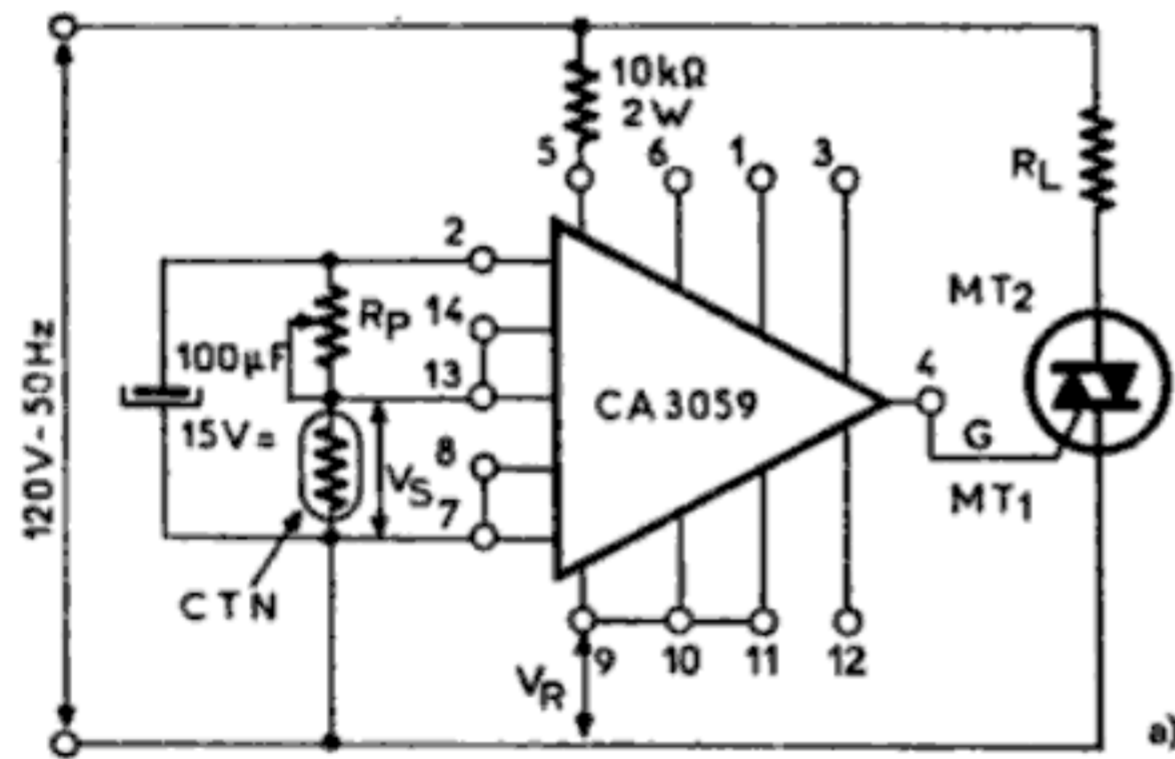


Fig. 20-11. — Para aumentar y, eventualmente, ajustar la histeresis, se puede recurrir a este montaje en el que el CA 3059 opera por todo o nada.



3.4. Regulación de temperatura por todo o nada

El esquema de la figura 20-12 a se indica cómo se realiza una regulación de temperatura por todo o nada: el triac queda desbloqueado al paso por cero cuando la tensión V_S excede a la tensión de referencia V_R . La curva característica de esta regulación es la que se representa en la figura 20-12 b.

3.5. Control proporcional

En el caso de un sistema proporcional, la potencia aplicada a la carga se reduce proporcionalmente a la tensión de error, que traduce la diferencia "tensión deseada - tensión medida" (figura 20-13 a). En efecto, la oscilación alrededor del

El tiristor resulta ser algo más que un simple sustituyente mejorado del tiratrón. Sus características permiten usarlo de las formas más diversas y siempre con un máximo de fiabilidad y precisión.

La excelente obra de Henry Lilen permite comprender fácilmente todos los aspectos anatómicos y fisiológicos de los tiristores. El lector penetra así de lleno en el dominio de los tiristores y asimila fácilmente toda la exposición de sus características y funcionamiento.

Habiendo adquirido de este modo una sólida base de conocimientos, no tendrá ninguna dificultad para entender las muy numerosas aplicaciones de este elemento que, funcionando por todo o nada, puede servir igualmente como interruptor o como rectificador de c.a. o, por el contrario, de convertidor c.c-c.a.; que puede estabilizar tanto una tensión como una temperatura y que puede usarse igualmente para variar la velocidad de un motor eléctrico o para la lectura y grabación de memorias toroidales.

Para exponer tal cantidad de complejos problemas con un máximo de claridad y método era necesario tener la experiencia didáctica y el talento de Henri Lilen, cuyo importante papel en el progreso de nuestra técnica es de todos conocido. Por tanto, estamos persuadidos de que quien haya leído atentamente esta obra sabrá aplicar eficazmente los conocimientos que de ella habrá adquirido.

ISBN 84-267-0281-3

