



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES.

CAMPUS ARAGÓN

CIRCUITOS DE CONTROL DE POTENCIA CON SCR'S Y TRIACS.

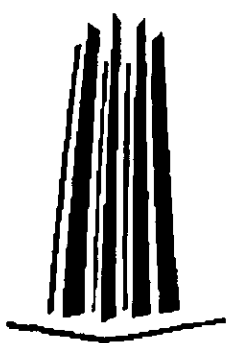
2990 86

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA (ÁREA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA)

P R E S E N T A : JUAN ANTONIO JIMÉNEZ MOLLEDA

**ASESOR :
ING. DAVID MOISÉS TERÁN PÉREZ**





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

A la Universidad Nacional Autónoma de México

Por haberme proporcionado las herramientas necesarias para guiarme en el camino de la superación y alcanzar un desarrollo profesional y humano.

A mis padres

Por su apoyo y confianza, indispensables para la conclusión de esta etapa significativa en mi vida.

A todas aquellas personas: maestros, amigos y familiares que de alguna u otra forma han colaborado en la elaboración de este trabajo de tesis.

CONTENIDO

Prólogo	VI
Capítulo 1 Teoría del SCR	1
1.1 Introducción	1
1.2 Definición y terminales del SCR	2
1.3 Estados de trabajo del SCR	3
1.4 Modelo de los dos transistores	4
1.5 Curva característica del SCR	7
1.6 Características de puerta	8
1.7 Métodos de disparo	10
1.8 Tiempo de encendido del SCR	10
1.9 Tiempo de apagado del SCR	12
1.10 Disparo del SCR	13
1.11 Métodos de apagado de un SCR	16
1.12 Pendiente de tensión dv/dt	20
1.13 Pendiente de corriente di/dt	20
1.14 Influencia de la temperatura	21
1.15 Potencia disipada	22
1.16 Datos técnicos del SCR	23
1.17 Encapsulado del SCR	25
Capítulo 2 Teoría del TRIAC	26
2.1 Introducción	26
2.2 Definición y terminales del TRIAC	26
2.3 Funcionamiento del TRIAC	27
2.4 Curva característica del TRIAC	28
2.5 Características de puerta del TRIAC	29
2.6 Cuadrantes de polarización	30
2.7 Disparo y bloqueo del TRIAC	32
2.8 La dv/dt en los TRIAC'S	33
2.9 La di/dt en los TRIAC'S	34
2.10 Encapsulado del TRIAC	35
Capítulo 3 Elementos de disparo	36
3.1 Introducción	36
3.2 El DIAC	38
3.3 El SBS	39
3.4 El SUS	40
3.5 El diodo Shockley	41
3.6 El UJT	42

Capítulo 4 Dispositivos de protección	45
4.1 Introducción	45
4.2 Efectos del tipo de carga utilizada	45
4.3 Protección contra dv/dt	47
4.4 Diagramas de cálculo de la red RC	48
4.5 Protecciones de puerta	51
4.6 Protección contra di/dt	52
4.7 Protección contra cortocircuito	53
Capítulo 5 Perturbaciones de HF	56
5.1 Introducción	56
5.2 Origen de las perturbaciones de HF	57
5.3 Métodos para disminuir las perturbaciones de HF	58
5.4 Atenuación de las oscilaciones	62
Capítulo 6 Control por todo o nada	63
6.1 Introducción	63
6.2 Características de los circuitos por todo o nada	63
6.3 Impedancia Z de disparo	65
6.4 Optoacopladores como dispositivos de control	66
6.5 Clasificación de los circuitos por todo o nada	68
6.6 Control de un motor trifásico de inducción	72
6.7 Control de iluminación con TRIAC	74
6.8 Control de iluminación automática con SCR	75
6.9 Cargador de batería con SCR	76
Capítulo 7 Control por variación del ángulo de conducción	78
7.1 Introducción	78
7.2 Ángulos de disparo y conducción	78
7.3 Formas de onda	79
7.4 Principio de control por ángulo de conducción	80
7.5 Tipos de circuitos de control	81
7.6 Efecto de histéresis	82
7.7 Métodos de corrección del efecto de histéresis	83
7.8 Método de diseño	86
7.9 Circuito de retardo de tiempo con SCR	91
7.10 Control de media onda con SCR	92
7.11 Control de doble onda con SCR	93
7.12 Control de potencia de doble onda con TRIAC	94
7.13 Control de velocidad de doble onda para motor universal	95
7.14 Control de velocidad para motor universal con SCR	97

7.15 Control con UJT	98
7.16 Control del SCR con UJT	102
7.17 Control del TRIAC con UJT	105
Capítulo 8 Control por mando síncrono	108
8.1 Introducción	108
8.2 Elementos de los interruptores síncronos	109
8.3 Detector de cero-comparador	110
8.4 Interruptores síncronos	112
8.5 Control por paquetes de semiondas o períodos enteros	114
8.6 Mando síncrono con el μ A 742	117
Conclusiones	121
Bibliografía	122

PRÓLOGO

Desde su presentación al final de los años cincuenta, el SCR y el TRIAC se han convertido en componentes básicos de construcción en una gran cantidad de aplicaciones industriales y sistemas de potencia. Dada su importancia, el presente trabajo de tesis dividido en ocho capítulos, tiene como finalidad analizar los conceptos y aplicaciones de estos dispositivos semiconductores.

Los capítulos 1 y 2 contienen una descripción de los fundamentos del SCR y del TRIAC respectivamente, en ellos se ha puesto especial atención a las propiedades estáticas y dinámicas que afectan directamente su utilización. A continuación el capítulo 3, está dedicado a los dispositivos semiconductores empleados en la generación de impulsos de arranque para el disparo por puerta tanto del SCR como del TRIAC.

Los circuitos que utilizan SCR'S y TRIAC'S, necesitan incluir determinados elementos de protección que garanticen un funcionamiento adecuado durante las condiciones de trabajo más desfavorables que tengan lugar. Este es el tema a tratar en el capítulo 4. Por su parte, el capítulo 5 dedicado a el tema de las interferencias electromagnéticas, tiene como finalidad presentar el origen así como los métodos para disminuir no sólo aquellas interferencias que se generan en el propio circuito de control, sino aquellas provenientes del medio ambiente, asegurando con ello el funcionamiento correcto del SCR y del TRIAC en ambientes ruidosos.

Los capítulos 6, 7 y 8 están orientados al empleo práctico del SCR y del TRIAC. En este sentido se han incluido algunos circuitos de control de potencia de comprobada eficacia, descritos detalladamente tanto en su alambrado como en su funcionamiento. Así, podemos observar en el capítulo 6 a estos dispositivos semiconductores como interruptores de estado sólido proporcionando un control por todo o nada, el cual se caracteriza por aplicar la totalidad de la tensión de red a la carga que se está controlando. El capítulo 7 presenta al SCR y al TRIAC en circuitos de control de potencia por variación del ángulo de conducción, en los cuales, existe la posibilidad de variar la potencia en la carga, siendo esta última determinada por el número de grados de un ciclo de corriente alterna, durante los cuales el SCR o TRIAC se encuentran en el estado de conducción. Finalmente el capítulo 8 está orientado al control de potencia por mando síncrono, mediante el cual, los impulsos de disparo se efectúan simultáneamente con el paso por cero de la tensión de red, evitando por tanto la aparición de escalones de tensión que son fuente indudable de interferencias electromagnéticas. En este tipo de control de potencia, la variación de potencia se lleva acabo modificando el número de semiondas o períodos de la tensión de red que son aplicados a la carga que se está controlando.

Juan Antonio Jiménez Molleda

CAPÍTULO 1

TEORÍA DEL SCR

1.1 INTRODUCCIÓN

Antes del advenimiento de los semiconductores, la electrónica consistía esencialmente en el estudio de los tubos electrónicos. El tubo al vacío o bulbo era por tanto el corazón de la electrónica y sus aplicaciones, que en un principio fueron las técnicas radiofónicas se ampliaron con la introducción de cantidades pequeñas y controladas de gas a un tubo al vacío, que permitieron efectuar operaciones de interrupción, rectificación y otras que los tubos completamente evacuados no podían efectuar con la misma eficacia o de ninguna forma. La ciencia de la electrónica que generalmente se definía como el estudio del movimiento de los electrones, se extendió para incluir el estudio del movimiento de los electrones en el seno de los gases.

Más tarde el descubrimiento de materiales sólidos llamados semiconductores, convirtió la electrónica en el estudio del movimiento de los electrones en el vacío, en los gases y en los sólidos. Estos materiales semiconductores mostraron su capacidad para efectuar muchas de las funciones de los tubos electrónicos, tal fue el caso del SCR que sustituyó a las válvulas eléctricas como son: El excitron, el ignitron así como el tiratron a gas, y que se ha impuesto en aplicaciones como conmutación pura, variación de velocidad de motores y graduación de luz, debido principalmente a las grandes ventajas que presentan los elementos de estado sólido las cuales son:

- a) Innecesidad de precalentamiento.
- b) Volumen reducido.
- c) Posibilidad de trabajo en todas las posiciones.
- d) Insensibilidad a las sobrecargas.
- e) Fiabilidad.
- f) Vida media muy larga.

- g) Velocidad elevada de conmutación.
- h) Caída de tensión directa baja.
- i) Poca dependencia a la corriente.

Algunas otras áreas de aplicación incluyen circuitos de retraso de tiempo, fuentes de poder reguladas, inversores, cicloconvertidores, cargadores de batería, circuitos de protección, controles de calefacción y controles de fase. En los últimos años, los SCR'S se han diseñado para controlar potencias tan altas como 10 MW con valores nominales individuales tan elevados como 200 A a 1800 V. Su intervalo de frecuencia de aplicación se ha extendido también a cerca de 50 KHZ, permitiendo algunas aplicaciones de alta frecuencia tales como calentamiento por inducción y limpieza ultrasónica.

1.2 DEFINICIÓN Y TERMINALES DEL SCR

El SCR (silicon controlled rectifier - rectificador controlado de silicio), es un dispositivo semiconductor PNP unidireccional, construido de material de silicio, conmutador casi ideal y rectificador a la vez. Permanece normalmente bloqueado hasta que se le hace conducir mediante su electrodo de mando.

El SCR está formado por cuatro capas de material semiconductor de silicio dispuestas como se muestra en la figura 1.1a, donde también se representa su símbolo (figura 1.1b). La elección del silicio se debe a su elevada capacidad de temperatura y potencia.

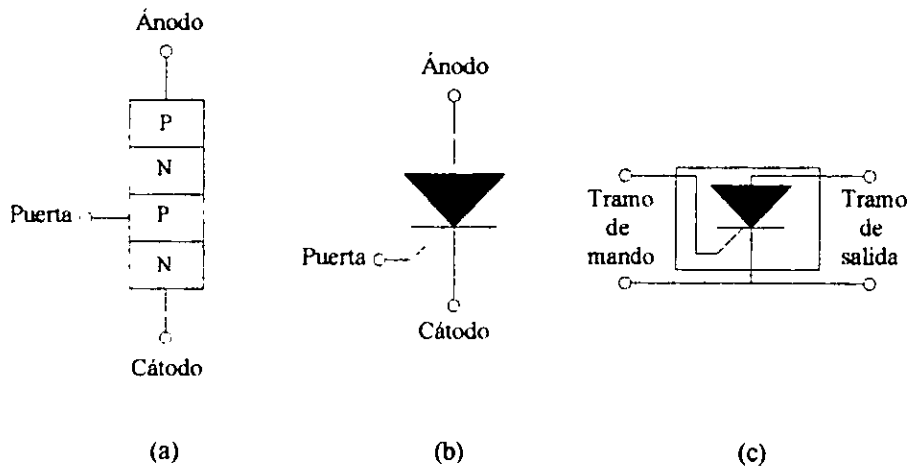


Figura 1.1 SCR: (a) estructura semiconductora; (b) símbolo; (c) tramos de mando y salida.

Las terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación de corriente (corriente anódica) entre ellos, está controlada por el electrodo de mando llamado puerta. Por lo anterior a la sección comprendida entre el ánodo y el cátodo se le conoce como tramo de salida o de conmutación, mientras que la porción que va de la puerta al cátodo se le designa como tramo de mando o de gobierno (figura 1.1c).

1.3 ESTADOS DE TRABAJO DEL SCR

El SCR puede adoptar tres estados de trabajo: de bloqueo inverso, de bloqueo directo y de conducción. En el estado de bloqueo inverso, la tensión de ánodo es menor a la tensión de cátodo; esto propicia que la impedancia entre estas terminales sea muy grande como para permitir el paso de corriente. Por su parte, en el estado de bloqueo directo, el voltaje de ánodo es mayor al voltaje de cátodo; sin embargo, la alta impedancia continuará presente, hasta que se aplique un voltaje V_G en la puerta del SCR con un valor adecuado o se aumente el voltaje ánodo - cátodo hasta cierto valor crítico (V_{BO}), momento en el cual la impedancia entre ánodo y cátodo disminuirá y el SCR conmutará al estado de conducción.

Por lo tanto, la conmutación del estado de bloqueo al de conducción sólo puede ser posible si el voltaje de ánodo es mayor al voltaje de cátodo y además, las condiciones de puerta son favorables, o bien, la tensión ánodo - cátodo se aumenta hasta V_{BO} . Si las condiciones anteriores se cumplen se establecerá un flujo de corriente unidireccional entre ánodo y cátodo. La magnitud de esta corriente puede modificarse variando el tiempo que el SCR permanece en el estado de conducción. Lo anterior puede utilizarse para controlar satisfactoriamente la corriente que fluye a través de la carga que se va a controlar. Para lograr este fin, el SCR se debe conectar en serie con la carga.

Si el SCR se encuentra trabajando en C.A. solamente permitirá el paso de corriente durante el semiciclo positivo de la fuente de C.A., esto significa que el SCR no puede conducir por más de 180° grados (propiedad unidireccional), durante el otro medio ciclo la polaridad negativa de la fuente, provocará el aumento de la impedancia entre ánodo y cátodo impidiendo ésta la circulación de la corriente hacia la carga.

Una vez en conducción el SCR permanecerá en ese estado sin importar que las condiciones presentes en la terminal de puerta no sean las idóneas, hasta que por algún método se logre la interrupción de la corriente de ánodo o en el caso de C.A. la tensión entre ánodo y cátodo descienda hasta un valor mínimo, para el cual, el SCR no puede mantenerse en conducción.

En síntesis el SCR puede cumplir las siguientes funciones:

- a) Interrupción de corriente.- Usado como interruptor, el SCR puede reemplazar a los contactores mecánicos.
- b) Regulación.- La posibilidad de ajustar el momento preciso de cebado permite emplear el SCR para controlar la potencia o la corriente media de salida.
- c) Rectificación.- Consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, el cual realiza entonces la función de un diodo.

1.4 MODELO DE LOS DOS TRANSISTORES

El funcionamiento del SCR puede describirse utilizando el modelo de los dos transistores. Dicho modelo como se indica en la figura 1.2, consiste en dividir las cuatro capas PNPN, en dos transistores, uno PNP y otro NPN. Estos dos transistores están conectados de forma que se obtenga una realimentación positiva.

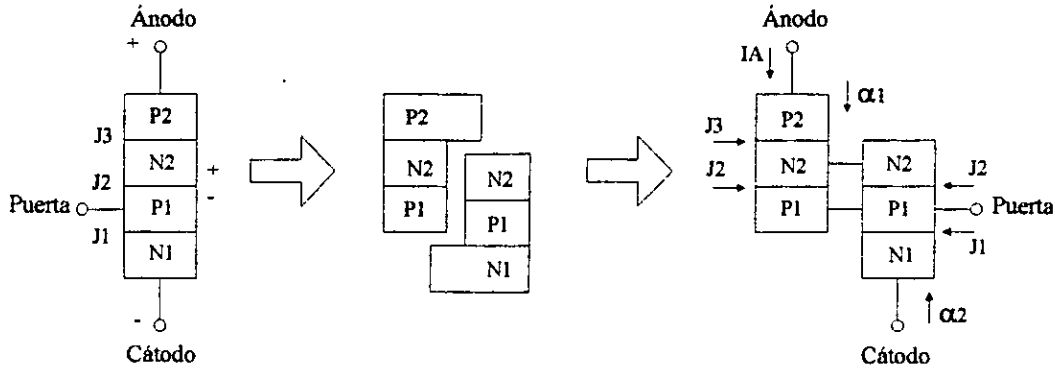


Figura 1.2 El SCR es equivalente a una combinación de dos transistores, uno PNP y otro NPN.

Si la región P2 es positiva con respecto a la región N1 y además la puerta se mantiene sin conectar, las uniones J3 y J1 emiten portadores, positivos y negativos respectivamente, hacia las regiones N2 y P1. Estos portadores tras su difusión en la base de los transistores, llegan a la unión J2, donde la región de vaciamiento genera un intenso campo eléctrico.

La corriente total de ánodo IA está formada por la corriente de colector IC1 del transistor PNP y la corriente de colector IC2 del transistor NPN. En forma de ecuación se tiene:

$$IA = IC1 + IC2 \tag{1.1}$$

Por su parte, la corriente de colector IC de un transistor se relaciona, en general, con la corriente de emisor IE y la corriente de fuga de la unión colector-base ICBO, como:

$$IC = \alpha IE + ICBO \tag{1.2}$$

En este caso para ambos transistores, la corriente de emisor es igual a la corriente de ánodo IA, por lo que a partir de la ecuación 1.1 se tiene:

$$IC1 = \alpha_1 IA + ICBO1 \tag{1.3}$$

$$IC2 = \alpha_2 IA + ICBO2 \tag{1.4}$$

α_1 es la ganancia de corriente que da la fracción de la corriente de huecos inyectada en el emisor y que llega al colector del transistor PNP, mientras que α_2 es la ganancia de corriente que da la fracción de la corriente de electrones inyectada en el emisor y que llega al colector del transistor NPN.

Sustituyendo las ecuaciones 1.3 y 1.4 en la ecuación 1.1 se obtiene:

$$I_A = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_A + I_{CBO2} \quad (1.5)$$

Finalmente despejando I_A de la ecuación 1.5 se tiene:

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.6)$$

El estado de conducción o de bloqueo dependerá del denominador de la ecuación 1.6. En muchos transistores de silicio la ganancia α es baja para valores reducidos de corriente, aumentando cuando crece la corriente. Si $I_{CBO1} + I_{CBO2}$ es reducida, el denominador de la ecuación 1.6 se acerca a 1 y la corriente I_A es apenas mayor que $I_{CBO1} + I_{CBO2}$, por tanto, sin importar que esté polarizada directamente la estructura PNPN permanece bloqueada presentando una elevada impedancia.

Si se aumenta por cualquier motivo la corriente de fuga $I_{CBO1} + I_{CBO2}$ (por ejemplo aumentando la tensión aplicada entre ánodo y cátodo del elemento), aumenta 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, limitada sólo por la carga. El SCR está entonces en estado conductor (también se dice que está desbloqueado, disparado o cebado). El disparo por aumento de la corriente de fuga es desaconsejable en la mayoría de los casos. El método de disparo mediante la puerta (figura 1.3), es el más usual en el disparo de SCR'S.

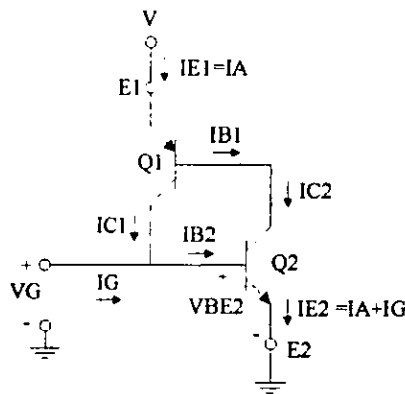


Figura 1.3 Montaje equivalente de un SCR que explica el fenómeno de cebado.

El disparo mediante la puerta consiste en polarizar directamente el dispositivo (región P2 más positiva con respecto a N1), posteriormente se aplica un impulso positivo de mando en

la puerta; con lo cual, la corriente de emisor del transistor NPN se modifica, siendo ésta igual a la suma $I_A + I_G$, por lo que la ecuación 1.4 se transforma en:

$$I_{C2} = \alpha_2(I_A + I_G) + I_{CBO2} \quad (1.7)$$

Sustituyendo las ecuaciones 1.3 y 1.7 en la ecuación 1.1 se obtiene:

$$I_A = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2(I_A + I_G) + I_{CBO2} \quad (1.8)$$

Resolviendo la ecuación 1.8 en función de I_A se tiene:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.9)$$

La ganancia de corriente α_1 varía con la corriente de emisor $I_{E1}=I_A$; y α_2 varía con $I_{E2}=I_A+I_G$. Una variación típica de la ganancia de corriente α con la corriente de emisor se muestra en la figura 1.4. Si el impulso de puerta es lo bastante grande como para poner en conducción a Q2, la corriente de colector de Q2 aumentará entonces a un valor suficientemente grande para poner en conducción a Q1 ($I_{B1} = I_{C2}$). Con Q1 en conducción, I_{C1} aumentará, produciendo un incremento correspondiente en I_{B2} . El aumento de la corriente de base para Q2 dará por resultado un incremento adicional en I_{C2} . El resultado neto es un aumento regenerativo en la corriente de colector de cada transistor así como de α_2 y α_1 . Por lo tanto, si $(\alpha_1 + \alpha_2)$ tiende a la unidad, el denominador de la ecuación 1.9 se acerca a 0; esto dará como resultado un valor grande de la corriente del ánodo I_A , y el SCR se disparará con una pequeña corriente de puerta.

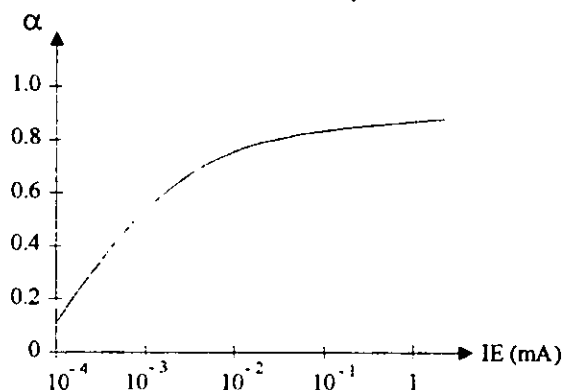


Figura 1.4 Ganancia de corriente α de un transistor en función de la corriente de emisor I_E .

La acción regenerativa que acaba de describirse produce SCR'S con tiempos de disparo típicos de 0.1 a 1 μs . Sin embargo, los dispositivos de alta potencia en el intervalo de 100 a 400 A, pueden tener tiempos de disparo de 10 a 25 μs . En cuanto el SCR conmuta del estado de bloqueo al de conducción el dispositivo permanece en ese estado, sin importar que el impulso en la puerta desaparezca, hasta que el circuito exterior deje de mantener la corriente de ánodo I_A .

1.5 CURVA CARACTERÍSTICA DEL SCR

La curva característica muestra gráficamente, el comportamiento de la corriente de ánodo I_A , en función de la diferencia de tensión ánodo-cátodo. Como se muestra en la figura 1.5, el SCR se mantiene bloqueado hasta que la tensión aplicada entre ánodo y cátodo alcanza el valor V_{BO} (voltaje de ruptura directa), momento en el cual, el dispositivo conmuta al estado de conducción. Sin embargo si la corriente de ánodo no supera determinado valor conocido como corriente de enganche I_L , el SCR regresará a la condición de bloqueo tan pronto disminuya el voltaje ánodo-cátodo.

Una vez que el SCR está en conducción ($I_A > I_L$), el voltaje entre las terminales ánodo y cátodo disminuye aproximadamente a $1V$, mientras que la corriente de ánodo I_A depende de la resistencia de carga que el dispositivo esté controlando. Si se reduce ahora el voltaje del ánodo, el SCR continuará conduciendo hasta que la corriente en ese sentido disminuya por debajo de un valor conocido como corriente de mantenimiento I_H .

Al aplicar una polarización inversa se observa la existencia de una débil corriente inversa de fuga, hasta que se alcanza un punto de tensión inversa máxima V_{IR} , que provoca la destrucción del elemento. El SCR es un elemento unidireccional, el disparo ha sido en este caso provocado por aumento de tensión en sentido directo.

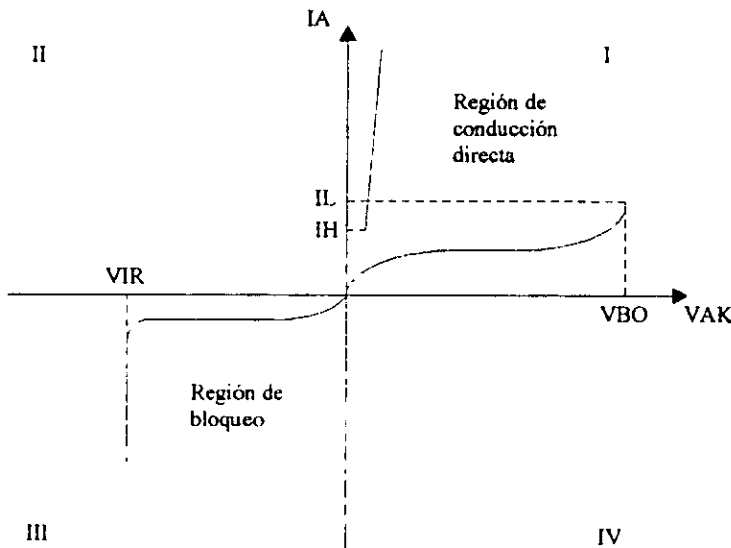


Figura 1.5 Curva característica del SCR.

La aplicación de un impulso de voltaje en la puerta del SCR modifica la tensión de cebado de éste, tal como se muestra en la figura 1.6. Cuando es nula la corriente de puerta I_G , el SCR no se ceba hasta que se alcanza la tensión V_{BO} . A medida que aumenta la corriente de puerta I_G , disminuye el valor de la tensión de disparo del dispositivo, en el límite, el SCR se comporta como un diodo, esto es, para una corriente de puerta suficientemente elevada, la menor tensión de ánodo provoca la conducción del dispositivo.

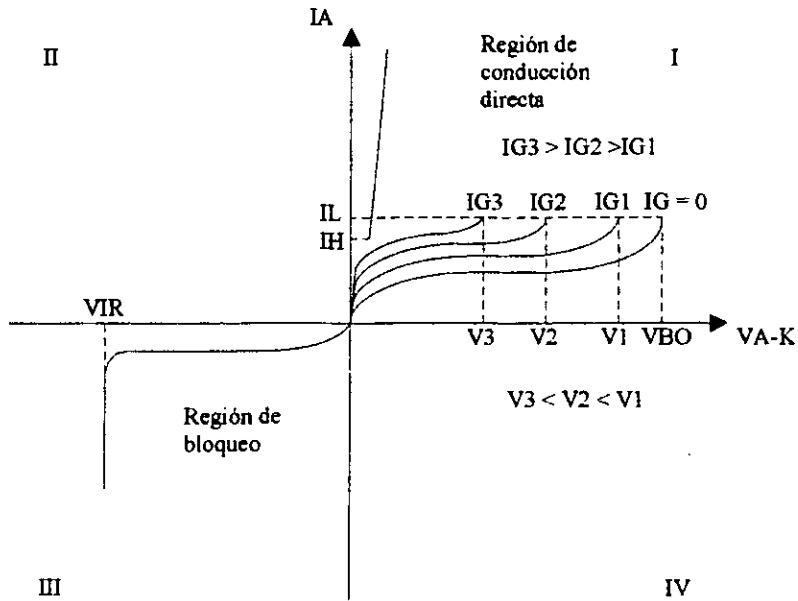


Figura 1.6 Efectos de la corriente de puerta sobre el voltaje VBO.

1.6 CARACTERÍSTICAS DE PUERTA

El comportamiento de puerta en este tipo de dispositivos, no puede describirse como en la sección anterior mediante una curva característica, esto se debe a que para todos los SCR'S de una misma familia, las tensiones y corrientes de puerta, que provocan el disparo varían con la temperatura y la fabricación. Para lograr dicha descripción se requiere de una serie de curvas características, que muestran gráficamente la tensión puerta-cátodo, en función de la corriente positiva de puerta (figura 1.7). Estas curvas generan una superficie, dentro de la cual queda definido el disparo de estos dispositivos. Así, la curva A hace referencia a aquellos elementos que pertenecientes a una misma familia precisan de tensiones de entrada relativamente elevadas, para conseguir corrientes de entrada pequeñas, mientras que la curva B refleja el comportamiento de aquellos SCR'S que con muy poca tensión de entrada, consiguen una apreciable corriente en la misma. La característica de un determinado SCR correrá dentro de estas dos curvas. Por su parte, la curva C, representa la tensión directa de pico máxima admisible, en tanto que la curva D indica la potencia de puerta máxima admisible. Generalmente se prescribe, por lo menos, un límite para el valor medio de esta potencia disipada en calor y otra para la potencia punta del impulso. 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, debido a que una corriente inversa de puerta incrementaría peligrosamente la tensión.

La superficie delimitada por las curvas antes mencionadas, abarca el comportamiento de los diferentes componentes de una misma familia. Es en esta superficie, en el plano corriente-tensión de puerta, donde se puede garantizar el cebado, siempre y cuando se

trabaje en la zona de disparo seguro. En efecto, la superficie característica, se encuentra formada por dos zonas:

Zona de disparo seguro.- Esta zona abarca aquellas combinaciones de corriente de puerta y tensión puerta-cátodo, que disparan cualquier SCR de la serie de componentes para los que se proporcionan las características de puerta (por ejemplo las curvas características mostradas en la figura 1.7 se refieren a la familia C38 de General Electric).

Zona de disparo posible.- Esta zona que en la figura 1.7a se muestra resaltada y que en la figura 1.7b aparece amplificada, abarca todas las combinaciones de corriente de puerta y tensión puerta-cátodo de los diferentes ejemplares de una misma familia de SCR'S, en los que es factible, pero no seguro el disparo.

La temperatura determinará que secciones de la región resaltada deben evitarse. A -65°C , la corriente mínima que disparará todas las unidades para la serie C38 de General Electric mostrada en la figura 1.7, es de 80 mA, en tanto que a $+150^{\circ}\text{C}$ sólo se requieren 20 mA. El efecto de la temperatura sobre el voltaje de compuerta mínimo suele no indicarse sobre las curvas de este tipo, puesto que los potenciales de compuerta en este caso de 3 V o más con frecuencia se obtienen fácilmente. Como se ilustra en la figura 1.7, se indica para toda la familia C38 de General Electric, un mínimo de 3 V para disparar todas las unidades en el intervalo de temperatura de interés. En la practica conviene recordar que la corriente y la tensión de disparo disminuyen al aumentar la temperatura.

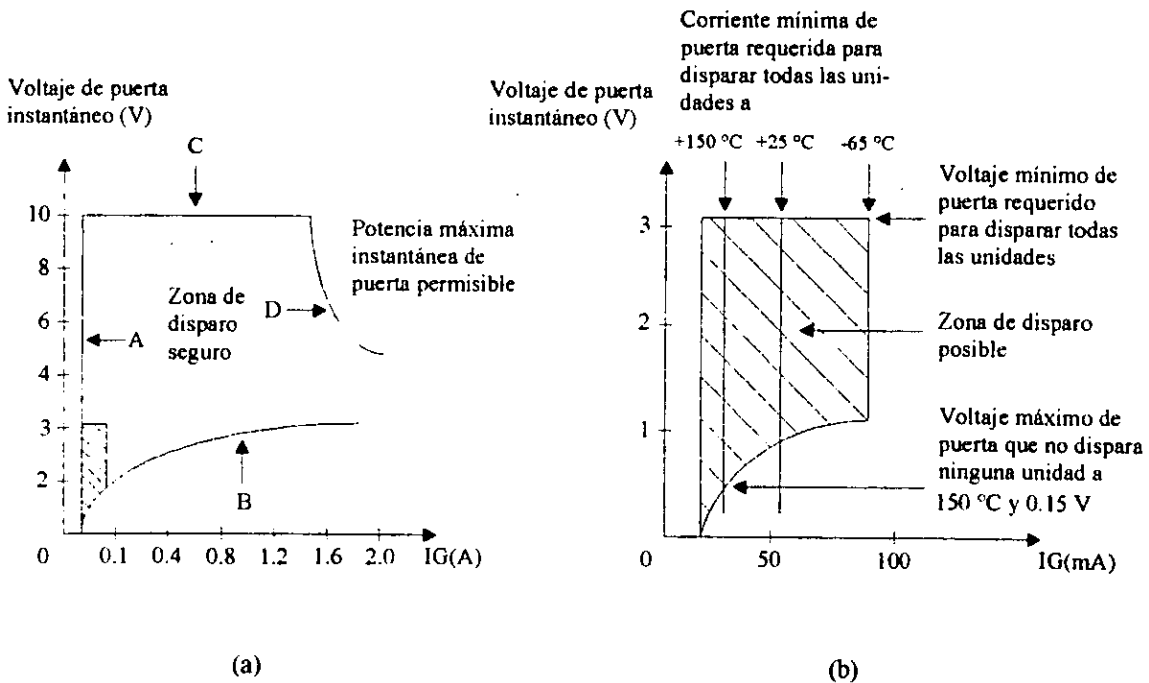


Figura 1.7 Características de puerta del SCR (serie C38 de General Electric).

1.7 MÉTODOS DE DISPARO

El paso del estado de bloqueo al de conducción del SCR, se realiza utilizando alguno de los siguientes métodos:

- a) Método de puerta.- Es el método más utilizado en el disparo del SCR, como se describió anteriormente consiste en aplicar un impulso de voltaje suficientemente grande en la puerta del SCR aprovechando el efecto transistor.
- b) Método de tensión.- Consiste en aumentar el voltaje directo entre ánodo y cátodo del dispositivo, provocando que la corriente inversa de fuga sea suficiente para provocar un brusco aumento de la corriente IE disparando al SCR.
- c) Método por radiación o efecto fotoeléctrico.- Consiste en bombardear al SCR con fotones de tal forma que los pares de electrón-huecos que se generan provoquen un aumento de la corriente de bloqueo, disparando al dispositivo. Este tipo de elementos se conocen como fototiristores.
- d) Método de la derivada de la tensión.- Este método utiliza la propiedad de presentar una cierta capacidad en la unión P-N, de tal manera, que cuando la tensión entre ánodo y cátodo crece bruscamente, dicha capacidad se carga con una corriente:

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (1.10)$$

- e) Método de aumento de temperatura.- Al aumentar la temperatura en un SCR, la corriente inversa de fuga aumenta casi al doble cada 14 °C. Si esta corriente alcanza un valor suficientemente grande, el SCR se disparará por los fenómenos ya descritos.

1.8 TIEMPO DE ENCENDIDO DEL SCR

Si un SCR está polarizado en directa, la inyección de una corriente de puerta al aplicar un impulso de voltaje positivo entre la puerta y la terminal del cátodo, cebará al SCR. No obstante, este impulso sólo afecta a la parte del cátodo vecina al electrodo de mando; por consiguiente, el paso del SCR del estado de bloqueo al de conducción está limitado en principio a esta superficie inicialmente cebada que se denomina zona primaria de cebado.

La conducción, reducida en principio a este estrecho canal, se propagará al resto del dispositivo con una velocidad finita, del orden de 0.1 mm/μs. Se puede pues considerar que la entrada en conducción del SCR pasa por dos etapas bien diferenciadas:

- a) Creación de una zona primaria de conducción;
- b) Propagación del estado conductor al resto del dispositivo.

Resulta evidente que el tiempo de encendido no puede ser nulo, ni siquiera despreciable. Se le suele denominar TON, y se define como el intervalo de tiempo entre el 10% de la corriente de puerta en régimen permanente (0.1 IG) y el 90% de la corriente activa del SCR en régimen permanente (0.9 IA). TON se puede descomponer en dos períodos que son:

Tiempo de precondicionamiento t_d (de "delay time").- Es el tiempo que transcurre desde que el flanco de ataque de la corriente de puerta alcanza la mitad de su valor final (50%) hasta que la corriente de ánodo IA alcanza el 10% de su valor máximo (figura 1.8a).

Este tiempo depende mucho de la corriente de mando, y sobre todo del tiempo de subida de esta corriente, pero depende poco de la tensión ánodo-cátodo (si es superior a por ejemplo, 200 V); varía desde 0.2 μs para los SCR'S pequeños, a 1 μs , aproximadamente, para los de media potencia (35 A, por ejemplo) y hasta 5 μs para los SCR'S de potencia.

Tiempo de subida t_r .- Es el tiempo necesario para que la corriente de ánodo IA pase del 10 al 90% de su valor máximo. Se podría también considerar el paso de la caída de tensión en el SCR, del 90 al 10% de su valor inicial (figura 1.8a).

La amplitud de la señal de puerta juega un papel importante en la duración de t_r tal como se muestra en la figura 1.8a.

La suma de $t_d + t_r = TON$. Transcurrido ese tiempo de cierre, el SCR se dispara: es el tiempo TW (figura 1.8b).

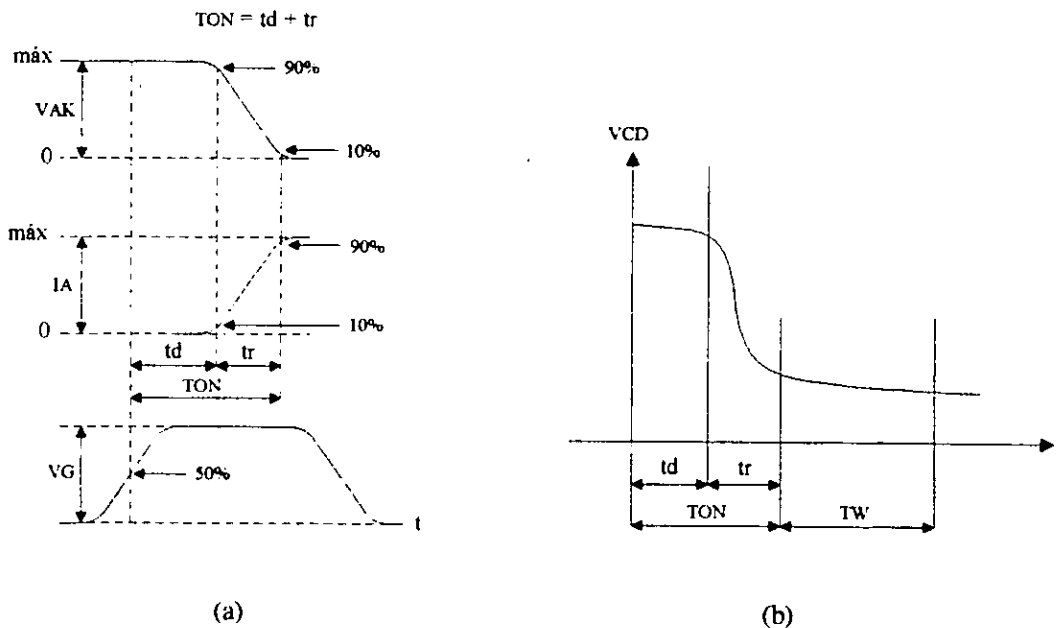


Figura 1.8 (a) Características corriente-tensión en función del tiempo; (b) Curva característica de cebado del SCR.

1.9 TIEMPO DE APAGADO DEL SCR

La extinción del SCR se produce cuando se reduce la corriente de ánodo por debajo del valor de mantenimiento I_H , o, simplemente cuando se anula la corriente de ánodo I_A . Tras la extinción, no obstante, no se puede volver a aplicar tensión positiva antes de un cierto tiempo, so pena de que el SCR vuelva a conducir. Por tanto, para conseguir la conmutación del estado de conducción al de bloqueo, se requiere de un tiempo de extinción $TOFF$; el cual se define como el valor mínimo del intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente de conducción I_A se ha reducido a cero y el instante en que el SCR es capaz de soportar un voltaje directo sin cebarse.

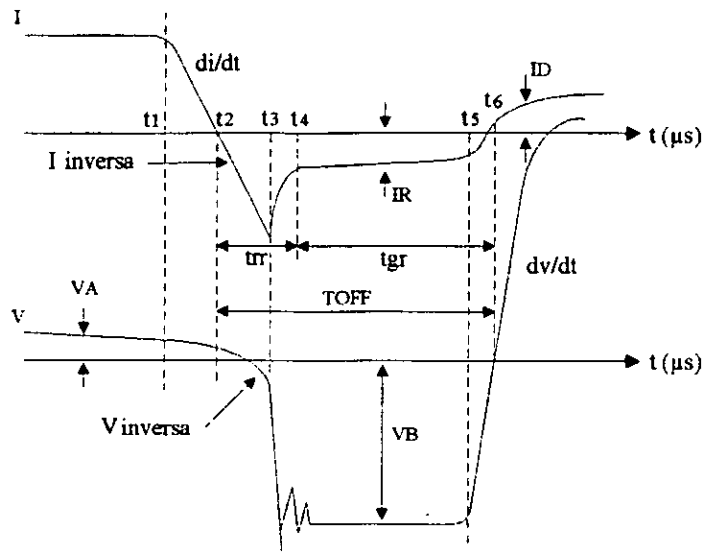


Figura 1.9 Características de extinción del SCR.

Las curvas de la figura 1.9 nos presentan el proceso de extinción del SCR. En esta figura podemos observar que al bloquear al SCR en t_1 ; La corriente disminuye siguiendo la pendiente di/dt ; la tensión en el SCR, que era V_A (aproximadamente de 1 V) disminuye también ligeramente.

En el instante t_2 , se invierte la corriente; si el SCR fuera perfecto se bloquearía instantáneamente; ahora bien, el SCR se comporta como un cortocircuito, durante el tiempo t_2, t_3 , bloqueándose bruscamente en t_3 .

En ese momento observamos un salto de tensión, y a menudo una sobreoscilación o una oscilación debida a las inductancias y capacidades repartidas. La unión inversa a 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_6 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 o apagado que varía desde $5 \mu s$, para los SCR'S rápidos, hasta $50 \mu s$ para los SCR'S clásicos e incluso hasta $400 \mu s$ para los muy grandes, depende de muchos parámetros y crece con:

- a) El aumento de la temperatura de la unión;
- b) El aumento de la corriente directa;
- c) El incremento de la pendiente negativa de la corriente directa (di/dt);
- d) La disminución de la corriente inversa de pico;
- e) La disminución de la tensión inversa;
- f) El incremento de la impedancia externa de puerta;
- g) El aumento de la polarización positiva de puerta.

1.10 DISPARO DEL SCR

El disparo del SCR se realiza generalmente empleando el método de puerta, el cual consiste en aplicar un impulso de voltaje en la puerta del SCR para provocar que el dispositivo conmute del estado de bloqueo al de conducción. El disparo puede ocurrir en corriente directa así como en corriente alterna. En efecto, sin importar el hecho de que el SCR sea un dispositivo unidireccional, se puede lograr que trabaje con ambos semiperíodos positivo y negativo de la tensión de red.

Si el disparo se realiza en corriente continua, se puede utilizar uno de los circuitos de la figura 1.10. En ambos casos si el interruptor SW se encuentra abierto, la corriente en la terminal de puerta es nula y el SCR permanecerá bloqueado. En el instante en que el interruptor SW se cierra aparece un flujo de corriente en la puerta del SCR, si esta corriente alcanza un valor suficientemente grande, el dispositivo conmutará del estado de bloqueo al de conducción y la carga quedará energizada, para que esto ocurra, se debe seleccionar un valor adecuado de la resistencia R_G . El valor de la corriente de puerta necesaria para asegurar el cebado del SCR, lo proporciona el fabricante mediante el manual de datos técnicos utilizando la notación IGT.

Una vez que el SCR conmuta del estado de bloqueo al de conducción, éste permanecerá en ese estado sin importar que el interruptor SW sea abierto, esto debido a que no se necesita una corriente de puerta para mantener al SCR en conducción.

Los circuitos de la figura 1.10, pueden emplearse indistintamente si el disparo se realiza en corriente continua. Sin embargo, a diferencia del circuito de la figura 1.10a, el circuito de la figura 1.10b no utiliza una fuente de voltaje en el tramo de mando (puerta-cátodo), dicho circuito obtiene la energía de mando a través del ánodo del SCR, con lo cual, el circuito se simplifica.

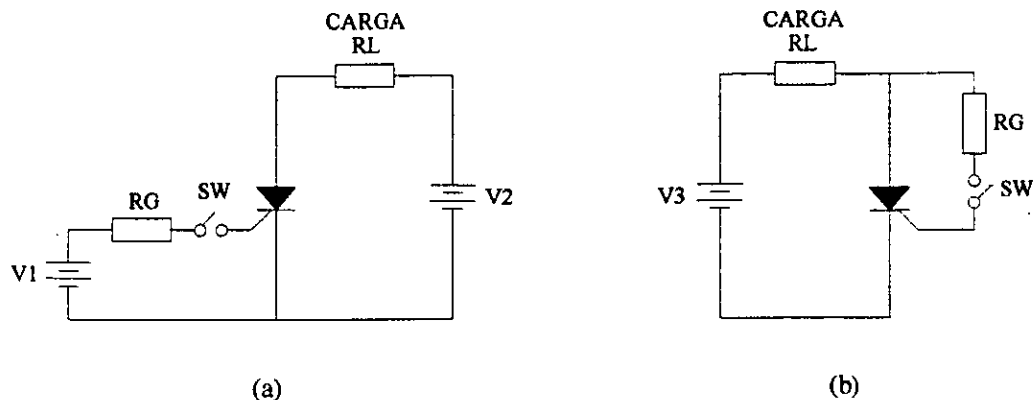


Figura 1.10 Circuitos de disparo en corriente continua para el SCR.

Cuando el disparo ocurre en corriente alterna entonces, el circuito empleado puede ser como el de la figura 1.11. Del mismo modo que en el caso de corriente continua, si el interruptor SW se encuentra abierto, el SCR estará bloqueado y la carga desenergizada. Si SW se cierra durante el semiciclo negativo, la polaridad en inversa del diodo D1 impedirá la circulación de corriente en la terminal de puerta y el SCR continuará bloqueado. Por el contrario, si SW se cierra durante el semiciclo positivo, el disparo del SCR tendrá lugar tan pronto la tensión de red supere la suma de los valores instantáneos de la tensión de umbral del diodo D1 y la tensión de arranque del tramo puerta - cátodo del SCR.

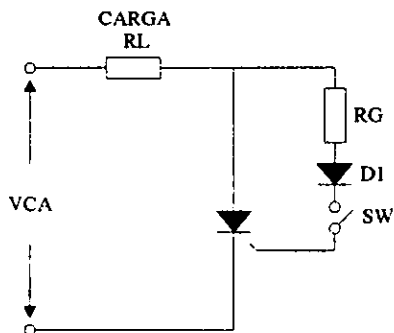


Figura 1.11 Circuito de disparo unidireccional del SCR en corriente alterna.

El circuito anterior permite el paso de corriente solamente durante el semiciclo positivo de la tensión de red. Esto provoca que el control de potencia aplicado a la carga sea únicamente de media onda. Un control de potencia bidireccional o de onda completa puede obtenerse utilizando un par de SCR'S conectados en antiparalelo, tal como se muestra en la figura 1.12. En este circuito el SCR1 conduce durante el semiciclo positivo de la tensión de red, mientras que, el SCR2 lo hace en el semiciclo negativo. En ambos casos, el disparo ocurre si el interruptor SW se cierra y la tensión de red supera la suma de los valores instantáneos de la tensión de umbral del diodo correspondiente (D1 para el SCR1 y D2 para el SCR2) y la tensión de arranque del tramo puerta-cátodo del SCR en cuestión.

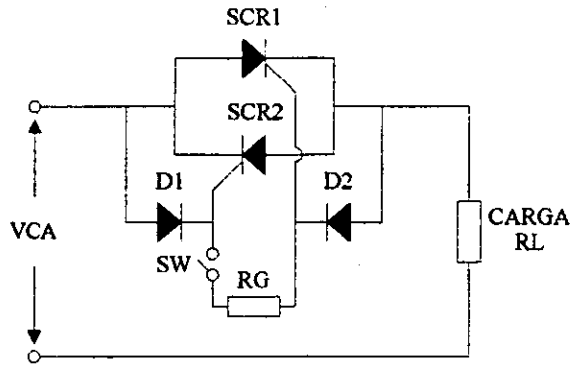


Figura 1.12 Disparo bidireccional del SCR mediante dos SCR'S conectados en antiparalelo.

Una variante de la conexión de dos SCR'S en antiparalelo consiste como se muestra en la figura 1.13, en sustituir un SCR por un diodo D1; con esto únicamente puede controlarse el semiciclo en el cual el SCR trabaja. En el otro semiciclo se deja pasar corriente constantemente en dependencia con la polaridad del diodo D1. Esto significa que incluso estando el SCR en el estado de bloqueo, siempre fluirá corriente a través del diodo y por la carga; esta parte de corriente no puede ser controlada por el SCR; solamente puede ser controlada la parte de corriente que le corresponde al SCR añadida a la del diodo. Lo anterior hace posible que la potencia absorbida por la carga, pueda ser controlada con un rango que va desde la mitad, hasta la totalidad de su valor pleno. Debido a esta propiedad, al circuito de la figura 1.13, se le denomina de semicontrol, y se utiliza en todos aquellos casos, en los que se necesita que la variación de potencia sea cercana a la plena carga.

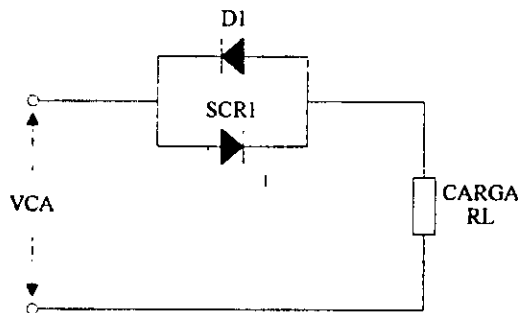


Figura 1.13 Variante de la conexión de dos SCR'S conectados en antiparalelo.

Un sólo SCR puede controlar ambas alternancias de una fuente de corriente alterna. Esto se logra conectando el SCR en la diagonal de un puente rectificador como el que se muestra en la figura 1.14. Cuando la línea de corriente alterna está en su semiciclo positivo, los diodos A y C están polarizados directamente, por lo que, si el SCR se ceba, el voltaje de línea es aplicado a la carga. Cuando la línea de corriente alterna está en su semiciclo negativo, los diodos B y D están directamente polarizados; por lo que nuevamente el voltaje de línea es aplicado a la carga cuando el SCR se dispara. La forma de onda en la carga es por tanto bidireccional de onda completa.

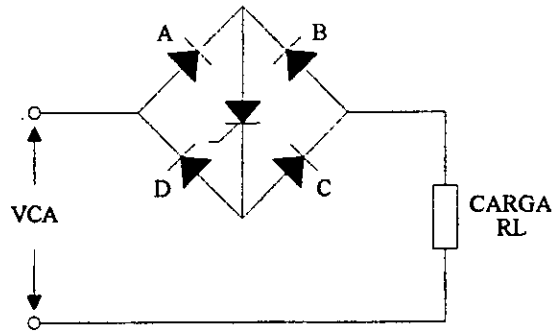


Figura 1.14 Disparo bidireccional del SCR mediante un puente rectificador.

1.11 MÉTODOS DE APAGADO DE UN SCR

Una vez que el SCR se encuentra cebado, éste se mantiene en conducción, sin importar que el impulso de voltaje en la puerta desaparezca. Para lograr que el SCR se desactive, es necesario limitar la corriente de ánodo I_A (corriente en la carga), hasta un valor inferior a la corriente de mantenimiento I_H . Si el SCR se encuentra trabajando en corriente alterna se desactivará automáticamente cuando se invierta la tensión de red y la corriente I_A sea menor a la corriente de mantenimiento I_H . Si el SCR está trabajando en corriente directa se desactivará mediante alguno de los siguientes métodos.

- a) Método de interrupción de corriente de ánodo o natural.- Este Método consiste en desactivar al SCR mediante la interrupción de la corriente de ánodo. La interrupción puede ser en serie (figura 1.15a) o en derivación (figura 1.15b). Como se muestra en la figura 1.15, si la interrupción es en serie I_A es cero cuando se abre el interruptor SW, mientras que si es en derivación I_A es cero cuando se cierra el interruptor SW.

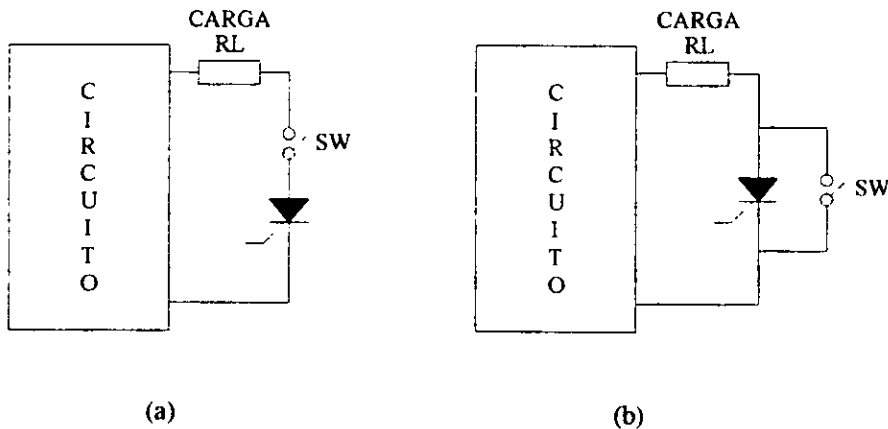


Figura 1.15 Interrupción de la corriente de ánodo: (a) en serie; (b) en derivación.

b) Método de interrupción forzada.- Este método consiste en polarizar inversamente las terminales principales del SCR (tramo ánodo-cátodo), provocando la circulación de corriente en sentido opuesto a la corriente de carga, con ello se consigue que la corriente total a través del SCR descienda por debajo de la corriente de mantenimiento I_H , bloqueándose el dispositivo semiconductor.

Lo anterior se puede conseguir de diversas maneras, una de ellas, tal como se muestra en la figura 1.16a es utilizando una fuente de tensión auxiliar que queda aplicada al tramo de conmutación del SCR al cerrar el interruptor SW. Este interruptor puede ser sustituido por un transistor (figura 1.16b). Si el transistor se encuentra cortado, la impedancia de colector a emisor es muy elevada, por lo que, el circuito de apagado no afecta la operación del SCR. Cuando el transistor pasa al estado de conducción, se produce una baja impedancia de colector a emisor. El potencial de la batería aparecerá entonces directamente en el SCR forzando la corriente a través de él en la dirección inversa para bloquearlo.

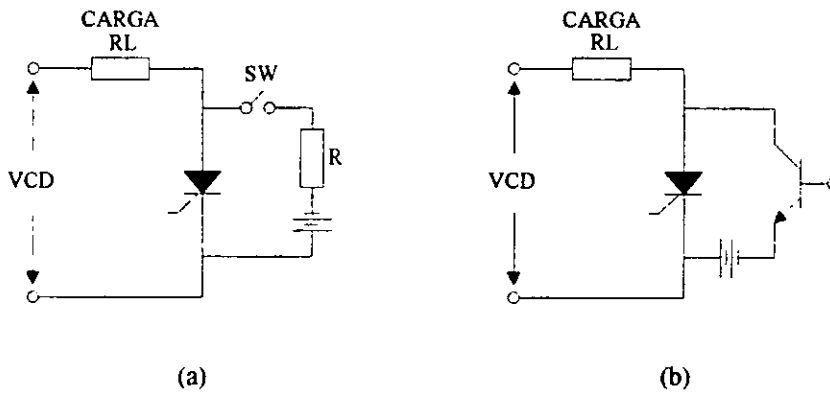


Figura 1.16 Interrupción forzada: (a) mediante una fuente de tensión de corriente continua; (b) mediante un transistor.

Otra posibilidad de bloquear un SCR en conducción es como se indica en la figura 1.17, mediante el empleo de un capacitor (de bloqueo), el cual se carga a través de R con la polaridad indicada cuando el SCR entra en conducción y se descarga sobre el SCR al cerrar el pulsador P apagando el SCR.

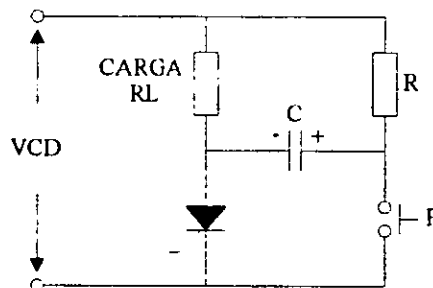


Figura 1.17 Interrupción forzada mediante un capacitor de bloqueo.

El pulsador P del circuito de la figura anterior puede ser sustituido por un SCR auxiliar (de bloqueo), dando origen al circuito de la figura 1.18.

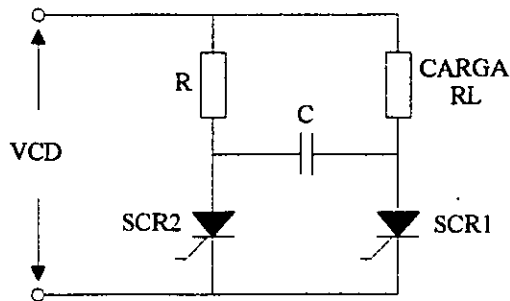


Figura 1.18 Interrupción forzada utilizando un SCR auxiliar.

El funcionamiento es el siguiente: Estando bloqueados ambos SCR'S, el voltaje de alimentación aparecerá entre las terminales de los SCR'S, si se aplica un impulso de voltaje en la puerta del SCR1, éste pasará a conducción y el voltaje a través de sus terminales disminuirá hasta la tensión de conducción del SCR (aproximadamente 1V). Ahora la placa izquierda de C se encuentra a un voltaje igual al de alimentación ya que el SCR2 continua bloqueado, en tanto que, la placa derecha de C se encuentra a un potencial igual al voltaje de conducción del SCR1, por lo que, C comenzará a cargarse con una constante de tiempo igual a RC y alcanzará prácticamente el valor de la tensión de alimentación al transcurrir un intervalo de tiempo de aproximadamente $4RC$. Una vez cargado C, si se pone en conducción el SCR2 (mediante su puerta), el capacitor C se descargará a través del SCR1 bloqueándolo y la carga RL quedará desenergizada.

Inmediatamente después se vuelve a cargar C a través de RL , pero esta vez la carga de C se efectúa con polaridad opuesta, hasta alcanzar una tensión que es la de alimentación disminuida por el valor de la tensión de paso del SCR2. Esta carga se lleva a cabo según la constante de tiempo CRL y finaliza aproximadamente al cabo de $4CRL$. Si el SCR1 es cebado mediante un impulso de voltaje en su puerta, el capacitor C se descargará ahora sobre el SCR2 bloqueándolo. El proceso descrito es repetitivo, esto es, la conmutación de un SCR a conducción conmutará al otro SCR a corte.

Si la resistencia R no es otra carga, debe ser elegida cuidadosamente para minimizar la pérdida de potencia en ella y obtener una constante de tiempo que no sea grande comparada con la frecuencia de conmutación. En cuanto a los SCR'S, éstos deben estar dimensionados por lo menos para una tensión del doble que la de alimentación; por supuesto que el SCR1 debe soportar la corriente de carga. Por su parte, el capacitor de bloqueo C debe poder aguantar una tensión alterna con un valor cresta por lo menos igual a la tensión de alimentación y su capacidad queda definida mediante la ecuación 1.7.

$$C > \frac{TOFF}{0.7 RL} \text{ en } \mu F \quad (1.11)$$

Es aconsejable utilizar una capacidad de mayor valor al calculado y reducir C en la práctica hasta que su valor sea justamente mayor que el necesario para que no falle la conmutación. Cuando la carga contiene inductancia, el valor de C se reduce, por lo que el criterio anterior se puede seguir cualquiera que sea el tipo de carga a controlar.

Los circuitos de conmutación forzada también pueden ser implementados con circuitos oscilantes LC. Este tipo de circuitos, pueden estar conectados en serie o en paralelo con el SCR. El esquema de la figura 1.19a, presenta un circuito oscilante en serie, en el cual, cuando el SCR entra en conducción, la corriente fluye a través de la carga, cargando al capacitor con la polaridad indicada. Cuando el capacitor se ha cargado, el circuito LC comenzará a oscilar, la corriente oscilante de resonancia se invertirá después de medio ciclo y si ésta es mayor que la corriente de carga, el SCR conmutara del estado de conducción al de corte.

En la figura 1.19b, aparece un circuito oscilante en paralelo. En este circuito inicialmente el SCR se encuentra bloqueado, por lo que el capacitor se carga mediante la carga RL con la polaridad indicada. Si el SCR es puesto en conducción el capacitor se descarga y el circuito LC comienza a oscilar. La corriente directa del SCR descenderá por debajo del valor de mantenimiento IH, en cuanto se produce la primera inversión de la corriente del circuito oscilante, para que esto ocurra C debe contar con un valor conveniente, definido por la ecuación 1.12.

$$C > \frac{TOFF}{RL} \text{ en } \mu F \quad (1.12)$$

En la práctica C se reducirá desde este valor hasta el mínimo que de una conmutación fiable.

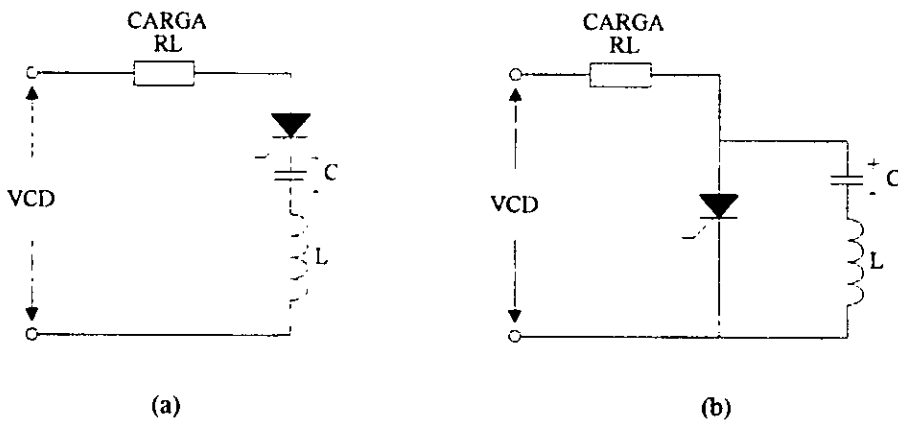


Figura 1.19 Conmutación forzada mediante un circuito oscilante: (a) en serie; (b) en paralelo.

1.12 PENDIENTE DE TENSION dv/dt

La pendiente de tensión dv/dt se define como la máxima velocidad de crecimiento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo que el SCR puede soportar, si esta velocidad de crecimiento se excede, se corre el riesgo de provocar accidentalmente el disparo del SCR aún cuando no ocurra señal de puerta. Este fenómeno se debe a la capacidad interna del SCR que se carga con una corriente $i = C dv/dt$ la cual, si dv/dt es grande, puede ser suficiente para lograr el cebado.

La dv/dt admisible varía considerablemente con la temperatura, generalmente aumenta con todo lo que tiende a dificultar el cebado. Así, por ejemplo, la introducción de un resistor en paralelo con la puerta, que reduce la sensibilidad del SCR, mejora la relación dv/dt . Gracias a la tecnología "shorted emitter" que integra ya un resistor de difusión entre la puerta y el cátodo del SCR se fabrican actualmente SCR'S que soportan $500 V/\mu s$.

A pesar de lo grande que sea cualquier onda transitoria que aparezca a través de las terminales de ánodo y cátodo, siempre que ésta tenga una pendiente menor que el valor de dv/dt especificado por el manual del fabricante, el SCR permanecerá bloqueado mientras no aparezca un pulso de corriente en la puerta del mismo. Si se presenta una onda transitoria o si la tensión ánodo-cátodo supera el valor dv/dt que especifica el fabricante, el SCR puede cebarse aún con la ausencia de corriente de puerta, para evitar este hecho indeseable, se requiere adicionar un circuito que proteja al SCR. Dicho circuito consiste en conectar una rama RC en paralelo con las terminales ánodo y cátodo. En el capítulo 4 se analizará más a fondo este tipo de protecciones.

1.13 PENDIENTE DE CORRIENTE di/dt

La pendiente de corriente di/dt , se refiere a la velocidad de crecimiento de la corriente que aparece entre las terminales del SCR, esta velocidad impuesta al SCR por el circuito exterior o carga utilizada, es de gran importancia, ya que paralelamente con el incremento de corriente, ocurre una caída de tensión en el SCR durante la conmutación del estado de bloqueo al de conducción; como la conmutación no se efectúa instantáneamente, si la di/dt es excesiva, habrá momentos en que se presenten simultáneamente valores elevados de corriente y de tensión; esto daría como resultado que la potencia instantánea alcanzaría valores muy altos, 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 di/dt depende también de las condiciones de puerta, el convenio, generalmente consiste en alimentar la puerta a 20 V con un resistor en serie de 20Ω (o en hacer IG algunas veces mayor que la IG mínima de cebado).

En los catálogos de SCR'S el fabricante proporciona el valor de la máxima velocidad admisible de crecimiento de la corriente (por ejemplo $20 A/\mu s$), el cual hay que respetar si

no se desea comprometer la vida del SCR. Este límite de corriente principalmente se refiere a valores de corriente superiores al de mantenimiento.

Si el SCR es cebado por impulsos éstos deben ser lo suficientemente largos como para permitir que la corriente en el SCR haya alcanzado el valor de la corriente de enganche I_L . Esto significa que así como hay un valor de crecimiento de corriente máximo, también hay un valor mínimo de crecimiento de la corriente que requiere ser alcanzado si se desea conseguir el cebado del SCR, en especial en circuitos inductivos, en los cuales la corriente no aparece repentinamente, si no que su velocidad de crecimiento es directamente proporcional al valor instantáneo de la tensión en el momento del arranque y cuanto mayor sea la proporción de la inductividad de la carga, es decir, cuanto mayor sea la relación L:R.

1.14 INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA

Los límites de funcionamiento de un SCR se definen por una magnitud esencial: la temperatura máxima admisible en la unión. Puede ser de 125°C o de 150°C . Las especificaciones técnicas de cada tipo de SCR dan los valores límites de la temperatura de trabajo, que pueden ser, por ejemplo, de -55°C a $+125^\circ\text{C}$.

La energía eléctrica disipada en el SCR, independientemente del sentido en que circule la corriente, aparece en forma de energía térmica al nivel de las uniones, de forma que la potencia total pérdida en el cristal implica una elevación de temperatura de la unión.

Esta cantidad de potencia disipada no representa de hecho más que una ínfima parte de la potencia total puesta en juego en el circuito, pero no debemos 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 la temperatura ambiente en las industrias suele ser, con bastante frecuencia, del orden de los 50 ó 60°C .

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

Las principales magnitudes térmicas características son:

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 entorno al radiador del SCR. 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 desprende del cristal es proporcional a la diferencia existente entre la temperatura de la unión y la del ambiente.

Por analogía con la ley de Ohm podemos entonces asignar carácter de diferencia de potencial térmico a esta diferencia de temperatura, y definir una corriente de conducción térmica como la cantidad de calor que escapa, cada segundo, del radiador.

A partir de ello se impone, por sí misma, la noción de resistencia térmica; esta resistencia es la que determina la circulación térmica entre la unión y el ambiente, y se mide en grados celsius por watt ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

Temperatura de la cápsula.- La temperatura de la cápsula, T_c es la que se mide en la cápsula que encierra el cristal, en el punto más caliente, esto es, en el punto más cercano a las uniones, accesible no obstante, desde el exterior.

1.15 POTENCIA DISIPADA

La potencia disipada en la unión de un SCR depende de las cinco causas siguientes:

- 1.- Las pérdidas por conducción directa;
- 2.- Las pérdidas por conmutación durante el cebado;
- 3.- Las pérdidas por conmutación durante la extinción;
- 4.- Las pérdidas durante el bloqueo;
- 5.- Las pérdidas en el circuito de puerta.

Esta potencia disipada se manifiesta bajo la forma de calor, que eleva la temperatura de la unión T_j . En la práctica se usa la ecuación 1.13.

$$T_j - T_c = PR_{th} \quad (1.13)$$

donde:

T_j es la temperatura de la unión, en grados celsius.

T_c es la temperatura de la cápsula, en grados celsius.

P es la potencia media disipada en la unión, en watt;

R_{th} es la resistencia térmica unión-cápsula, en grados celsius por watt ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$), y esto en régimen estable.

Esta ecuación sirve para calcular la potencia máxima admisible en corriente directa cuando se toma T_j = temperatura máxima.

Si se trabaja en régimen transitorio, por ejemplo, en régimen de impulsos, la temperatura de la unión sobrepasa los valores que permite calcular la fórmula anterior. Es necesario entonces recurrir a la noción de impedancia térmica.

Con un tiempo de funcionamiento t suficiente, la ecuación 1.14 da la diferencia de temperatura unión-cápsula.

$$T_j - T_c = PZ_{th} \quad (1.14)$$

donde P es la potencia media disipada durante el tiempo t y Z_{th} es la impedancia térmica.

1.16 DATOS TÉCNICOS DEL SCR

Los SCR'S, para su funcionamiento óptimo requieren trabajar bajo ciertos valores límite de tensión, corriente, temperatura, potencia, etcétera, establecidos por el fabricante a través del manual de datos técnicos. Dichos valores pueden ser: estáticos, dinámicos, de control y térmicos.

Características estáticas.- Este tipo de Características se obtienen cuando el SCR se encuentra en el estado de bloqueo.

Voltaje directo de cresta pico (VFDM).- Es el voltaje límite positivo de ánodo por encima del cual el SCR se puede deteriorar.

Voltaje directo de disparo (VBO).- Es el mínimo voltaje de ánodo a cátodo necesario para la activación en espera de una señal de puerta.

Corriente de fuga directa (IF).- Esta corriente se origina con la polarización directa ánodo cátodo con el SCR sin conducción.

Voltaje inverso de ruptura (VIR).- Es el voltaje inverso que produce la ruptura del elemento.

Voltaje inverso recurrente (VRWM).- Se define así al valor máximo que puede tomar la amplitud de la tensión inversa periódica aplicada entre el ánodo y el cátodo del SCR.

Voltaje inverso recurrente de pico (VRPM).- Es el valor máximo que pueden alcanzar las puntas recurrentes de la tensión inversa. Este valor es numéricamente al valor máximo de tensión inversa del SCR (valor de pico máximo).

Características dinámicas.- Las características dinámicas se obtienen cuando el SCR está en el estado de conducción.

Corriente de trabajo (IRMS).- Es el valor de corriente típico con el cual el SCR trabaja óptimamente.

Voltaje de encendido (VON).- Es la diferencia de potencial ánodo-cátodo promedio que tiene el SCR en trabajo normal.

Corriente de enganche (IL).- Es la corriente de ánodo IA mínima requerida para mantener al SCR en el estado de conducción inmediatamente después de que ha sido disparado y se ha retirado la señal de puerta. Su valor es por lo general de dos a tres veces la corriente de mantenimiento, definida a continuación.

Corriente de mantenimiento (IH).- Es la corriente necesaria de ánodo IA que debe circular para mantener al SCR en el estado de conducción.

Características de control.- Este tipo de características se refieren al control del SCR cuando existe disparo de puerta.

Corriente de puerta (IGT).- Es el valor de la corriente de puerta mínima necesaria para asegurar el disparo del SCR.

Voltaje de disparo (VGT).- Es el voltaje mínimo de puerta que asegura el disparo del SCR.

Voltaje máximo en la puerta sin disparo (VGD).- Es la tensión máxima aplicable a la puerta sin provocar el disparo. Esta tensión se define a la temperatura máxima y es siempre muy inferior a la tensión de disparo.

Potencia media disipable de puerta (PGAV).- Es el valor de la potencia disipada en la unión puerta-cátodo.

Potencia de pico de puerta (PGFM).- 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 PGAV y su límite depende de las condiciones de cebado.

Características Térmicas.- Las características térmicas están determinadas por la influencia del incremento de la temperatura en los materiales semiconductores.

Temperatura de la cápsula (TC).- Es la temperatura que posee el encapsulado del dispositivo.

Temperatura de la unión (TJ).- Es la cantidad de calor que se desprende del cristal semiconductor y es proporcional a la diferencia existente entre la temperatura de la unión y la del medio ambiente.

Disipación de energía (PTAV).- Son todas las pérdidas que por efecto Joule son generadas por el SCR.

1.17 ENCAPSULADO DEL SCR

El encapsulado del SCR varía mucho según se trate de dispositivos de pequeña, mediana o gran potencia. A grosso modo podemos distinguir:

- a) Las cápsulas con hilos terminales.- Las más conocidas son las TO-5M y TO-18, con una versión plástica, la TO-92. A propósito de estas cápsulas, conviene hacer notar que la evacuación de calor no se obtiene sólo por convección natural, sino también por conducción al soporte mediante las terminales. La potencia disipable podrá así variar considerablemente con la longitud de estos hilos y con la capacidad de disipación del soporte. Además, en una variante del TO-5M conviene incluso soldar la cápsula a un radiador para poder obtener la potencia máxima anunciada.
- b) Las cápsulas atornillables.- Este tipo de cápsulas se utiliza mucho en los diodos, desde algunos amperes hasta centenas de amperes. Su empleo es menos general en SCR'S pero aún dominan la gama situada por encima de 15 ó 20 amperes. Han de asociarse a radiadores de impedancia térmica adecuada.
- c) Las cápsulas planas.- Destacan en primer lugar las TO-66 y TO-3, heredadas de los transistores. Ofrecen sobre todo la ventaja de ser bien conocidas, pero tienden a cambiarse por cápsulas de plástico como las TO-220, cada vez más utilizadas en la gama de 6 a 15 amperes. La figura 1.20 muestra algunos de los distintos tipos de encapsulados empleados en los SCR'S.

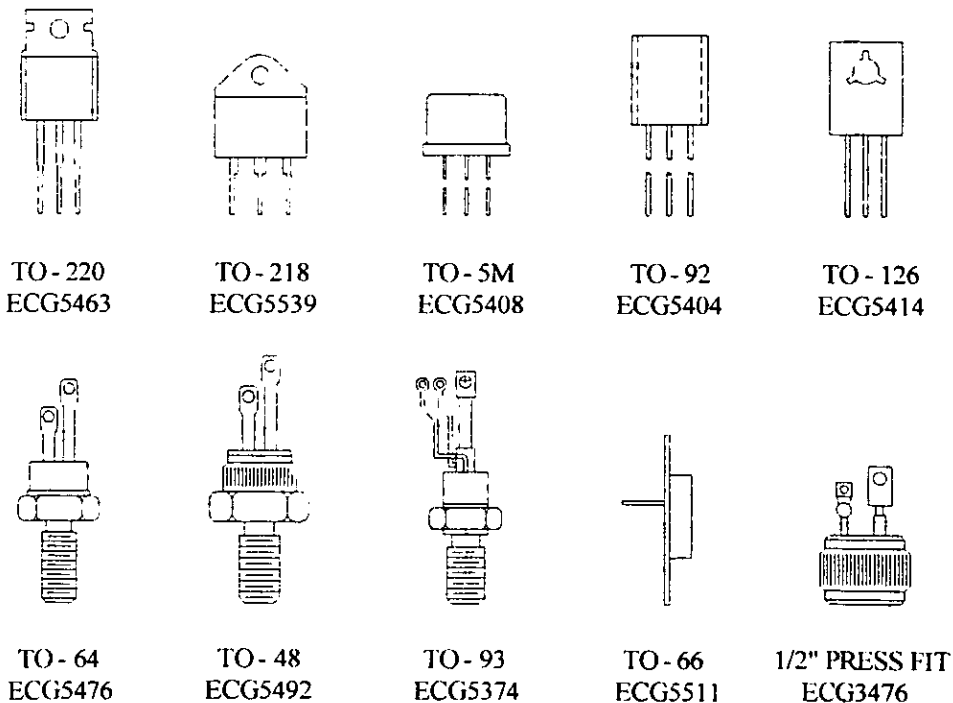


Figura 1.20 Tipos de encapsulados del SCR.

CAPÍTULO 2

TEORÍA DEL TRIAC

2.1 INTRODUCCIÓN

El desempeño satisfactorio obtenido con la introducción del SCR en el campo de la electrónica, generó la inquietud de los investigadores para desarrollar un dispositivo más apto para conducción controlada en circuitos de corriente alterna.

La inquietud anterior dio origen al TRIAC, que se caracteriza por ser un componente simétrico en cuanto a conducción y estado de bloqueo se refiere, tiene unas fugas de bloqueo y caída de tensión en conducción prácticamente iguales a las de un SCR y el hecho de que entre en conducción si se supera la tensión de ruptura en cualquier sentido, lo hace inmune a destrucción por sobretensión. Sin embargo, a diferencia de un SCR, un TRIAC debido a la complicación de su estructura es más delicado en cuanto a dv/dt , di/dt y capacidad para soportar sobreintensidades. Se fabrican para intensidades desde algunos amperios hasta unos 400 A eficaces y desde 400 a 1000 V de tensión de pico repetitivo.

Al TRIAC se le puede considerar como un interruptor de corriente alterna y es definitivamente la versión bidireccional del SCR. El campo de acción de los TRIAC'S es muy vasto, en especial para lo relativo al control de velocidad de motores, control de iluminación, conmutación pura, electrodomésticos, control de temperatura etcétera.

2.2 DEFINICIÓN Y TERMINALES DEL TRIAC

El TRIAC (triode alternating current - triodo para corriente alterna), es un dispositivo semiconductor capaz de pasar de un estado de bloqueo a un régimen conductor en los dos sentidos de polarización y volver al estado de bloqueo por inversión de la tensión o por disminución de la corriente por debajo del valor de mantenimiento I_H , está constituido por tres electrodos: terminal MT1, terminal MT2 y la puerta. Las terminales MT1 y MT2 se

intercalan en el circuito a controlar (como si de un interruptor se tratara), la puerta por su parte es el electrodo de mando, sirve para provocar el arranque del paso de corriente. Al tramo puerta - MT1 se le conoce como tramo de entrada o de mando, mientras que al tramo MT2 - MT1 se le designa como tramo de salida o principal. En la figura 2.1a se muestran las capas semiconductoras que conforman al TRIAC, mientras que en la parte b y c de dicha figura se observan el símbolo de este dispositivo, así como, los tramos de entrada y salida.

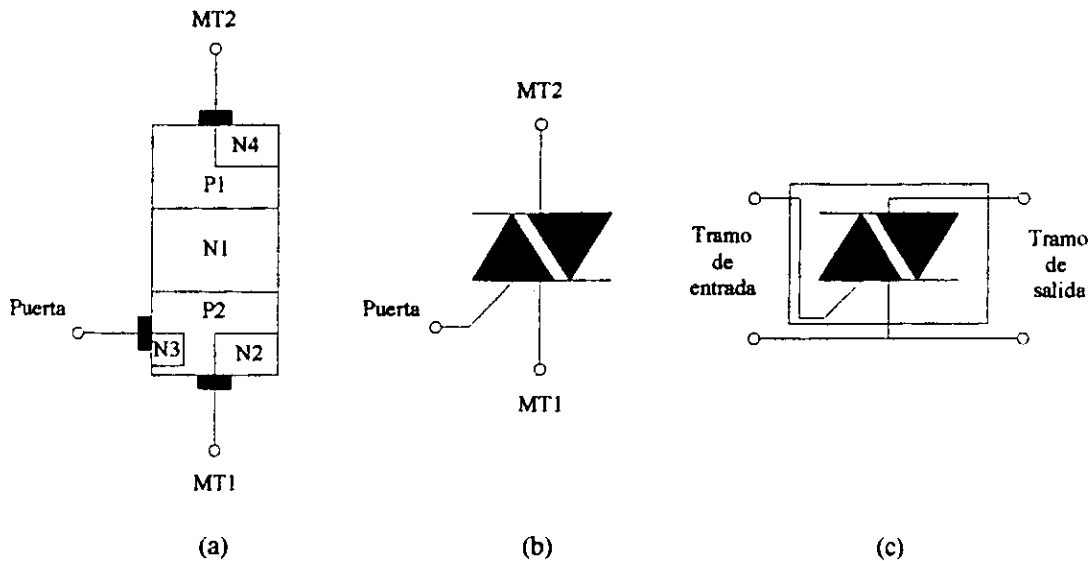


Figura 2.1 TRIAC: (a) estructura semiconductor; (b) símbolo; (c) tramos de entrada y salida.

2.3 FUNCIONAMIENTO DEL TRIAC

Un TRIAC puede presentar dos estados de trabajo: de bloqueo y de conducción. Cuando está bloqueado, no puede fluir corriente entre las terminales MT1 y MT2 sin importar la polaridad de la fuente externa aplicada, por tanto, el TRIAC funciona como un interruptor abierto. Cuando el TRIAC es llevado a conducción, presenta una resistencia muy baja al paso de corriente entre MT1 y MT2, donde el sentido del flujo depende de la polaridad de la fuente de tensión. Si el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1 a través de las capas P1N1P2N2; en tanto que, si el voltaje es más positivo en MT1, la corriente fluye de MT1 a MT2 a través de las capas P2N1P1N4, en ambos casos, el TRIAC funciona como un interruptor cerrado.

Generalmente para conseguir la conmutación del estado de bloqueo al de conducción se aplica un impulso de voltaje en la terminal de puerta. Una vez en conducción el TRIAC se mantendrá en ese estado hasta que la corriente entre MT1 y MT2 caiga por debajo del valor de mantenimiento I_H . En TRIAC'S de mediana potencia I_H es del orden de 100 mA.

El TRIAC puede conducir durante los 360° de la tensión de red o con el arreglo adecuado de disparo, se puede modificar el valor promedio de la corriente que se entrega a la carga.

Esto se logra variando la cantidad de tiempo por ciclo que el TRIAC permanece en el estado de conducción, si éste es pequeño el valor promedio de la corriente será bajo, mientras que si es grande, el valor promedio de la corriente será alto.

Los TRIAC'S presentan ante los interruptores mecánicos convencionales las siguientes ventajas: no producen rebotes de contactos, no generan arco eléctrico en contactos parcialmente abiertos y pueden operarse mucho más rápido, por tanto, permiten un control de potencia más preciso.

2.4 CURVA CARACTERÍSTICA DEL TRIAC

El TRIAC se puede analizar mediante su curva característica que muestra gráficamente el comportamiento de la corriente existente entre las terminales MT2 y MT1 en relación con el voltaje aplicado entre dichas terminales. La figura 2.2 presenta la curva característica de un TRIAC, en ella se observa que el dispositivo puede dispararse en ambos sentidos de polarización, siempre y cuando el voltaje aplicado entre las terminales MT2 y MT1 supere el voltaje de ruptura V_{BO} y la corriente en este tramo sea mayor al valor de la corriente de enganche I_L .

El valor de corriente para el cual el TRIAC se bloquea cuando la conducción se reduce lentamente partiendo de un nivel más alto, se denomina corriente de mantenimiento I_H y su valor es siempre inferior a la corriente de enganche.

Al igual que en un SCR, la aplicación de corriente en la puerta del dispositivo permite que el voltaje de ruptura se alcance antes, entre más grande sea esta corriente más rápido se disparará el TRIAC.

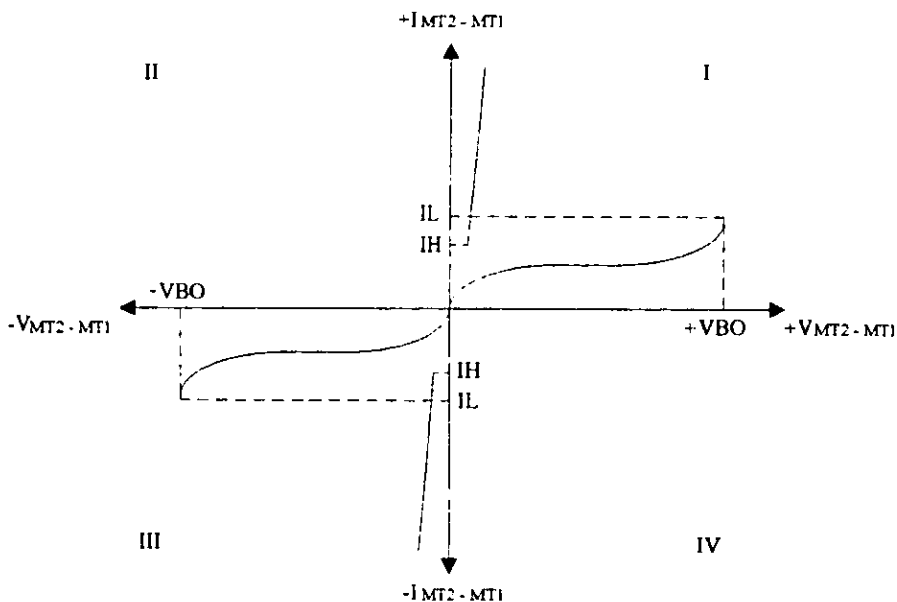


Figura 2.2 Curva característica del TRIAC.

2.5 CARACTERÍSTICAS DE PUERTA DEL TRIAC

Un TRIAC puede dispararse mediante una corriente de puerta positiva o negativa. Las curvas que dan la intensidad de puerta en función de la polarización puerta-MT1 adoptan la misma forma, en los dos sentidos de conducción, que las de un diodo (figura 2.3)

Más exactamente, se encuentran en ellas dos regiones, una correspondiente a un diodo normal, y otra, cerca del origen, que es sensiblemente resistiva. Las curvas correspondientes a corrientes de puerta positiva y negativa no son rigurosamente superponibles, y pueden presentar inclinaciones diferentes, según el sentido de polarización de las salidas.

La sensibilidad de puerta difiere según el cuadrante, pero en general una corriente de puerta suministrada en forma de impulsos de 100 mA a 3 V, por ejemplo, bastará en todos los casos para disparar al TRIAC cuya curva se ha representado.

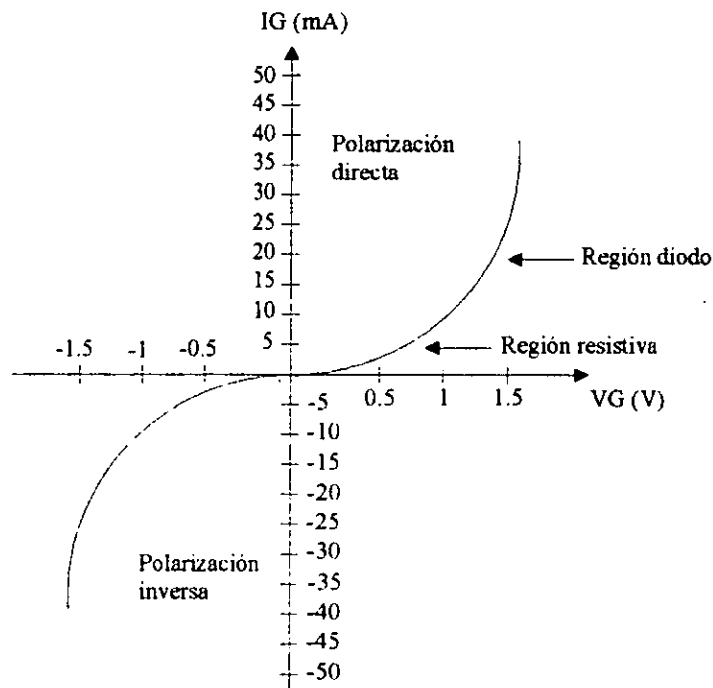


Figura 2.3 Curva característica de puerta del TRIAC.

2.6 CUADRANTES DE POLARIZACIÓN

Un TRIAC puede conducir en ambos semiperíodos de la tensión de corriente alterna mediante la aplicación de un impulso de voltaje positivo o negativo en el tramo puerta-MT1. Por lo tanto, se pueden definir cuatro cuadrantes de polarización, los cuales se forman de acuerdo con la polaridad existente en los tramos MT2-MT1 y puerta-MT1. El siguiente cuadro resume los cuadrantes y sus respectivas polaridades.

CUADRANTE	$V_{MT2 - MT1}$	$V_{PUERTA - MT1}$	NOTACIÓN
I	POSITIVA	POSITIVA	+ +
II	POSITIVA	NEGATIVA	+ -
III	NEGATIVA	NEGATIVA	- -
IV	NEGATIVA	POSITIVA	- +

a) Disparo en el cuadrante I .- En este cuadrante funcionan las capas PINIP2N2, la corriente de puerta circula internamente hasta MT1, en parte por la unión P2N2 y en parte a través de la zona P2 (figura 2.4). Se produce la natural inyección de electrones de N2 a P2, que es favorecida en el área próxima a la puerta por la caída de tensión que produce en P2 la circulación lateral de corriente de puerta. Esta caída de tensión se simboliza en la figura por signos + y -. Parte de los electrones inyectados alcanzan por difusión la unión P2N1, que bloquea el potencial exterior y son acelerados por ella iniciándose la conducción.

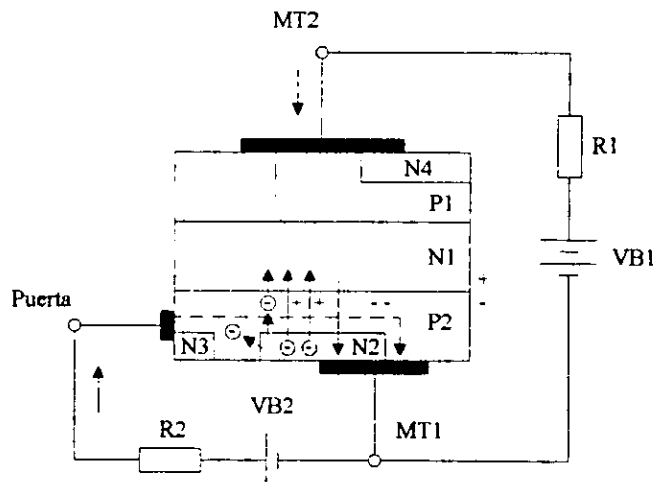


Figura 2.4 Funcionamiento del TRIAC en el cuadrante I.

- b) Disparo en el cuadrante II.- El disparo en este cuadrante inicialmente se efectúa conduciendo la estructura auxiliar P1N1P2N3 y luego la principal P1N1P2N2. El disparo de la primera se produce como en un SCR normal actuando la puerta del TRIAC como cátodo y MT1 de puerta. Toda la estructura auxiliar se pone a la tensión positiva de MT2 y polariza fuertemente la unión P2N2 que inyecta electrones hacia el área de potencial positivo. La unión P2N1 de la estructura principal, que soporta la tensión exterior, es invadida por electrones en la vecindad de la estructura auxiliar, entrando en conducción. Lo anterior se puede observar en la figura 2.5.

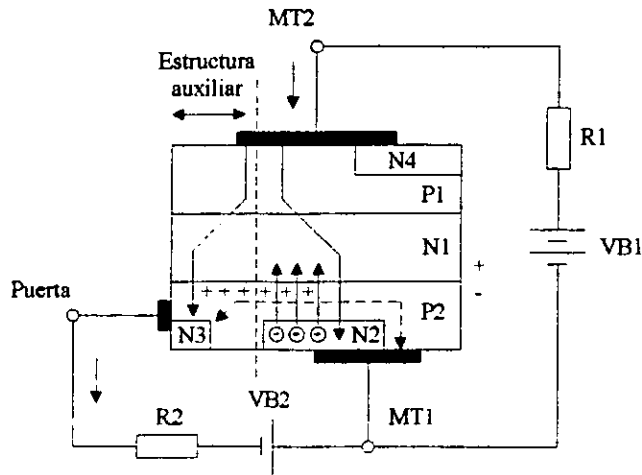


Figura 2.5 Funcionamiento del TRIAC en el cuadrante II.

- c) Disparo en el cuadrante III.- En este cuadrante conducen las capas P2N1P1N4. La capa N3 inyecta electrones en P2 que hacen más conductora la unión P2N1. La tensión positiva de MT1 polariza el área próxima de la unión P2N1 más positivamente que la próxima a la puerta. Esta polarización inyecta huecos de P2 a N1 que alcanzan en parte la unión N1P1 y la hacen pasar a conducción. La figura 2.6 muestra el disparo en este cuadrante.

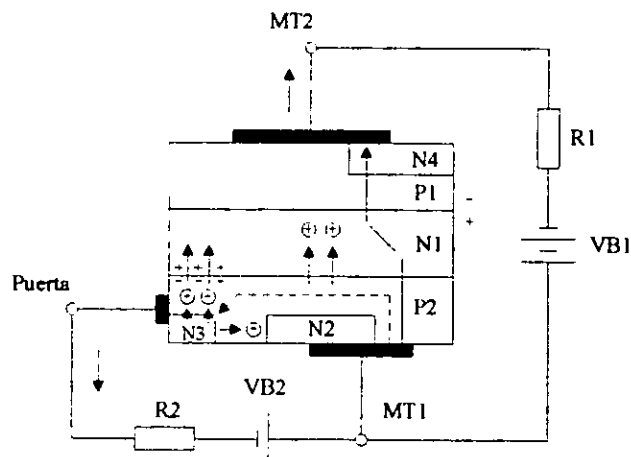


Figura 2.6 Funcionamiento del TRIAC en el cuadrante III.

d) Disparo en el cuadrante IV.- El disparo en este cuadrante (figura 2.7), tiene lugar a través de las capas semiconductoras P2N1P1N4. La inyección de electrones de N2 a P2 es igual a la descrita en el cuadrante I. Los que alcanzan por difusión la unión P2N1 son absorbidos por su potencial de unión, haciéndose más conductora. El potencial positivo de puerta polariza más positivamente el área de la unión P2N1 próxima a ella que la próxima a MT1, provocándose una inyección de huecos desde P2 a N1 que alcanza en parte la unión N1P1 encargada de bloquear la tensión exterior y se produce la entrada en conducción.

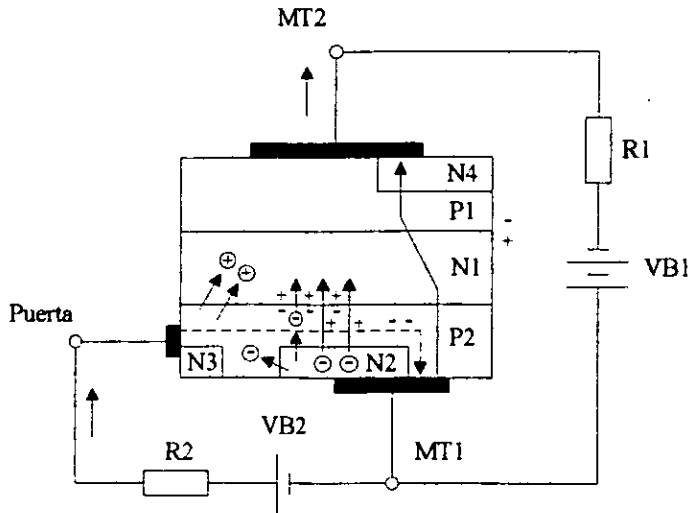


Figura 2.7 Funcionamiento del TRIAC en el cuadrante IV.

Los cuatro cuadrantes de disparo descritos tienen diferente sensibilidad, siendo los cuadrantes I y III los más sensibles, seguidos de cerca por el cuadrante II. El cuadrante IV es el de disparo más difícil y debe evitarse su empleo en lo posible. El fabricante facilita datos de características eléctricas en bloqueo, conducción y de disparo por puerta de forma similar a lo explicado para el SCR.

2.7 DISPARO Y BLOQUEO DEL TRIAC

El TRIAC se puede disparar mediante los mismo métodos que el SCR, siendo el disparo por puerta el que más se utiliza. La figura 2.8 presenta algunas posibilidades en las que se puede disparar al TRIAC mediante el método de puerta. Por su parte, el bloqueo de este dispositivo se lleva acabo al final de cada semiperíodo cuando la corriente desciende por debajo del valor de mantenimiento I_H .

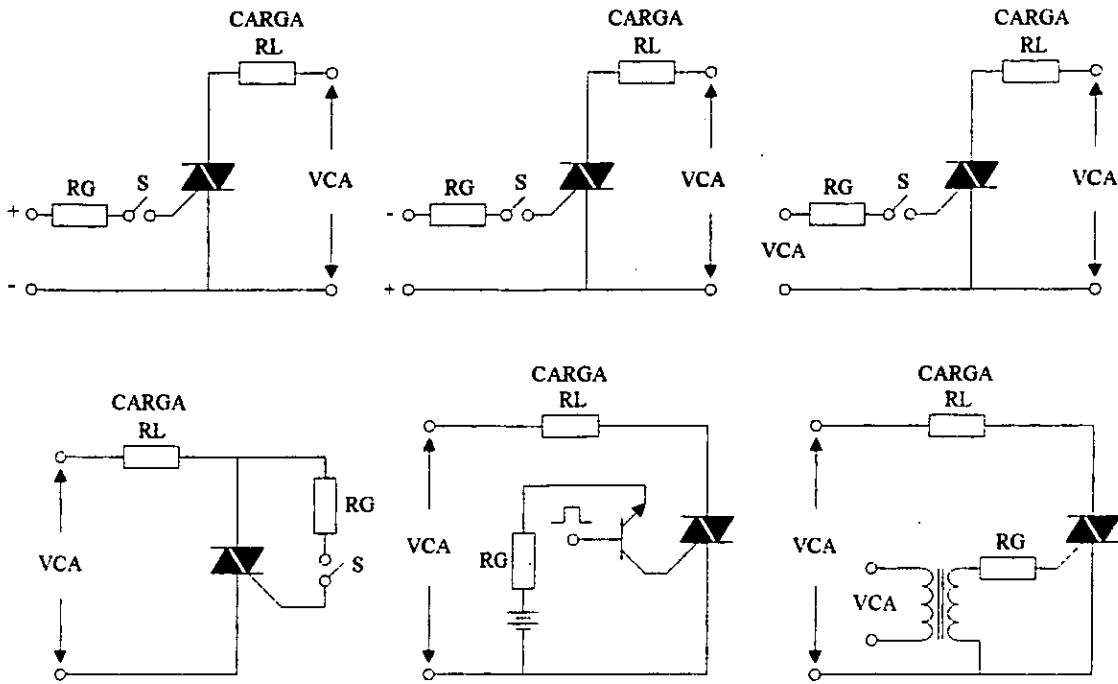


Figura 2.8 Circuitos de disparo del TRIAC mediante el método de puerta.

2.8 LA dv/dt EN LOS TRIAC'S

En los TRIAC'S se distinguen en general dos tipos de condiciones, en cuanto a la variación de tensión:

- a) dv/dt aplicada sin conducción previa;
- b) dv/dt aplicada tras conducción, llamada también dv/dt en conmutación.

La dv/dt sin conducción previa tiene una gran similitud a la de los SCR'S, esto debido a que el fenómeno es idéntico (la única diferencia es que, para los TRIAC'S, la restricción se impone en ambos sentidos de conducción).

Cuando se aplica una rampa de tensión (dv/dt) en polarización directa, a partir de un nivel cero, a un TRIAC (o un SCR), la zona desierta se establece en la capa de puerta sólo cuando se han evacuado las cargas móviles por la corriente:

$$i = C (\text{unión}) dv/dt \quad (2.1)$$

Lo que equivale a la introducción de una corriente de puerta igual a $C dv/dt$. Por consiguiente, para valores suficientemente elevados de dv/dt , el TRIAC puede conmutar al estado de conducción directa.

La solución de este problema reside en el empleo de la técnica de cortocircuito de emisor. En el caso del TRIAC es necesario disponer cortocircuitos de emisor en las capas N4 y N2 ya que el riesgo de disparo por dv/dt existe tanto para un sentido de conducción como para el otro.

La dv/dt en conmutación se presenta justamente cuando el TRIAC se encuentra en conducción, por ejemplo, cuando conducen las capas P1N1P2N2, entonces la distribución de las cargas en las capas P2 y N1 es función del nivel de la corriente y de los dopados. Si se polariza bruscamente el elemento en sentido opuesto, de bloqueo, se impondrá una nueva distribución de las cargas necesarias para conseguir el bloqueo. Es evidente que el exceso de cargas almacenadas entre las dos posiciones límites debe desaparecer durante la conmutación; una parte de estas cargas se evacua por la corriente circulante (carga recuperada) y el resto se reabsorbe por recombinación.

Ahora bien, este exceso de cargas es fundamentalmente en la conmutación del TRIAC. En efecto, la aplicación de la tensión inversa a P1N1P2N2 se hace a una cierta velocidad $(dv/dt)_i$, donde el subíndice i indica que se trata de la tensión inversa; pero ésta se aplica en sentido directo a las capas P2N1P1N4. Si se considera lo anterior, vemos que las cargas inyectadas en las bases se deben a:

- a) La corriente capacitiva debida a $(dv/dt)_i$;
- b) La conducción previa de las capas P1N1P2N2 (en razón del acoplamiento que se produce entre las capas P1N1P2N2 y P2N1P1N4).

Esta claro que las capas P2N1P1N4 se cebaran si el número de cargas inyectadas es suficiente. El límite tolerable por el TRIAC, de esta dv/dt en conmutación será en general bastante menor que la dv/dt sin conducción previa.

El valor de dv/dt en conmutación vendrá esencialmente determinado por la cantidad de carga inyectada a partir de las capas P1N1P2N2 hacia P2N1P1N4.

La insistencia de este fenómeno se debe a que no es raro encontrar TRIAC'S que posean una característica excelente en cuanto a dv/dt (sin conducción previa), superior a los 100 V/ μ s, pero que presenten, a la vez, un límite en conmutación de algunos volts por microsegundo, o incluso menos. Es pues necesario distinguir bien, a nivel de utilización, estos dos tipos de restricciones, a pesar de la infortunada similitud existente entre sus denominaciones. La dv/dt en conmutación se asemeja más, en efecto, al fenómeno de rebloqueo de los SCR'S que a la dv/dt clásica.

2.9 LA di/dt EN LOS TRIAC'S

En los TRIAC'S encontramos de nuevo todos los aspectos relativos a la di/dt , anteriormente presentados para los SCR'S: 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 SCR, 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.

Debido a lo anterior se puede observar una evolución de las corrientes de disparo del TRIAC, en régimen de di/dt abusivo, en el sentido de una disminución de sensibilidad del elemento (aumento de la corriente de disparo); una sollicitación aún más fuerte, debida, sea a un nivel aún mayor de di/dt , sea a una duración superior, puede provocar una degradación de la característica de tensión. El estado final es idéntico al de los SCR'S: aparición de un canal de fusión que perfora de lado a lado la pastilla de silicio.

2.10 ENCAPSULADO DEL TRIAC

El tipo de encapsulado utilizado en los TRIAC'S es igual al empleado en los SCR'S (cápsulas con hilos terminales, cápsulas atornillables, cápsulas planas), el tipo escogido depende de la intensidad nominal del TRIAC. Los podemos encontrar desde intensidades inferiores a 1 A hasta 400 A eficaces; como por ejemplo, los encapsulados TO-90, TO-5 y TO-126 para intensidades de 0.8, 2.5, y 4 A eficaces respectivamente. Los encapsulados metálicos de tornillo se emplean en toda la gama de 5 a 200 A eficaces, de los cuales podemos mencionar el TO-64 para 12 A y el TO-48 disponible para intensidades de 15, 25 y 40 A eficaces. Actualmente se emplean mucho las cápsulas TO-220 en TRIAC'S de 6 a 15 A y la TO-3P de 25 a 40 A eficaces. En la figura 2.9 se puede apreciar algunos tipos de encapsulados utilizados en este dispositivo.

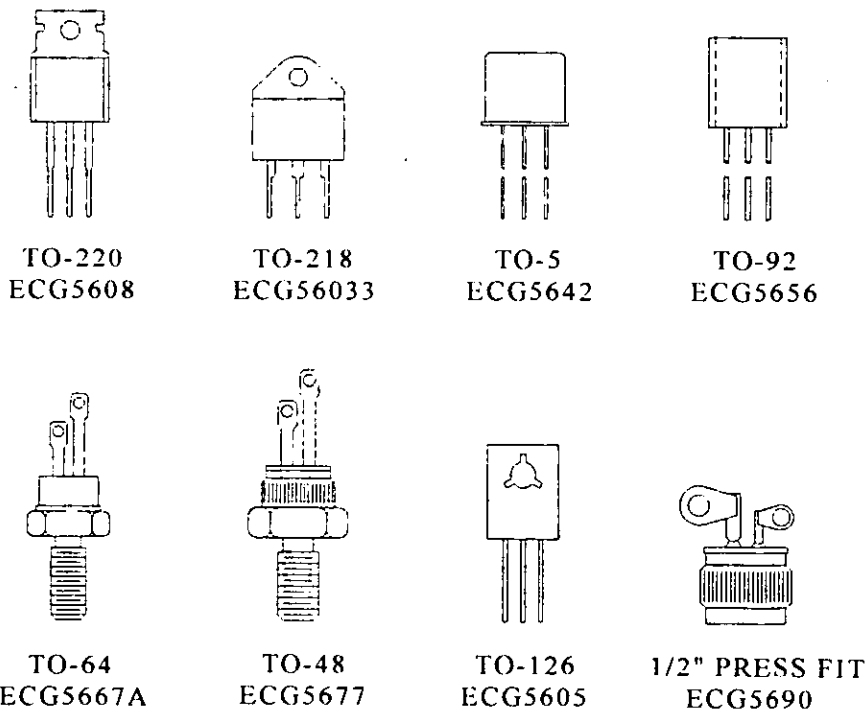


Figura 2.9 Tipos de encapsulados del TRIAC.

CAPÍTULO 3

ELEMENTOS DE DISPARO

3.1 INTRODUCCIÓN

Los elementos de disparo, son dispositivos semiconductores utilizados frecuentemente como auxiliares en el disparo por puerta de TRIAC'S y SCR'S en aplicaciones de control por variación del ángulo de conducción. Esta clase de dispositivos pueden clasificarse en dos tipos que son:

- a) Bidireccionales;
- b) Unidireccionales.

Los elementos de disparo bidireccionales pueden dispararse y conducir corriente con ambas polaridades de corriente alterna y se utilizan en circuitos de disparo que contengan TRIAC'S. Por su parte, en los elementos de disparo unidireccionales el disparo y la conducción de corriente puede efectuarse en una sola dirección y generalmente se encuentran en circuitos de disparo para SCR'S, no obstante, si se cuenta con un circuito extra de soporte (por ejemplo, un transformador de impulsos), se pueden emplear en circuitos de disparo para TRIAC'S.

Para cumplir con su objetivo estos dispositivos semiconductores se conectan en serie con la puerta del SCR o TRIAC tal como se muestra en la figura 3.1. El voltaje de alimentación debe ser de corriente alterna y en el caso del SCR se puede rectificar si es necesario. Por su parte, el voltaje V_1 puede ser de corriente alterna si el elemento de disparo es bidireccional o corriente continua si el elemento de disparo empleado es unidireccional.

Siempre que el circuito de control entregue un voltaje inferior al voltaje de ruptura del elemento de disparo, éste permanecerá bloqueado e impedirá la circulación de la corriente de

puerta en el SCR o TRIAC. Una vez que el circuito de control proporciona un voltaje mayor al voltaje de ruptura, el elemento de disparo conducirá produciendo la inyección de un impulso de voltaje en la puerta que conmutará del estado de bloqueo al de conducción al SCR o TRIAC utilizado. Modificando el instante en que se supera el voltaje de ruptura se consigue variar la potencia aplicada en la carga.

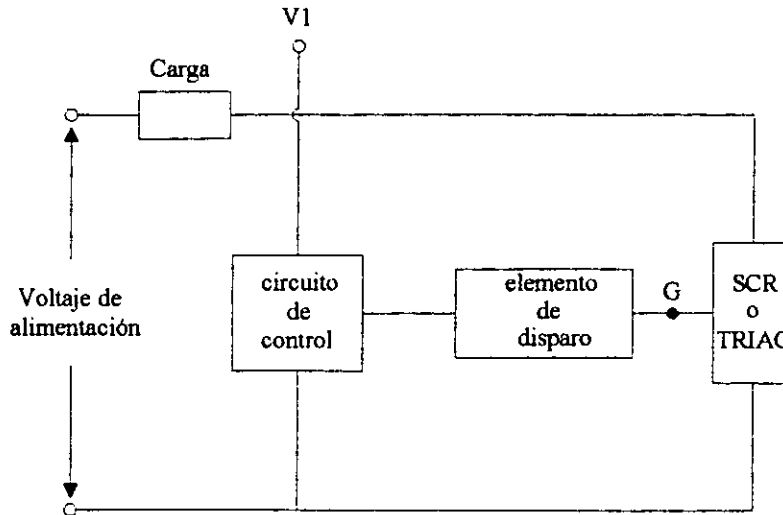


Figura 3.1 Diagrama a bloques que muestra como se conectan los elementos de disparo en un circuito de control de potencia por variación del ángulo de conducción.

La importancia de los elementos de disparo radica en el auxilio que prestan para eliminar ciertas desventajas que presentan los SCR'S y TRIAC'S, las cuales generan inestabilidad al circuito, y se manifiestan en un cambio no deseado en la corriente de carga. Estas desventajas son:

- a) Dependencia de la temperatura.- Un SCR o TRIAC tiende a cebarse a más baja corriente a medida que aumenta la temperatura (la corriente de puerta IGT disminuye). Por tanto, un cambio en la temperatura produce un cambio en la corriente de carga.
- b) Cebado inconsistente entre varios dispositivos del mismo tipo.- Los SCR'S y TRIAC'S presentan desviaciones en sus características eléctricas con respecto al grupo al cual pertenecen. Esto significa que dos SCR'S o TRIAC'S del mismo tipo dado, pueden tener diferencias grandes en sus características eléctricas, la variación en la corriente IGT es la diferencia más seria.

Los elementos de disparo tienen la ventaja de presentar independencia de la temperatura y su voltaje de disparo puede mantenerse consistente en todas las unidades del mismo tipo. Por lo que las imperfecciones del TRIAC o SCR no tienen importancia dado que el elemento de disparo es el que determina el punto de disparo.

3.2 EL DIAC

El DIAC (diode alternating current - diodo para C.A.), es un dispositivo semiconductor que puede dispararse en cualquier dirección. Tiene dos terminales que son: ánodo 1 y ánodo 2. Cuando el ánodo 1 es positivo con respecto al ánodo 2, las capas semiconductoras de interés particular son P1N2P2 y N3. Para el ánodo 2 positivo con respecto al ánodo 1, las capas aplicables son P2N2P1 y N1. La figura 3.2a muestra el arreglo básico de las capas semiconductoras que conforman al DIAC, así como, el símbolo utilizado para representar al semiconductor.

El comportamiento de este elemento es descrito por su curva característica (figura 3.2b), en ella se puede observar que para cualquier dirección, existe un voltaje de ruptura que provocará el disparo del dispositivo. Los voltajes de ruptura son muy cercanos en magnitud, pero pueden variar desde un mínimo de 28 V hasta un máximo de 42 V. Se relacionan mediante la ecuación 3.1 que se incluye en la hoja de especificaciones del dispositivo.

$$VBO1 = VBO2 \pm 10\% VBO2 \quad (3.1)$$

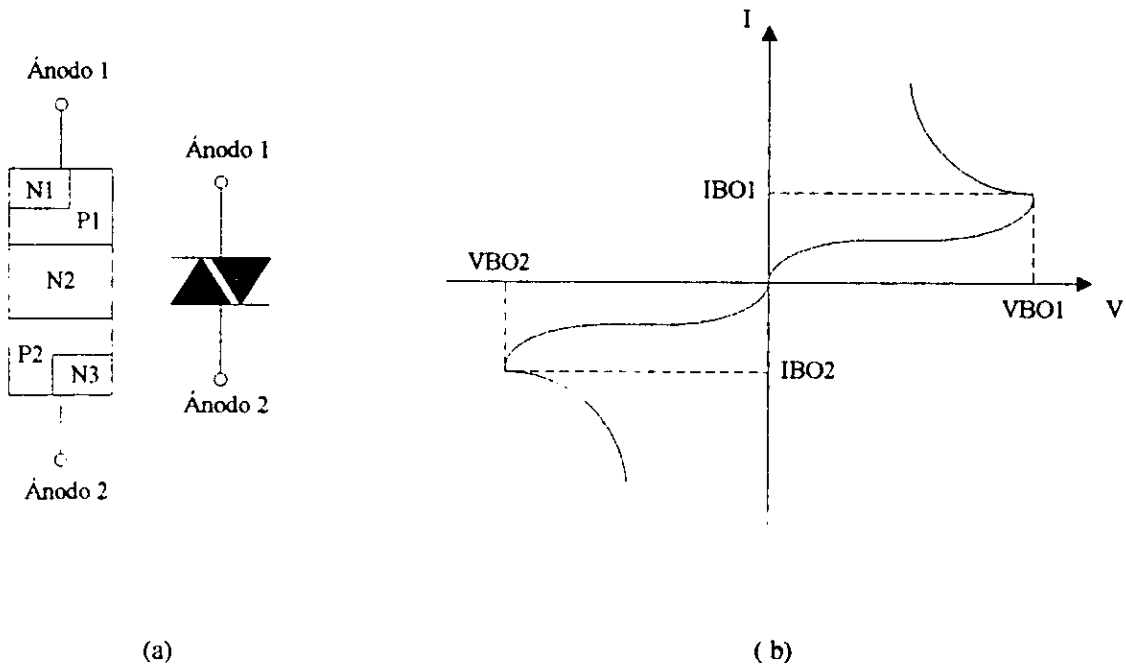


Figura 3.2 DIAC: (a) estructura semiconductoras y símbolo; (b) curva característica.

3.3 EL SBS

El SBS (silicon bilateral switch - interruptor bilateral de silicio), es un dispositivo semiconductor bidireccional de tres terminales, utilizado para el disparo de TRIAC'S. La figura 3.3a presenta el símbolo y las terminales de este elemento.

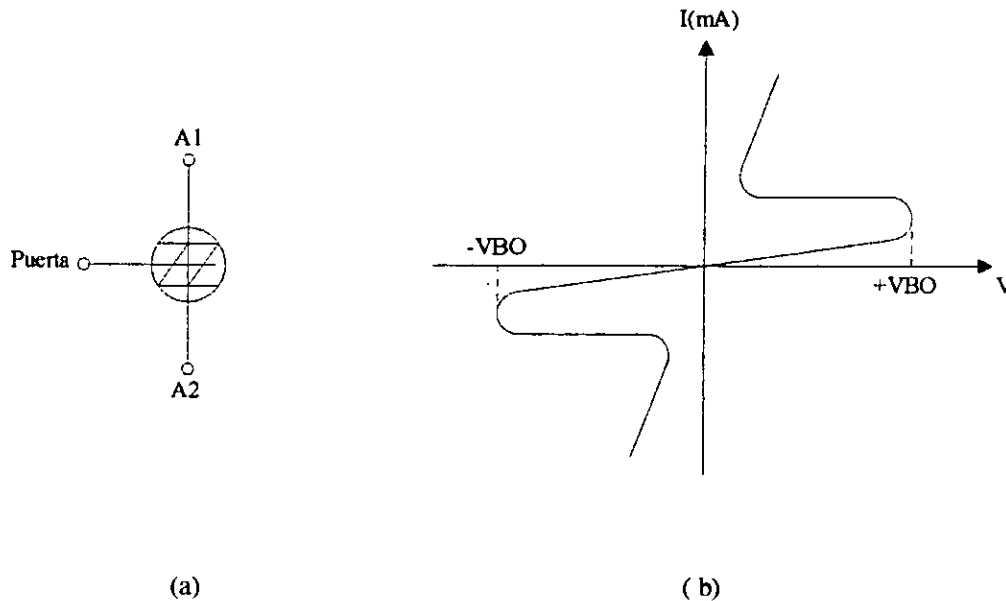


Figura 3.3 SBS: (a) símbolo; (b) curva característica.

Este dispositivo presenta dos estados de trabajo descritos por su curva característica voltaje - corriente mostrada en la figura 3.3b, en ella se puede ver que mientras el voltaje aplicado entre las terminales A2 y A1 para ambas polaridades positiva y negativa sea inferior al voltaje de ruptura $+VBO$ o $-VBO$ respectivamente, el SBS se encontrará en el estado de corte. En el momento en que se alcance el voltaje de ruptura en cualquier dirección, el SBS conmutará del estado de corte al de conducción, permitiendo la circulación de corriente a través de él, mientras disminuye el voltaje entre las terminales A2 y A1. El voltaje de ruptura más popular para el SBS es de ± 8 V y la caída de tensión entre sus terminales es del orden de 1 V. La curva característica de la figura 3.3b es para cuando la terminal de puerta se encuentra desconectada. Sin embargo, el SBS es bastante útil aún sin su terminal de puerta. Para utilizar el SBS sin dicha terminal, el dispositivo debe instalarse en serie con la puerta del TRIAC.

La terminal de puerta se utiliza para modificar la operación básica voltaje - corriente del SBS. Si se provoca el flujo de corriente entre A2 y la puerta, el voltaje de disparo para polarización positiva $+VBO$ se reduce a 1 ó 2 V, en tanto que el voltaje de disparo en inversa permanece sin cambio.

3.4 EL SUS

El SUS (silicon unilateral switch - conmutador unilateral de silicio), es un dispositivo semiconductor unilateral de tres terminales, destinado esencialmente al disparo del SCR. La figura 3.4a muestra el símbolo y las terminales del SUS. De acuerdo con su curva característica (figura 3.4b), el SUS con polarización directa (ánodo más positivo con respecto al cátodo) permanecerá en el estado de bloqueo si el voltaje aplicado a sus terminales se mantiene inferior al voltaje de ruptura VBO. Una vez que el voltaje VBO es alcanzado, el dispositivo pasará del estado de bloqueo al de conducción. Para polarización inversa (ánodo más negativo con respecto al cátodo) la ruptura puede suceder, pero solamente a un voltaje mucho mayor a VR. Sin embargo, la ruptura en inversa es destructiva para el dispositivo. Los interruptores unilaterales de silicio son elementos de bajo voltaje y baja corriente, la mayoría de los SUS manejan un voltaje de disparo que oscila entre 6 y 8 V y un límite de corriente menor a 1 A.

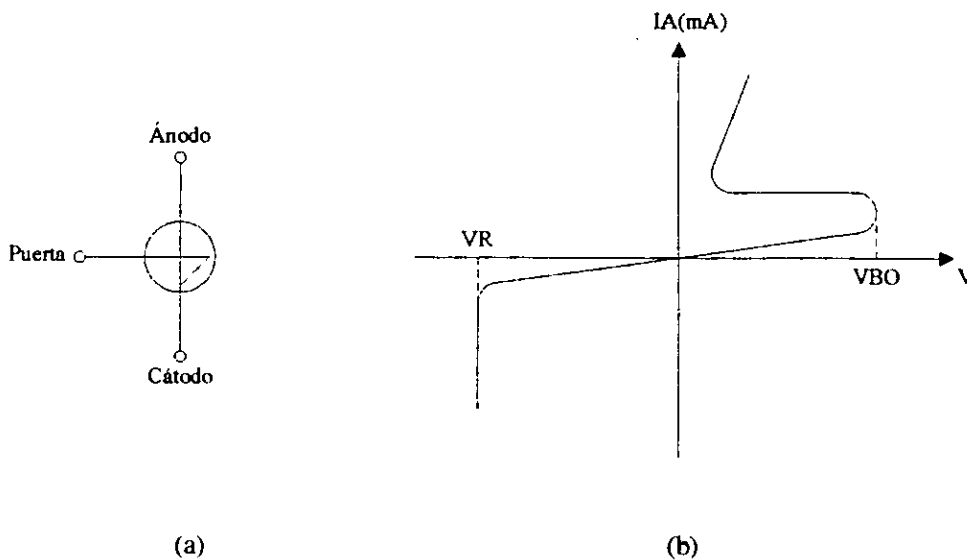


Figura 3.4 SUS: (a) símbolo; (b) curva característica.

Al igual que en el SBS, la terminal de puerta del SUS se utiliza para sincronizar el disparo, o bien para alterar el funcionamiento básico del dispositivo. Por ejemplo, conectando un diodo Zener entre la puerta y el cátodo del SUS, el voltaje de disparo se reduce a:

$$VBO = V_z + 0.6 \text{ volts} \quad (3.2)$$

Cuando esto se hace, el cátodo del Zener debe conectarse a la puerta del SUS, y el ánodo del Zener debe conectarse al cátodo del SUS. Por otra parte, el SUS puede dispararse a un voltaje ánodo - cátodo muy bajo (casi 1 V), si en él existe flujo de corriente de ánodo a puerta.

3.5 EL DIODO SHOCKLEY

El diodo Shockley es un diodo de cuatro capas PNPN con dos terminales externas, la figura 3.5a muestra el arreglo básico de las capas semiconductoras así como su símbolo y terminales de conexión. Las características del dispositivo (figura 3.5b) son exactamente iguales a las presentadas para el SCR con $I_G = 0$. Como indica la característica, el dispositivo está en el estado de corte (representación en circuito abierto) hasta que se alcanza el voltaje de ruptura, en cuyo instante la condición de avalancha se desarrollará y el dispositivo se encenderá (representación en cortocircuito). Una aplicación común del diodo Shockley es utilizarlo como interruptor de disparo para el SCR.

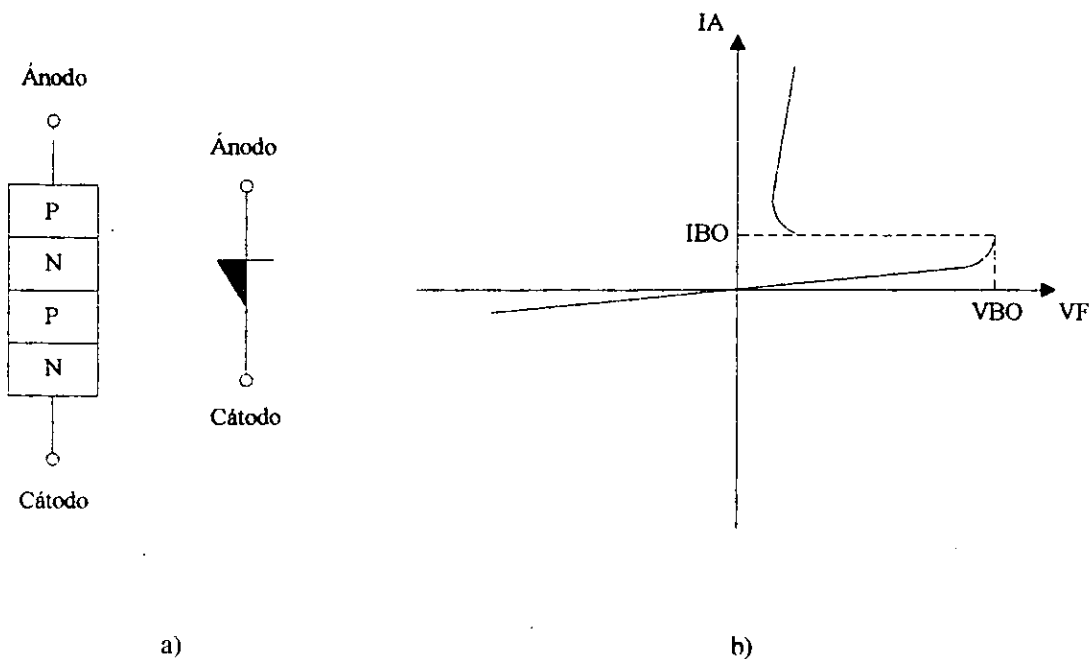


Figura 3.5 Diodo Shockley: (a) símbolo y estructura semiconductor; (b) curva característica.

El diodo Shockley también conocido como diodo de cuatro capas es un elemento unidireccional (dispara en una sola dirección), su operación de disparo a diferencia del SBS y del SUS no puede ser modificada. Estos dispositivos se encuentran disponibles con voltajes de disparo que van desde 10 hasta 400 volts. Pueden conducir grandes pulsos de corriente, si éstos son de corta duración. Algunos diodos de cuatro capas pueden conducir pulsos de corriente de hasta 100 amperes.

3.6 EL UJT

El UJT (unijunction transistor - transistor monounión), es un dispositivo semiconductor de tres terminales con un bajo consumo de potencia en condiciones de operación normal; presenta un cambio súbito o basculante del estado de bloqueo al de conducción tan pronto se rebasa un valor de tensión característico denominado tensión de pico V_P . La figura 3.6a muestra el símbolo utilizado para representar al UJT, mientras que las tensiones y corrientes que hay que considerar en él se presentan en la figura 3.6b.

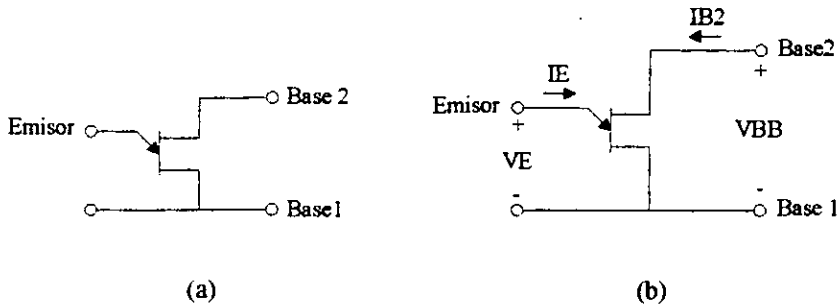


Figura 3.6 UJT: (a) símbolo; (b) voltajes y corrientes presentes en el dispositivo.

El comportamiento báscula del UJT, que sólo es posible si entre sus terminales base 1 y base 2 se ha aplicado una tensión auxiliar que se le designa como tensión interbase V_{BB} , tiene lugar en el tramo emisor-base 1 y se manifiesta con un descenso súbito de la tensión existente en el tramo emisor-base 1 provocado por el aumento de la corriente de emisor después de conmutar. Por otra parte, esta tensión auxiliar V_{BB} también propicia la circulación de corriente entre bases cuando la tensión emisor-base 1 es nula.

El UJT se construye básicamente como se muestra en la figura 3.7, con una barra de material de silicio tipo N ligeramente impurificado (característica de mayor resistencia). Las terminales de base se forman al unir dos contactos en ambos extremos de una superficie de la barra de silicio; por su parte, el emisor se forma al unir una barra de aluminio en la superficie opuesta. La frontera entre la barra de silicio tipo N y la barra de aluminio dan lugar a una unión P-N (diodo) en el dispositivo.

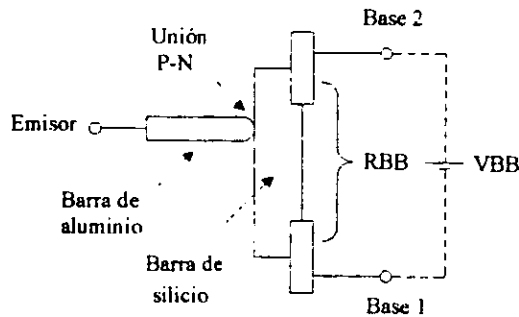


Figura 3.7 Construcción básica del UJT.

El circuito equivalente del UJT (figura 3.8), está formado por dos resistores (uno fijo y otro variable) y un sólo diodo. Ambas resistencias R_{B1} y R_{B2} representan los contactos de base 1 y base 2 respectivamente. La resistencia R_{B1} se presenta como una resistencia variable, ya que su magnitud variará con la corriente de emisor I_E . En un transistor monounión representativo, R_{B1} puede variar de $5\text{ K}\Omega$ a $50\ \Omega$ para un cambio correspondiente de I_E de 0 a $50\ \mu\text{A}$. Por su parte, el diodo del circuito equivalente representa la unión P-N formada por la unión de la barra de silicio tipo N con la barra de aluminio.

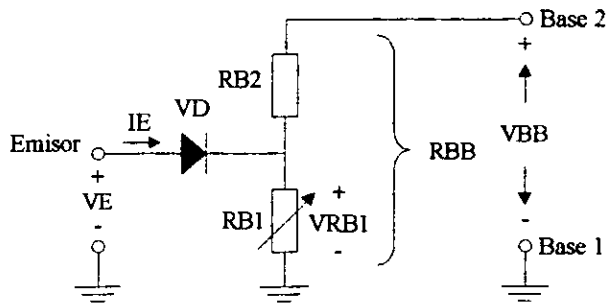


Figura 3.8 Circuito equivalente del UJT.

La resistencia de interbase R_{BB} es la resistencia del dispositivo entre las terminales base 1 y base 2 cuando $I_E = 0$. En forma de ecuación tenemos:

$$R_{BB} = (R_{B1} + R_{B2}) \Big|_{I_E = 0} \quad (3.3)$$

R_{BB} se encuentra por lo general dentro del intervalo de 4 a $10\text{ K}\Omega$. La magnitud del voltaje V_{RB1} (con $I_E = 0$) se determina aplicando la regla del divisor de voltaje de la siguiente manera:

$$V_{RB1} = \frac{R_{B1} V_{BB}}{R_{B1} + R_{B2}} = \eta V_{BB} \Big|_{I_E = 0} \quad (3.4)$$

La letra griega η se denomina razón de apagado intrínseca del dispositivo y se define mediante:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \Big|_{I_E = 0} \quad (3.5)$$

Para potenciales de emisor aplicados (V_E) mayores que $V_{RB1} = \eta V_{BB}$ más la caída de voltaje directo del diodo, V_D (0.35 a 0.7 V) el diodo conducirá, se supone la representación en cortocircuito (en una base ideal), e I_E empezará a circular a través de R_{B1} . En forma de ecuación, el potencial de disparo del emisor está dado por:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \quad (3.6)$$

Para valores fijos de η y V_D , la magnitud de V_P variará conforme V_{BB} , esto es:

$$V_P \uparrow = \eta V_{BB} \uparrow + V_D \quad (3.7)$$

fijos

Las características de un transistor monounión se muestran en la figura 3.9. Nótese que para potenciales de emisor a la izquierda del punto pico, la magnitud de I_E nunca es mayor que I_{EO} (medido en microamperes). La corriente I_{EO} corresponde muy cercanamente a la corriente de fuga inversa I_{CO} del transistor bipolar convencional. Esta región, como se indica en la figura 3.9, se denomina región de corte. Una vez que la conducción se establece en $V_E = V_P$, el potencial de emisor V_E disminuirá con el aumento en I_E . Esto corresponde exactamente a la resistencia decreciente R_{B1} para la corriente creciente I_E , como se señaló antes. Por consiguiente, este dispositivo tiene una región de resistencia negativa. A la larga, se alcanzará el punto de valle y cualquier incremento adicional en I_E pondrá al dispositivo en la región de saturación.

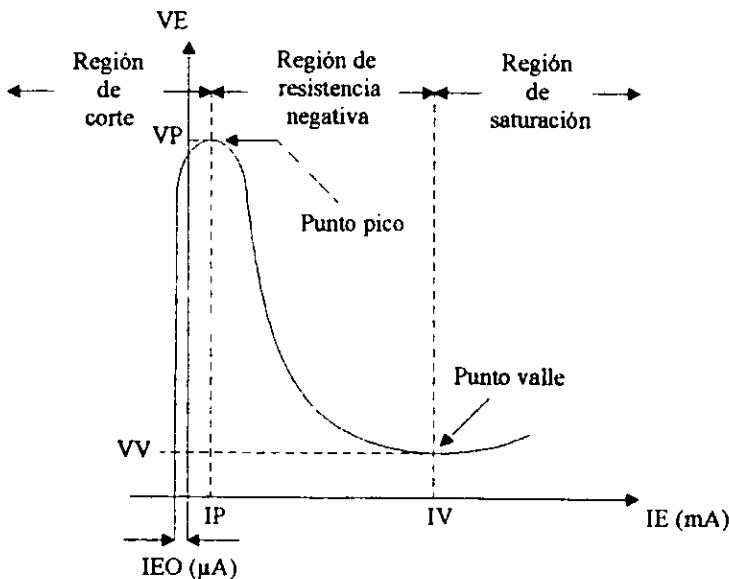


Figura 3.9 Curva característica del UJT.

CAPÍTULO 4

DISPOSITIVOS DE PROTECCIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

A pesar de la capacidad de manejar potencias relativamente grandes, un SCR o TRIAC puede destruirse fácilmente debido a tensiones o corrientes que excedan sus características máximas. Las corrientes altas provocan calor local o general, y las tensiones excesivas pueden dar como resultado la perforación del sustrato de silicio. Por lo tanto, cuando se diseña un circuito, se debe poner especial cuidado en que sus componentes puedan aguantar las condiciones de trabajo más desfavorables que tengan lugar, o bien, incluir ciertos elementos de protección que aseguren un óptimo funcionamiento o que en su caso impidan la destrucción del TRIAC o del SCR utilizado, tanto durante su funcionamiento normal como ante determinadas acciones ajenas a la propia operación normal del circuito (sobretensiones espurias en la tensión de alimentación, cortocircuitos externos e internos, mal funcionamiento del circuito, etc.).

4.2 EFECTOS DEL TIPO DE CARGA UTILIZADA

Los TRIAC'S y SCR'S tienen un comportamiento diferente de acuerdo con el tipo de carga que se va a controlar. En general, la carga resistiva es la que presenta las condiciones de trabajo más favorables, mientras que la carga capacitiva por su parte posee el inconveniente de generar el problema de di/dt . La carga inductiva es sin duda alguna la que se encuentra con mayor frecuencia en el ámbito industrial y presenta las condiciones de trabajo más desfavorables, las cuales hay que tener presentes para el óptimo funcionamiento de los circuitos de control. Dichas condiciones de trabajo desfavorables se deben a la naturaleza inductiva de la carga que provoca los siguientes efectos indeseables:

- a) Lento crecimiento de la corriente de carga;
- b) Desfasamiento entre tensión y corriente.

Cuando un TRIAC o SCR entra en conducción con carga inductiva, la corriente que atraviesa dicha carga no aparece repentinamente, sino que su valor empieza a crecer a partir de cero. Su velocidad de crecimiento es tanto más reducida, cuanto menor sea el valor instantáneo de la tensión en el momento del disparo y cuanto mayor sea la proporción de la inductividad de la carga, es decir, cuanto mayor sea la relación L:R. Si el TRIAC o SCR se encuentra controlado por impulsos en su respectiva puerta, se corre el riesgo de que la corriente en el TRIAC o SCR crezca muy lentamente y no se alcance el valor de la corriente de enganche I_L . El SCR o TRIAC no se cebará si desaparece el impulso de voltaje aplicado en la puerta antes de que se haya alcanzado el valor de la corriente de enganche I_L , el cual varía con el ancho y la intensidad de la corriente, por lo que, la carga nunca podrá ser alimentada con la tensión de red.

Una posible solución a este problema es utilizar un circuito especial que suministre un impulso de corriente más grande en la puerta, con lo cual se suministra la cantidad de tiempo necesario para que la corriente en el TRIAC o SCR crezca por encima de I_L , permitiendo al conmutador de potencia utilizado mantenerse en conducción por el resto del semiciclo hasta que la corriente descienda por debajo del valor de mantenimiento I_H .

La naturaleza inductiva de la carga también introduce un desfasamiento entre tensión y corriente que puede generar una subida muy rápida del voltaje aplicado a las terminales principales del TRIAC o del SCR. La situación se resume en las curvas de la figura 4.1 donde se han representado la tensión y la corriente de red, así como la tensión aplicada a las terminales del TRIAC. Cuando la corriente pasa por cero (punto A), toda la tensión de red aparece subitamente en las terminales del TRIAC con una fuerte dv/dt (punto B). Esta velocidad de crecimiento de la tensión en el TRIAC (dv/dt) es muy importante, debido a que si es excesiva, la puerta del TRIAC o SCR resultará influenciada capacitivamente hasta el punto de que puede por este motivo desencadenarse un cebado indeseado en el conmutador de potencia, por lo que es indispensable proteger el circuito para atenuar o evitar esta velocidad excesiva del aumento de tensión.

La evolución de la corriente descrita, se repite a cada semiperíodo con polaridad alterna. El fabricante de SCR'S y TRIAC'S proporciona a través del manual de datos técnicos, el valor de la velocidad máxima permisible para el dispositivo empleado. Un TRIAC o SCR resultará tanto más adecuado para cargas inductivas, cuanto mayor sea el máximo valor admisible para el crecimiento de tensión.

DISPOSITIVOS DE PROTECCIÓN

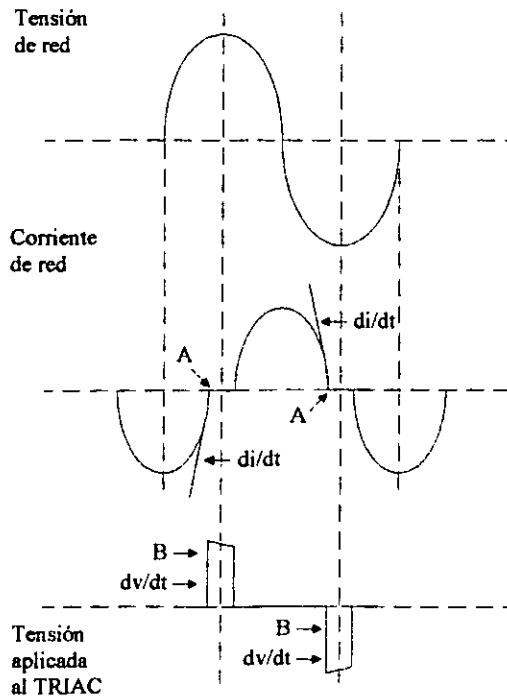


Figura 4.1 Características de conmutación que muestran la dv/dt presente en el TRIAC o SCR cuando la carga es inductiva.

4.3 PROTECCIÓN CONTRA dv/dt

Las subidas muy bruscas de la tensión aplicada al conmutador de potencia (SCR o TRIAC) en estado de bloqueo, pueden llegar a provocar recibidos intempestivos. La brusca conexión a la red de circuitos próximos con carga inductiva o las variaciones bruscas de una fuerza contraelectromotriz (de una carga constituida por ejemplo, por el rotor de un motor con colector), pueden dar lugar a variaciones bruscas de la tensión de alimentación del conmutador de potencia. Si éste se encuentra bloqueado, las dv/dt correspondientes pueden producir un cebado automático, tal como se ha visto.

Normalmente para limitar la velocidad de subida de la tensión se utiliza una red RC en paralelo con el SCR o TRIAC, llamada red amortiguadora (snubber en inglés), donde el resistor R evita que el capacitor se descargue bruscamente en el cebado sobre el TRIAC o SCR, evitando con esto la introducción de una sobreintensidad y una di/dt excesivas que podrían dañar al SCR o al TRIAC.

Si la tensión tiene que alcanzar un pico igual a V_0 , R_L es la resistencia de carga y $(dv/dt)_c$ es la velocidad crítica de subida de tensión que el SCR o TRIAC puede soportar, entonces el valor de C debe ser mayor que:

$$C \geq \frac{(0.632)(V_0)}{R_L (dv/dt)_c} \quad (4.1)$$

Por otra parte, en la figura 4.2 puede verse como ésta red facilita el cebado sobre carga inductiva al establecer inmediatamente una corriente superior a la corriente principal mínima de cebado I_L , necesaria para que el SCR o TRIAC mantenga la conducción al desaparecer el impulso de puerta.

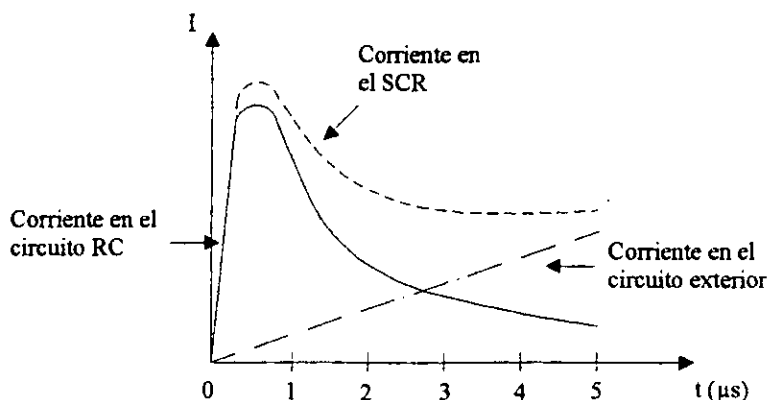


Figura 4.2 Protección con red RC y efectos benéficos sobre di/dt con carga inductiva.

Puede perfeccionarse aún más el método introduciendo, únicamente en el caso del SCR, un diodo en paralelo con R, tal como se indica en la figura 4.3. De este modo no interviene el resistor R más que en la descarga de C, esto es, durante el cebado, y puede dársele un valor de aproximadamente 100 ohms o más, protegiendo eficazmente al SCR 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 capacitor quedará conectado directamente en paralelo con el SCR.

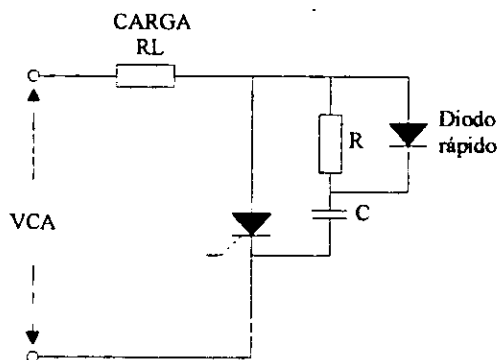


Figura 4.3 Protección contra dv/dt del SCR.

4.4 DIAGRAMAS DE CÁLCULO DE LA RED RC

La compañía RCA propone un sistema para el cálculo de la red RC de protección, en su nota de aplicaciones AN4745, 1971 ("Analysis and design of snubber networks for dv/dt suppression in TRIAC'S circuits" , por J. E. Wojslawowicz).

Los valores de R y C se obtienen en función de la corriente I en la carga (en r.m.s.) y de la dv/dt admisible, para distintos valores de la tensión de cresta, a partir del esquema de cálculo de la figura 4.4.

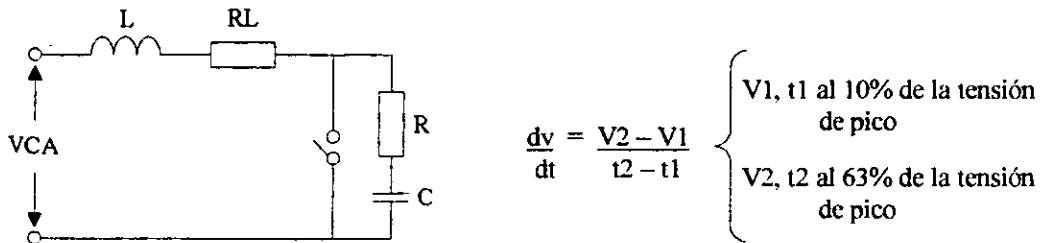


Figura 4.4 Esquema con las bases de cálculo de las redes de protección contra dv/dt de los ábacos siguientes.

Estos valores se han establecido para el caso más desfavorable que se puede dar: con carga puramente inductiva, es decir, con $\cos \theta = 0$. Para valores mejores del $\cos \theta$ la tensión de cresta se reduce en la misma proporción; por ejemplo, si a $\cos \theta = 0$ le corresponden 200 V de cresta, a $\cos \theta = 0.7$ debe corresponderle $(200)(0.7) = 140$ V.

Los tres ábacos de las figuras 4.5, 4.6 y 4.7 corresponden a diferentes tensiones:

- a) 200 V de cresta para el primero (120 V de servicio).
- b) 400 V de cresta para el segundo (220 V de servicio).
- c) 800 V de cresta para el tercero (380 V de servicio).

Las rectas de trazo lleno se refieren al capacitor C y las de trazo discontinuo al resistor R. Para utilizar los ábacos, basta elegir el diagrama correspondiente a la tensión deseada y proceder como sigue:

- 1) Trazar una recta a partir del valor nominal previsto de corriente;
- 2) Anotar la intersección de esta vertical con la recta oblicua de la dv/dt admisible, en trazo lleno, obteniendo en ordenadas, en la escala de la izquierda, el valor de C en μF ;
- 3) Anotar la intersección con la recta de dv/dt a trazo discontinuo, leyendo el valor de R en $K\Omega$ en la escala de la derecha.

Por ejemplo, para una tensión de 120 V (200 V de cresta), en el ábaco de la figura 4.5 encontramos, para $\cos \theta = 0$, 40 A eficaces y dv/dt admisible de $5 \text{ V}/\mu s$, $C = 180 \text{ nF}$ y $R = 330 \Omega$.

DISPOSITIVOS DE PROTECCIÓN

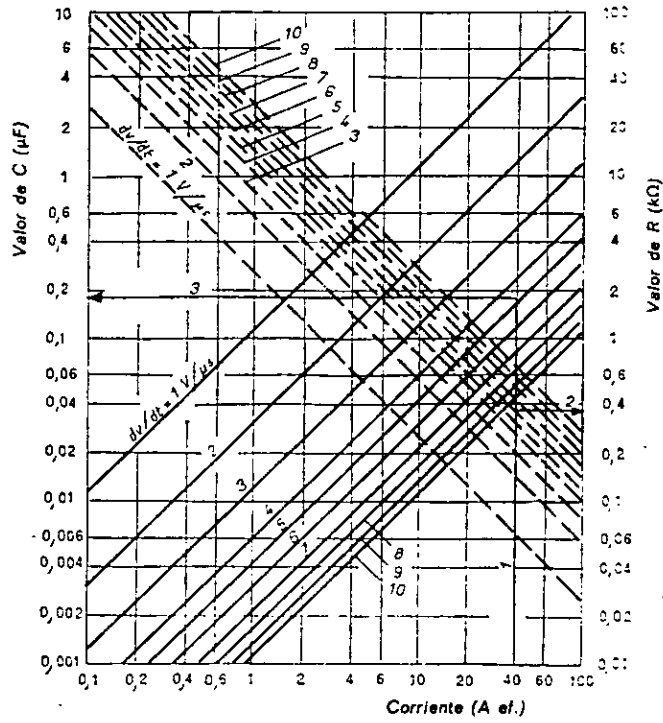


Figura 4.5 Abaco para 200 V de pico (120 V de servicio)

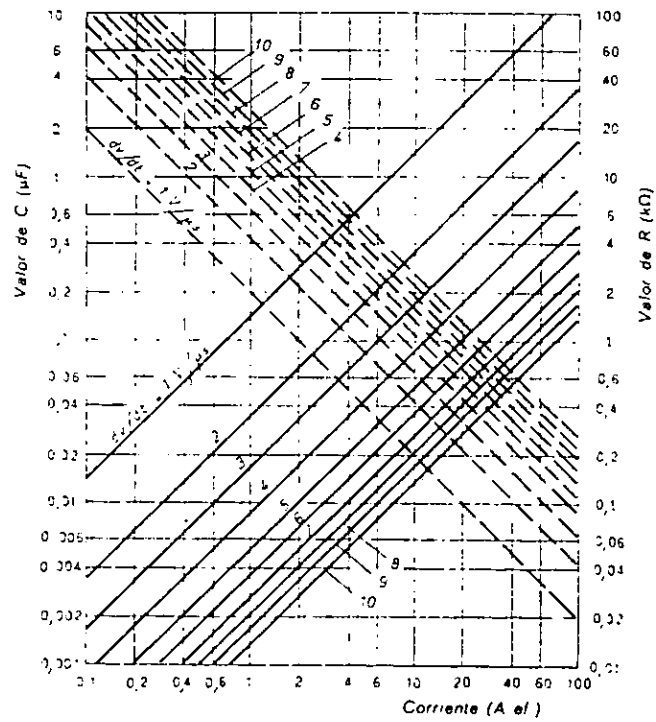


Figura 4.6 Abaco para 400 V de pico (220 V de servicio)

DISPOSITIVOS DE PROTECCIÓN

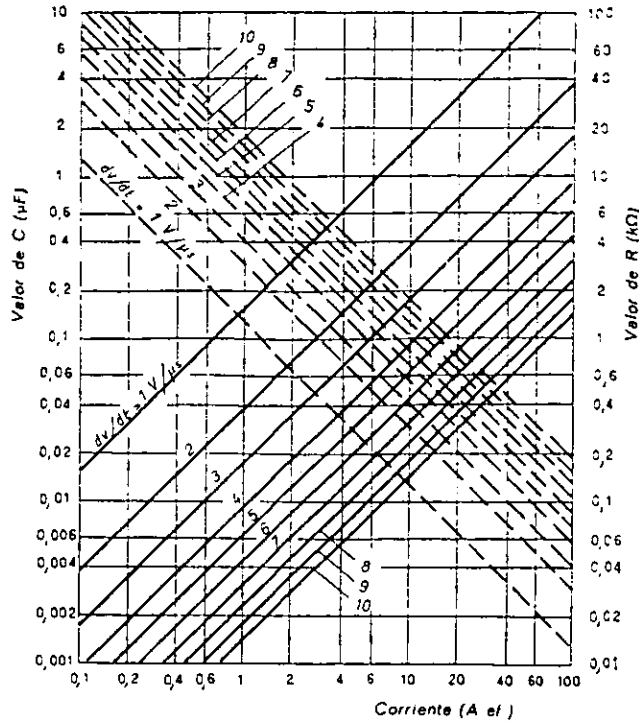


Figura 4.7 Ábaco para 800 V de pico (380 V de servicio).

4.5 PROTECCIONES DE PUERTA

Los circuitos de puerta necesitan de elementos protectores a causa de su tensión y bajas potencias requeridas. Los rápidos cambios de tensión y corriente producen tensiones inducidas indeseables en los conductores de puerta, por lo que son esenciales un apantallado, una puesta a masa y un filtrado cuidadoso. También es beneficioso que los conductores no estén separados, y si es posible que estén cableados o retorcidos conjuntamente, para que cualquier captación sea equilibrada y cancelada.

Si el SCR se encuentra trabajando en C.A. la excursión inversa de la tensión de puerta debe permanecer inferior al valor máximo admisible (aproximadamente 5V), por lo cual se puede proteger la puerta conectando un diodo tal como se muestra en la figura 4.8 a y 4.8 b.

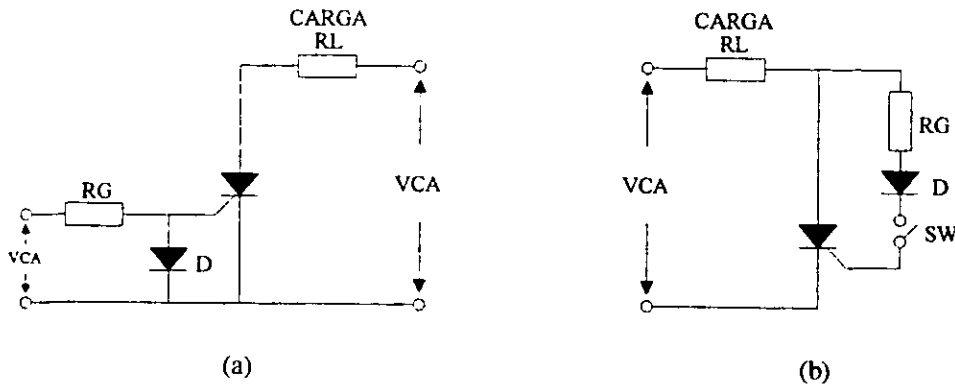


Figura 4.8 Protecciones de puerta con diodo D contra la excursión inversa de la tensión de C.A.

En caso de que el SCR se encuentre operando en C.D. también se requiere incorporar un diodo en el circuito de puerta para prevenir una gran tensión inversa entre las terminales de puerta y cátodo cuando se interrumpe la corriente. El diodo limita esta tensión a 1 V aproximadamente aunque se puede tolerar una tensión de unos 5 V.

Otro tipo de protección de puerta utilizada para limitar la dv/dt y prevenir posibles cebados esporádicos tanto en SCR'S como en TRIAC'S, consiste en conectar una resistencia en paralelo con la puerta, tal como se muestra en la figura 4.9a, en la cual se ha representado el caso del SCR y que para el caso del TRIAC basta sustituir el SCR por el TRIAC. El circuito de la figura 4.9a se puede modificar añadiendo un capacitor en paralelo con la resistencia (figura 4.9b), lo anterior sólo se utiliza en circuitos con SCR'S de baja potencia con disparo en C.D. y proporciona protección contra los transitorios de línea.

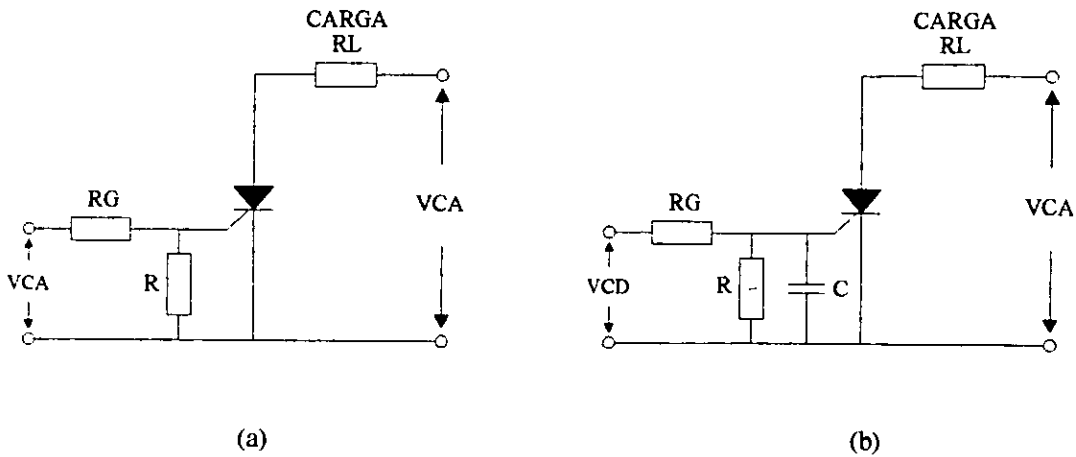


Figura 4.9 Protección de puerta con resistencia R para limitar la dv/dt .

4.6 PROTECCIÓN CONTRA di/dt

Si la carga tiene componente capacitiva puede establecerse bruscamente una intensidad elevada de corriente en el momento mismo en que empieza el cebado. La derivada di/dt impuesta al conmutador de potencia utilizado puede ser perjudicial, por lo que, si hay riesgo de aparición de di/dt elevadas será necesario asegurarse del rápido establecimiento a un valor suficientemente alto de la corriente de puerta de cebado.

Si se presentará el caso en que la di/dt pudiese llegar a sobrepasar el valor límite indicado por el fabricante, se podría proteger el conmutador de potencia añadiendo una pequeña inductancia en serie.

Lo mejor parece ser el uso de una inductancia saturable. Mientras no está saturada, la inductancia deja pasar sólo una intensidad reducida de corriente; una vez saturada, se convierte en un cortocircuito. En definitiva lo que se consigue es retardar el establecimiento de la corriente principal (figura 4.10). El conmutador de potencia tras este retardo, disipa una potencia menos importante ya que la superficie conductora es mayor, con lo que podrá aceptar valores más altos de energía.

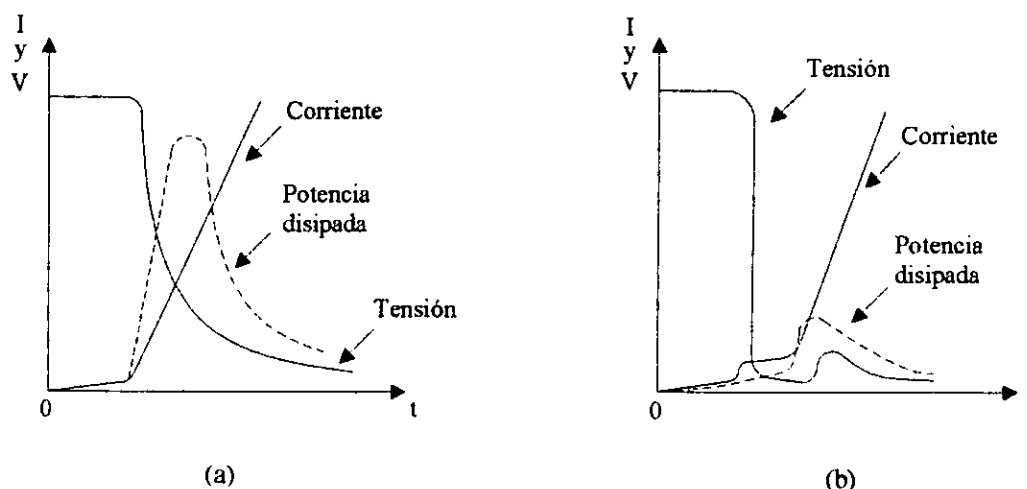


Figura 4.10 Corriente y caída de tensión presentes en el conmutador de potencia en el momento del disparo: (a) con inductancia saturable; (b) sin inductancia saturable.

4.7 PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITO

Las altas corrientes ocasionadas por cortocircuito aunadas con la limitada capacidad de sobrecarga térmica de los SCR'S y TRIAC'S, obligan a disponer en sus circuitos de fusibles que limiten dichas corrientes, evitando que los SCR'S o TRIAC'S empleados no se dañen. Para conseguir lo anterior los fusibles empleados deben ser de alto poder de ruptura y de rápida interrupción de corriente. En aplicaciones de pequeña potencia no tiene justificación el uso de fusibles de alta velocidad para la protección del circuito si el fusible cuesta más que el TRIAC o el SCR.

Cuando se produce un cortocircuito, la corriente de falla comienza a elevarse, esto ocasiona que la temperatura del fusible también se vea incrementada hasta que en un tiempo t_m , el fusible se funde y se desarrollan arcos a través del mismo. En razón del arco, aumenta la impedancia del fusible, reduciéndose por tanto la corriente de falla. Sin embargo, se forma un voltaje de arqueo a través del fusible, el calor generado vaporiza el elemento fusible, lo que da como resultado una longitud de arco mayor y una reducción aún más grande de la corriente. El efecto acumulado es la extinción del arco en un tiempo muy corto. Cuando el arco está terminado en un tiempo t_a , la falla se ha liberado. Mientras más aprisa se libere el fusible más alto será el voltaje del arco.

El tiempo de liberación o de corte t_c es la suma del tiempo de fusión t_m y del tiempo de arco t_a , t_m depende de la corriente de carga en tanto que t_a depende del factor de potencia o de los parámetros del circuito de falla. El cortocircuito normalmente queda superado después de que la corriente de falla llega a su primer pico. Esta corriente de falla, que podría haberse elevado y dañar al SCR o al TRIAC si no existiera el fusible, se denomina corriente de falla posible. Lo anterior queda mostrado en la figura 4.11.

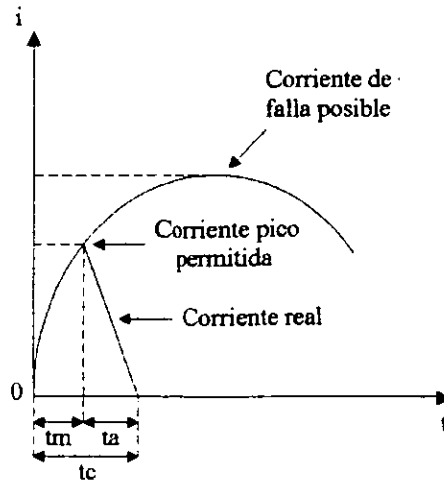


Figura 4.11 Corriente de falla del fusible.

Un fusible ultrarrápido consta de una cinta de plata con varios cuellos rodeada de arena de cuarzo. En la figura 4.12, se dan dos disposiciones frecuentes.

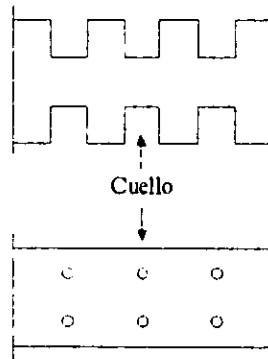


Figura 4.12 Formas interiores de un fusible ultrarrápido de potencia.

El cuello es la parte de menor sección y donde tiene lugar la fusión. Para intensidades moderadas la unión intercuello sirve de disipador; pero, ante un impulso fuerte de intensidad, el calor no se transmite suficientemente deprisa hacia las secciones anchas y se funden los cuellos.

Si R es la resistencia del circuito de falla e i es la corriente instantánea de falla entre el instante en que ocurre la falla y el instante en que se extingue el arco, la energía alimentada al circuito puede expresarse como:

$$W = \int Ri^2 dt \quad (4.2)$$

Si la resistencia se mantiene constante, el valor de i^2t es proporcional a la energía alimentada al circuito. El valor i^2t se conoce como energía permitida y es la responsable de la fusión del fusible. Los fabricantes de fusibles especifican la característica i^2t de los mismos.

El i^2t es un parámetro útil para el caso de fuertes sobrecargas y tiene distinto significado según el elemento de que se trate, en los SCR'S y TRIAC'S es un índice del calor generado, mientras que en los fusibles lo es de la energía que dejan pasar, por lo tanto, al seleccionar un fusible es necesario estimar la corriente de falla y a continuación satisfacer los requisitos siguientes:

- 1.- El fusible debe conducir en forma continua la corriente de especificación del dispositivo.
- 2.- El valor i^2t permitido del fusible antes de que se libere la corriente de falla debe ser menor que el i^2t del dispositivo protegido.
- 3.- El fusible debe ser capaz de soportar el voltaje después de la extinción del arco.
- 4.- El voltaje de arco en su valor pico debe ser menor que la especificación del voltaje pico del dispositivo.

Se puede mejorar el funcionamiento de un fusible conectando varios en paralelo, siendo la corriente de estado de régimen total dada por:

$$i_{\text{total}} = i_{\text{un fusible}} \times N \times F \quad (4.3)$$

donde N es el número de fusibles en paralelo y F es un factor que tiene en cuenta el mal emparejamiento de fusibles, siendo típicamente 0.9

La especificación i^2t de la combinación está dada por:

$$(i^2t)_{\text{total}} = (i^2t)_{\text{un fusible}} \times N^2 \quad (4.4)$$

Por lo tanto, si dos fusibles están conectados en paralelo cada uno debe tener alrededor de la mitad de la especificación del estado de régimen de un fusible, pero la relación i^2t mejora en un factor de cuatro. Los fusibles pueden conectarse en paralelo en un sólo encapsulado.

CAPÍTULO 5

PERTURBACIONES DE HF

5.1 INTRODUCCIÓN

Los circuitos de electrónica de potencia que utilizan TRIAC'S y SCR'S pueden generar señales eléctricas parásitas indeseadas. Estas señales conocidas como ruido pueden transmitirse por radiación en el espacio (ruido radiado) o por conducción a través del cable (ruido conducido).

Ambas clases de ruido pueden propagarse a considerable distancia, dando lugar a interferencias electromagnéticas o de radiofrecuencia que provocan el mal funcionamiento de los equipos más susceptibles: receptores de radio en la banda de AM, equipos de informática y, en general, aquellos otros que basan su funcionamiento en el tratamiento de señales digitales o analógicas (control de procesos, adquisición de datos, transmisión de información etc.) o en la amplificación de las mismas.

Aparte de emitir interferencias electromagnéticas, los circuitos con TRIAC'S y SCR'S también pueden estar afectados por la interferencia electromagnética generada por su propia circuitería, por otros circuitos o por fenómenos naturales. Cuando esto ocurre, se dice que el sistema es susceptible a interferencia electromagnética. Cualquier sistema que no emite interferencia electromagnética por encima de un nivel dado y no le afectan las interferencias, se dice que ha conseguido la compatibilidad electromagnética. Por lo tanto, al diseñar un circuito electrónico se debe por un lado minimizar el ruido producido por el propio equipo con el fin de no perjudicar al mismo y a otros equipos del entorno y por otro lado se debe rebajar su susceptibilidad a los ruidos externos asegurando su funcionamiento en ambientes ruidosos.

5.2 ORIGEN DE LAS PERTURBACIONES DE HF

El uso de SCR'S y TRIAC'S en circuitos de control de potencia, originan perturbaciones de HF (también conocidas como interferencias electromagnéticas) que generalmente están asociadas a la presencia de escalones de intensidad o de tensión.

Un escalón ideal de intensidad (positivo o negativo) presenta una di/dt infinita, siendo su espectro de frecuencia continuo e infinito con la amplitud inversamente proporcional a la frecuencia (decaimiento de 20 dB/década). En un regulador con control de fase y carga resistiva o en un rectificador se producen cientos de escalones por segundo y en un troceador o en un inversor de alta frecuencia puede llegarse a decenas de millar por segundo. Dichos escalones pueden ser generados por alguna de las siguientes causas:

- a) Acoplamiento inductivos o capacitivos;
- b) Al salto de la corriente desde cero a un valor definido cuando el SCR o TRIAC pasa del estado de bloqueo al de conducción;
- c) A la interrupción de la corriente por haberse rebasado el valor de la corriente de mantenimiento del TRIAC o del SCR.

Cuando se da la condición de proximidad, el simple hecho de circular una corriente alterna (o con componentes de corriente alterna) puede dar lugar a ruido por acoplamiento inductivo, en el cual la perturbación se transmite vía flujo magnético. Además, en condiciones de proximidad, los escalones de tensión puede generar ruido por acoplamiento capacitivo, el cual se debe a las capacidades parásitas existentes entre conductores o masas metálicas galvánicamente aisladas. El ruido producido por los acoplamientos inductivos y capacitivos tiene un pequeño alcance y sólo es de importancia, normalmente, dentro del propio equipo.

Por su parte, los pasos abruptos o saltos de corriente (incisos b y c) tienen lugar en cada semiperiodo en el TRIAC o SCR en montaje antiparalelo o con puente rectificador. Cuando el SCR trabaja aisladamente genera las dos mencionadas perturbaciones a cada período de la tensión alterna.

Un TRIAC o SCR en conducción tiene muchos portadores de carga libres, que equivalen en cierta forma a una corriente acumulada. Poco tiempo después de interrumpirse la corriente, la tensión alterna pasa por cero y es entonces cuando dichos portadores hacen sentir su efecto en forma de una corriente de corta duración o impulso, que por tener sentido opuesto al de la corriente interrumpida, se le denomina impulsos de corriente de realimentación. Estos impulsos originan sobretensiones en un amplio espectro de frecuencias y resultan tanto menores cuanto mayor es la frecuencia. Al establecerse súbitamente la corriente aparecen asimismo fenómenos de oscilación que ocasionan a su vez sobretensiones en un amplio margen de frecuencias.

5.3 MÉTODOS PARA DISMINUIR LAS PERTURBACIONES DE HF

Para disminuir el ruido generado hay que ir a la raíz del problema, es decir, hay que disminuir tanto como sea posible las di/dt que tienen lugar en el circuito de potencia.

Las perturbaciones originadas por la aparición de la corriente, se pueden mantener pequeñas a base de elegir el instante de arranque de la corriente cuando ésta tenga un valor reducido. Esto solamente es factible en los casos en que el TRIAC o SCR deba cumplir exclusivamente la función de interrupción de corriente; en el control por variación del ángulo de conducción no puede darse esta condición.

Si el SCR o TRIAC se utilizan sólo para interrupción de la corriente, es posible utilizar la misma tensión de la red para el disparo, con ello los circuitos adquieren una gran sencillez, tal como se ilustra en las figuras 5.1a y 5.1b.

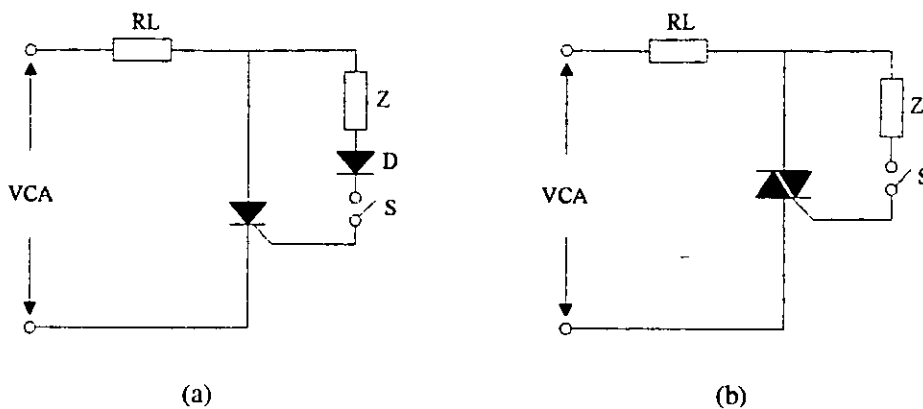


Figura 5.1 Circuitos para interrupción de corriente que utilizan la tensión de red para el disparo: (a) con SCR; (b) con TRIAC.

El inconveniente de estos circuitos es que el disparo sólo puede tener lugar cuando la tensión de la red ha crecido hasta alcanzar el valor adecuado para el disparo y esto como se ha dicho, provoca la abrupta circulación de la corriente que es la causa de las perturbaciones electromagnéticas. Este retraso en el arranque de la corriente, por otro parte, no representa una merma sustancial en el valor eficaz de la corriente de paso.

Se puede evitar el retraso en la aparición de la corriente empleando impulsos de disparo convenientemente temporizados con el paso por cero de la tensión alterna de red. Los circuitos capaces de facilitar esta clase de impulsos reciben el nombre de interruptores síncronos o interruptores de tensión cero, los cuales serán analizados en el capítulo 8.

El control de potencia por variación del ángulo de conducción con SCR'S o TRIAC'S, presenta pues el inconveniente de las perturbaciones electromagnéticas debidas a los bruscos saltos de la corriente, que pueden llegar desde cero hasta el valor pico de la corriente. El control de la intensidad de iluminación, que sólo puede realizarse por variación del ángulo de conducción, tiene por lo tanto este defecto.

Uno de los medios más sencillos para reducir el efecto perturbador, consiste en conectar en paralelo con el TRIAC o SCR, un capacitor de aproximadamente 100 nF. No obstante, esta reducción no es suficiente para SCR'S o TRIAC'S que trabajan por control del ángulo de conducción, por lo que generalmente se utiliza la combinación de un capacitor y una inductancia, tal como se muestra en las figuras 5.2a y 5.2b.

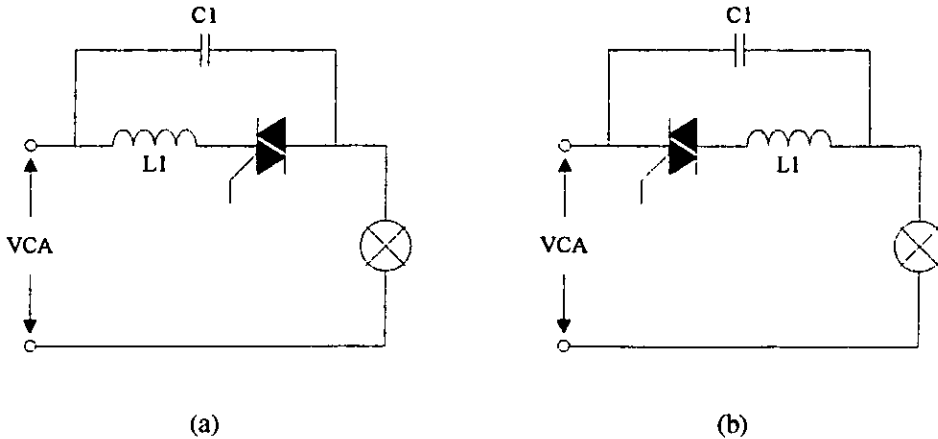


Figura 5.2 Circuitos que incorporan un capacitor C1 y una inductancia L1 para atenuar las perturbaciones electromagnéticas.

En los circuitos de la figura anterior la inductancia L1 se encuentra conectada a la terminal MT1 o MT2 del TRIAC. Esto se debe a que algunos TRIAC'S cuentan como se muestra en la figura 5.3a, con una aleta de refrigeración unida físicamente a la terminal MT1 o MT2 (dependiendo del dispositivo utilizado). Dicha aleta de refrigeración presenta con respecto a tierra una capacidad C (figura 5.3b) que no debe ser despreciada, porque puede dependiendo del lado en que esté intercalada L1 anular la eficacia antiparasitaria de esta última. Para evitar este inconveniente, la inductancia L1 no se debe conectar del lado de la terminal que se encuentre unida a la aleta de refrigeración. En la figura 5.4a se puede observar una conexión adecuada de la inductancia L1, mientras que en la figura 5.4b se presenta una conexión inadecuada de la inductancia L1; en ambos casos se considera que la aleta de refrigeración está conectada a la terminal MT2 del TRIAC (figura 5.3b).

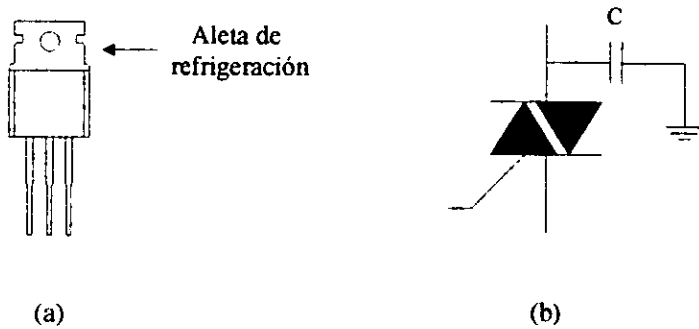


Figura 5.3 (a) Esquema que muestra un TRIAC que incluye aleta de refrigeración; (b) Capacidad C presente en el TRIAC con respecto a tierra debida a la aleta de refrigeración.

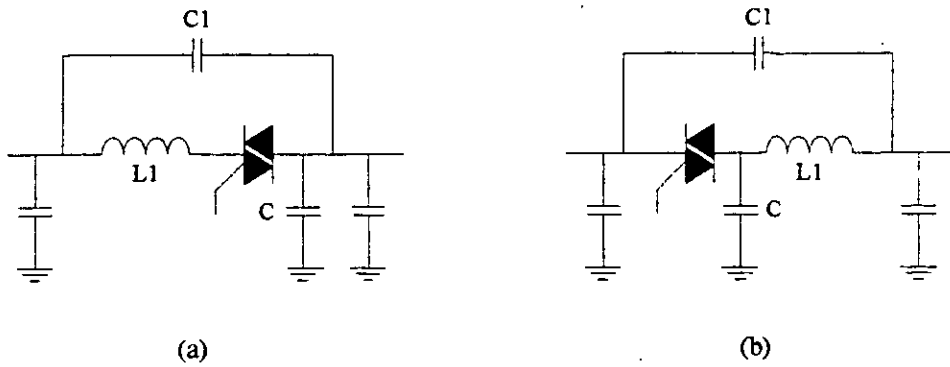


Figura 5.4 Colocación correcta en (a) e incorrecta en (b) de la inductancia antiparasitaria L1, cuando la aleta de refrigeración del TRIAC se encuentra unida a la terminal MT2.

Con base en lo anterior la figura 5.5 presenta la forma en que debe intercalarse el filtro antiparasitario en un circuito de control de potencia por variación del ángulo de conducción. El circuito de control de este tipo de circuitos será analizado en el capítulo 7. La intercalación de la inductancia L1 dependerá como ya se menciona de la terminal que se encuentre conectada a la aleta de refrigeración del TRIAC. Para C1 generalmente se utiliza un valor de $0.1 \mu\text{F}$, mientras que para L1 su valor puede ser de 100 ó $200 \mu\text{H}$.

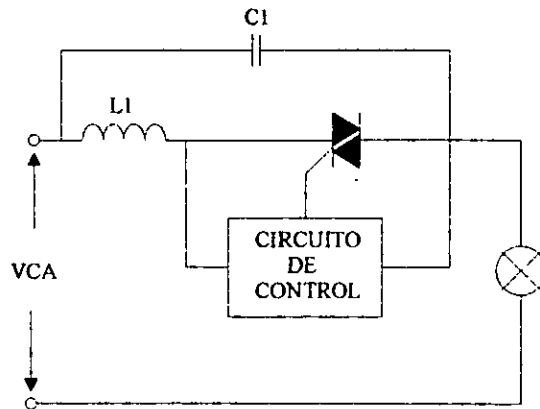


Figura 5.5 Circuito de control por variación del ángulo de conducción que incluye la combinación de un capacitor C1 y una inductancia L1 para disminuir los efectos de las perturbaciones electromagnéticas.

Por su parte, el ruido radiado puede atenuarse minimizando la superficie de los lazos (espiras) por donde circulan las intensidades con elevadas di/dt . Los pares de cables por donde circulan las corrientes de ida y de retorno deben trenzarse con el fin de compensar entre sí el efecto producido por las sucesivas miniespiras del trenzado. Los componentes pertenecientes a cada lazo en el que se produzcan elevadas di/dt deben situarse lo más junto posible y el conjunto debe blindarse, es decir, encerrarse en una caja metálica conectada, si es posible, a una buena toma de tierra. La superficie equipotencial así formada actúa como pantalla contra el ruido radiado. Estas disposiciones constructivas son válidas igualmente para disminuir los flujos magnéticos generados por los cables.

Cuando se trata de aminorar la susceptibilidad de un equipo a los ruidos provenientes del exterior, las medidas a adoptar son similares a las vistas anteriormente. El ruido conducido se atenúa mediante el uso de filtros de red formados por combinaciones de elementos pasivos. Un tipo muy usado para la alimentación de los circuitos de mando es el de la figura 5.6, que puede proporcionar atenuaciones superiores a 50 dB en la banda de 100 KHZ a 10 MHZ.

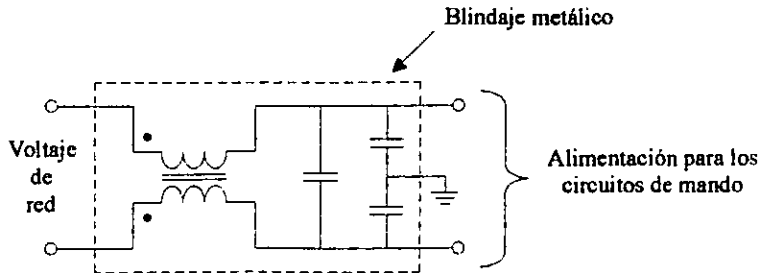


Figura 5.6 Filtro de red utilizado para proteger a los circuitos de mando contra el ruido conducido proveniente del exterior.

Los circuitos de mando son especialmente sensibles al ruido radiado procedente del medio ambiente. Sus cables de interconexión y de control de los semiconductores deben ir trenzados y apantallados y sus longitudes deben ser lo más pequeñas posible. Hay que cuidar la terminación de los trenzados, pues la mayor parte del ruido se induce en las espiras que forman las conexiones de sus extremos. Los circuitos de mando deben estar galvánicamente aislados de la red de distribución mediante transformadores y del circuito de potencia mediante optoacopladores o transformadores. Los transformadores de señal deben tener sus devanados apantallados con el fin de disminuir los acoplamientos capacitivos. En los transformadores de impulsos conviene repartir la resistencia limitadora entre el primario y el secundario. En paralelo con la puerta de los SCR'S y TRIAC'S es conveniente montar una resistencia y un pequeño capacitor. Este último, siempre que lo permitan la frecuencia de conmutación y la di/dt de trabajo.

Dentro del propio equipo es preciso separar los circuitos de mando de los de potencia, blindándolos si es necesario, y separando cuanto se pueda los conductores de uno y de otro, evitando discurrir paralelamente largos trechos de cable con diferente tipo de señal, en especial aquellos con altas di/dt . Los blindajes deben conectarse a una buena toma de tierra. Cuando ello no sea posible, se dejarán sin conectar. En ningún caso, deberán ser conectados al neutro de la red pues es un importante transmisor de ruido externo.

En las tarjetas del circuito de mando debe dársele una sección suficiente al diámetro del conductor común (el de 0 V), ya que por él retornan todas las corrientes. El acoplamiento capacitivo entre conductores se elimina intercalando entre ellos el conductor común. Cuando haya circuitos que tengan un consumo alto o que produzcan escalones de intensidad su alimentación no será compartida sino independiente, como indica la figura 5.7.

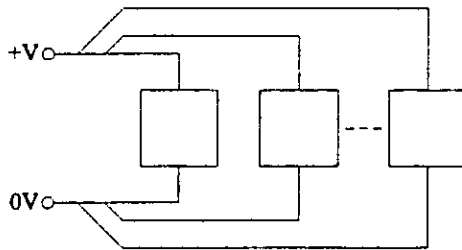


Figura 5.7 Los circuitos con gran consumo de energía o que producen escalones de intensidad deben conectarse en forma independiente.

Las fuentes de alimentación de los circuitos de mando deben diseñarse de manera que su impedancia interna sea muy baja. En cada tarjeta se dispondrá un capacitor de desacoplo en las terminales del conector correspondientes a su alimentación y también dentro de ella de trecho en trecho, siendo aconsejable montar un capacitor de 10 nF a 100 nF. La alimentación distribuida (fuente común con salida en tensión elevada y convertidores reductores aislados en cada tarjeta o subconjunto) proporcionan inherentemente una buena inmunidad al ruido en la alimentación.

5.4 ATENUACIÓN DE LAS OSCILACIONES

Los circuitos de control de potencia por variación del ángulo de conducción presentan invariablemente perturbaciones de HF. Dichas perturbaciones pueden ser reducidas utilizando la combinación de una inductancia y una capacitancia como las mostradas en la figura 5.2. Sin embargo, esta combinación constituye un circuito oscilante, que por su naturaleza introduce oscilaciones indeseables. Estas oscilaciones pueden ser atenuadas eficientemente sustituyendo el capacitor C1 de la figura 5.2 por un capacitor conectado en serie con un montaje paralelo de un segundo capacitor y una resistencia de atenuación (C3 y R1 de la figura 5.8). Estos elementos tienen como valores normalizados: C1=220 nF, C3 = 50nF, R1 = 82 Ω.

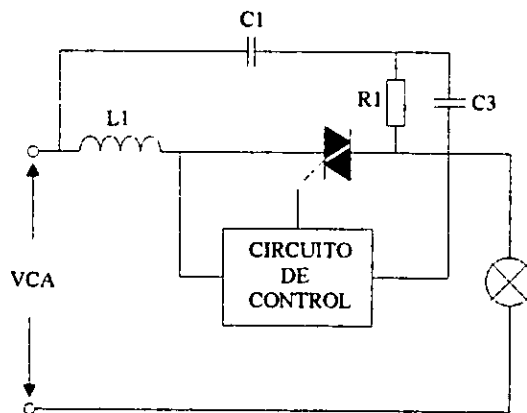


Figura 5.8 Circuito de control por ángulo de conducción libre de oscilaciones ocasionadas por el circuito oscilante que forman la combinación de C1 y L1.

CAPÍTULO 6

CONTROL POR TODO O NADA

6.1 INTRODUCCIÓN

Los TRIAC'S y SCR'S son elementos adecuados para la interrupción de corriente en circuitos, aparatos y máquinas que operan tanto en corriente alterna como en corriente continua, por lo tanto, pueden ser utilizados para reemplazar a los interruptores y relevadores electromecánicos convencionales.

A diferencia de los relevadores e interruptores convencionales en los que el corte y restablecimiento del circuito es real, en los SCR'S y TRIAC'S se produce una inserción de impedancia, que puede conseguirse casi instantáneamente porque no hay partes móviles. Debido a lo anterior y a las demás características que presentan los elementos de estado sólido (conmutación rápida, ausencia de arco eléctrico, volumen reducido, vida media muy larga, relativamente baratos, etc.), tanto el SCR como el TRIAC, han encontrado una amplia gama de aplicaciones en el control industrial; de hecho se han impuesto en aplicaciones como la conmutación pura y simple, la variación de velocidad de motores, la graduación de luz etcétera. El presente capítulo hace referencia a la conmutación pura, dejando las aplicaciones que requieren de variación de potencia para el siguiente capítulo.

6.2 CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS POR TODO O NADA

El control de potencia que se aplica a una carga, en la cual no se requiere la variación de dicha potencia, se efectúa mediante circuitos por todo o nada, también conocidos como relés estáticos. Este tipo de circuitos se caracterizan por permitir a un SCR o TRIAC funcionar de forma análoga a un interruptor, de tal manera que el dispositivo:

- a) Permanezca en conducción en tanto que dure una orden de cebado aplicado al mismo, permitiendo que la carga quede energizada aprovechando en su totalidad la tensión de red.

b) Se bloquee al desaparecer dicha orden, ocasionando que la carga quede desenergizada.

La orden de cebado para ambos dispositivos, se efectúa en el electrodo de mando (puerta), y puede realizarse mediante el empleo de un interruptor, un SCR o TRIAC auxiliar o bien alguno de los elementos de disparo analizados en el capítulo 3.

En el caso del SCR (figura 6.1a), la tensión de mando ha de ser positiva con relación al cátodo. Si la tensión de alimentación que debe interrumpirse procede de la red de C.A. o se trata de una señal de media onda, el SCR se extinguirá por sí mismo; una vez abierto el interruptor S en cuanto se anule la corriente. Si la tensión de alimentación es continua o si no se anula en cada período la corriente de carga, habrá que incorporar un circuito de extinción h (figura 6.1b), que puede ser por conmutación natural o forzada.

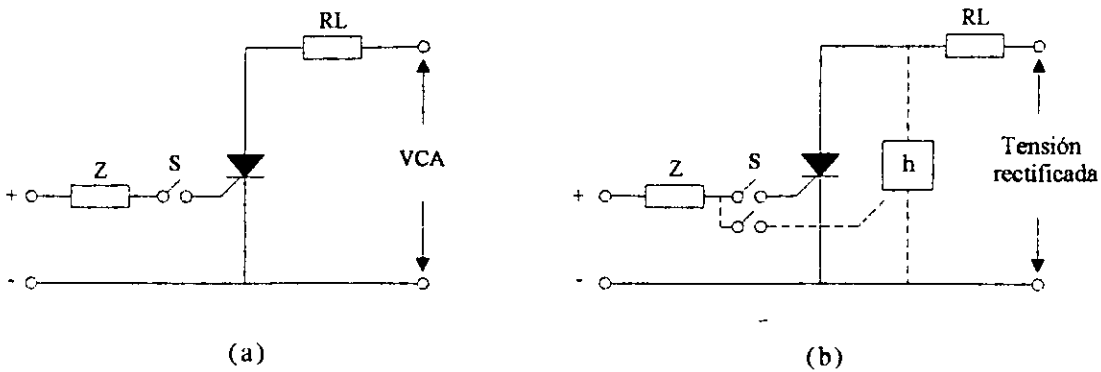


Figura 6.1 Réle estático con SCR: (a) en corriente alterna; (b) en corriente continua.

Si se trata de un TRIAC se puede utilizar cualquiera de los tres tipos de mando indicados en la figura 6.2. En estos circuitos el disparo del TRIAC se presenta en distintos cuadrantes de polarización definidos por la polaridad aplicada a la puerta del TRIAC. Con base en lo anterior el circuito (a) trabaja durante los cuadrantes I y IV, el circuito (b) durante los cuadrantes II y III, mientras que el circuito (c) trabaja en los cuadrantes I y III. La tensión de alimentación por su parte se interrumpe al abrir el interruptor S y la corriente en el dispositivo caiga por debajo del valor de mantenimiento.

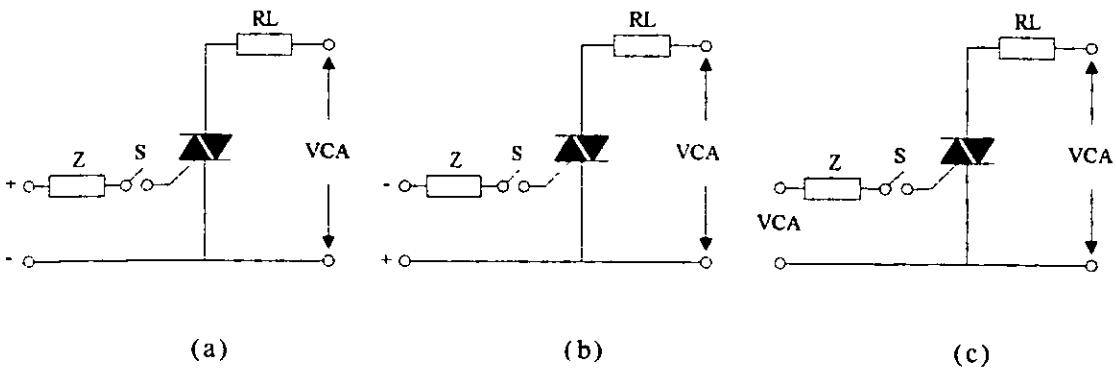


Figura 6.2 Variantes de réles estáticos con TRIAC.

La potencia de mando (fuente indicada a la izquierda en los esquemas de las figuras 6.1 y 6.2) puede ser externa, o tomada directamente de la tensión de alimentación, rectificándola o no. Una solución particularmente interesante es la que consiste en tomar la energía de mando del ánodo del SCR, o del electrodo MT2 del TRIAC, con las siguientes ventajas:

- a) Sólo se necesita usar dos hilos entre el interruptor principal (SCR o TRIAC) y el circuito de mando;
- b) La energía de mando se consume sólo cuando existe una tensión importante en el interruptor principal, es decir, precisamente en el momento en que se necesita.

Esto es lo que se muestra en los esquemas de la figura 6.3, para un SCR en (a), y para un TRIAC en (b).

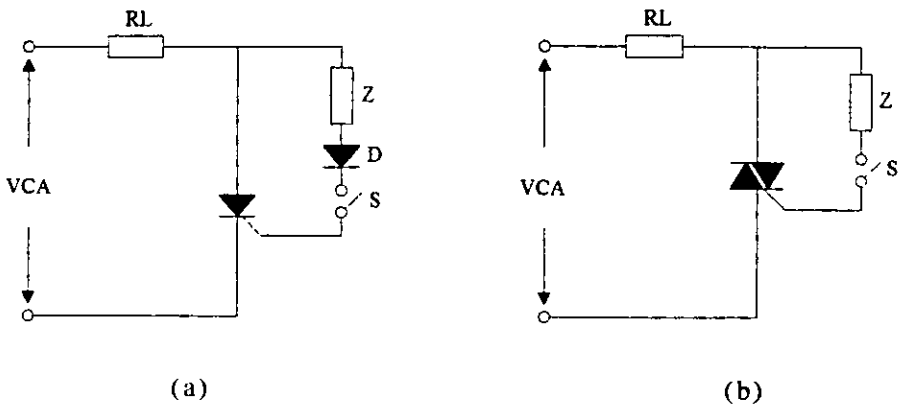


Figura 6.3 Circuitos de control que utilizan la energía de mando del ánodo del SCR o del electrodo MT2 del TRIAC.

6.3 IMPEDANCIA Z DE DISPARO

La impedancia Z de la sección anterior puede ser un simple resistor R. Puesto que la caída en R se hace prácticamente nula en cuanto se ceba el TRIAC o el SCR, la corriente de puerta se establece al valor justo necesario para asegurar el cebado. Sin embargo, si el valor de R es demasiado alto, el dispositivo utilizado no se cebará hasta que la tensión de alimentación VCA no alcance un valor superior a $R I_{GT}$ (I_{GT} = sensibilidad de puerta del dispositivo empleado). En consecuencia, se producirá la pérdida de una porción de la onda de tensión al inicio de cada semiperíodo, lo que implica una ligera pérdida de potencia y, sobre todo, la aparición de un frente abrupto de tensión, fuente indudable de parásitos.

Para evitar la pérdida de una porción de la tensión de alimentación VCA no despreciable al principio de cada semiperíodo se puede sustituir el resistor R por un capacitor C. La corriente de puerta será entonces:

$$I_G = C \, dv/dt \tag{6.1}$$

La dv/dt es máxima en las cercanías del cero de tensión, y por lo tanto para el valor teórico $(2\pi/T)V_{m\acute{a}x}$. El disparo tiene lugar pues en las proximidades del comienzo de cada semiperíodo siempre que:

$$C \geq \frac{IGT}{V_{ef} 2\pi} \frac{T}{\sqrt{2}} \quad (6.2)$$

Donde la IGT es la sensibilidad de puerta en el caso más desfavorable. Por ejemplo, para $t = 20$ ms y $V_{ef} = 220$ V se obtiene un valor de C, en microfaradios superior o igual a $10 IGT$ (donde I se expresa en amperes).

6.4 OPTOACOPLADORES COMO DISPOSITIVOS DE CONTROL

Los circuitos por todo o nada, dependen de la orden de cebado que se aplica en la puerta del conmutador de potencia (SCR o TRIAC), una vez que ésta se presenta, la carga queda energizada aprovechando en su totalidad la tensión de red. Esta orden de cebado puede provenir de un simple interruptor, un SCR o TRIAC auxiliar, un elemento de disparo (DIAC, SUS, SBS, UJT etc.) o algún otro dispositivo.

En particular el empleo de optoacopladores resulta muy conveniente, debido a que permiten acoplar dos circuitos aislados eléctricamente entre sí, al no existir conexión eléctrica entre la entrada y la salida del optoacoplador, de tal manera que con un circuito de baja potencia como lo es un circuito con compuertas lógicas, un circuito con transistores o el puerto paralelo de una computadora, se puede controlar un circuito de mediana o alta potencia como lo es una lámpara o conjunto de ellas, un motor etc.

Los optoacopladores integran en una misma pastilla o C.I. una entrada o fuente emisiva como un led infrarrojo, y una salida formada por un fotodetector o dispositivo fotosensible, como por ejemplo un foto-TRIAC o un foto-SCR tal como se muestra en la figura 6.4.

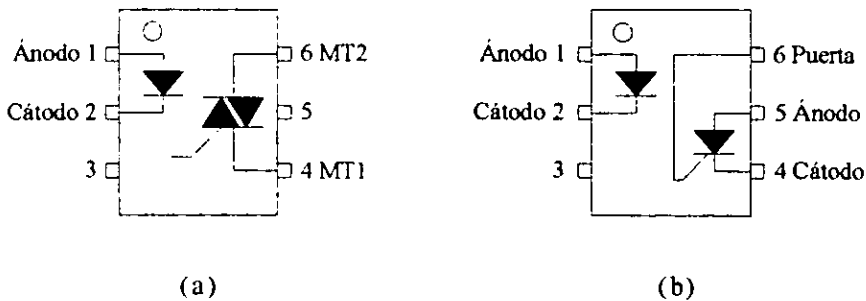


Figura 6.4 Optoacopladores: (a) foto- TRIAC; (b) foto- SCR.

Para que un optoacoplador pueda actuar como elemento de control se debe colocar la salida de éste, en serie con la puerta del conmutador de potencia; así en el momento en que el led infrarrojo esté polarizado en directa, emitirá un haz luminoso que generará el disparo

del foto-TRIAC o foto-SCR; esto provoca que la puerta del conmutador de potencia pueda recibir la corriente necesaria para cebarse y conectar la carga a la tensión de alimentación. Si el led infrarrojo se polariza en inversa, éste dejará de conducir y la salida del optoacoplador se bloqueará ocasionando la interrupción de la corriente de puerta IGT, con lo cual, en el momento en que la corriente descienda por debajo del valor de mantenimiento, el conmutador de potencia pasará al estado de corte desconectando la carga de la tensión de alimentación. Lo anterior se puede observar en la figura 6.5, en la cual se ha representado un TRIAC con carga resistiva en a, con carga inductiva débil en b y con carga inductiva fuerte en c. La resistencia de $2.4\text{ K}\Omega$ y el capacitor de $0.1\ \mu\text{F}$, así como la resistencia de $1.2\text{ K}\Omega$ y el capacitor de $0.2\ \mu\text{F}$ de las figuras b y c respectivamente son elementos de protección contra la dv/dt .

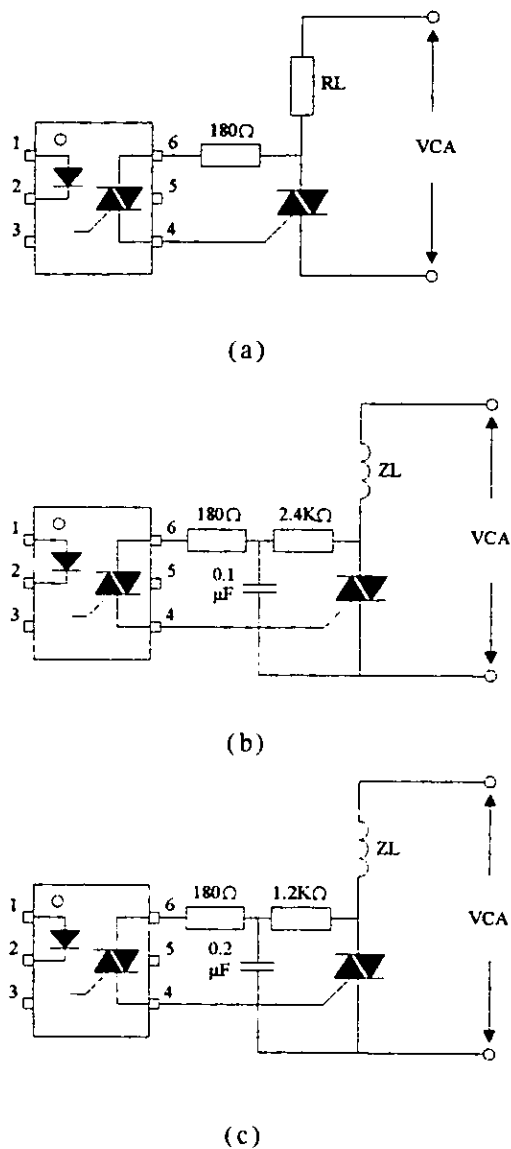


Figura 6.5 Foto-TRIAC como dispositivo de control: (a) con carga resistiva; (b) con carga inductiva débil (c) con carga inductiva fuerte.

6.5 CLASIFICACIÓN DE LOS CIRCUITOS POR TODO O NADA

Los circuitos por todo o nada también conocidos como interruptores estáticos pueden clasificarse en:

- a) Interruptores de C.A.
- b) Interruptores de C.D.

Los interruptores de C.A. pueden dividirse a su vez en monofásicos y trifásicos. Como interruptores de C.A. los TRIAC'S y los SCR'S son conmutados por línea o en forma natural, y la velocidad de conmutación queda limitada por la frecuencia de alimentación de C.A. y el tiempo de desactivación del conmutador de potencia utilizado (SCR o TRIAC). Los interruptores de C.D. que utilizan SCR'S para su control son de conmutación forzada y la velocidad de conmutación dependerá de la circuitería auxiliar y del tiempo de desactivación de los SCR'S.

Interruptores de C.A. monofásicos.

El control de una carga monofásica de C.A. por todo o nada puede realizarse mediante un par de SCR'S conectados en antiparalelo. El diagrama del circuito de un interruptor de onda completa se muestra en la figura 6.6a. El SCR1 debe conducir durante el medio ciclo positivo y el SCR2 durante el medio ciclo negativo. El voltaje de salida es el mismo que el de entrada, los SCR'S actúan como interruptores y se conmutan por línea. En vez de dos SCR'S puede utilizarse un TRIAC, tal como se observa en la figura 6.6b.

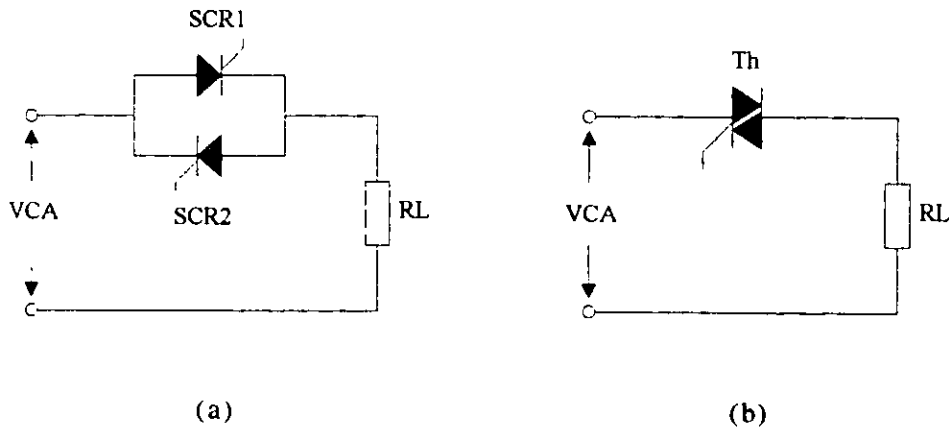


Figura 6.6 Interruptores de C.A. monofásicos (a) con SCR'S conectados en antiparalelo; (b) con TRIAC.

En el caso de una carga inductiva, el SCR1 deberá ser disparado cuando la corriente cruce el valor cero, después del medio ciclo positivo del voltaje de entrada, y el SCR2 deberá dispararse cuando la corriente cruce el valor cero después del medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Si la corriente instantánea de línea es $I_s(t) = I_m \text{sen} \omega t$, la corriente rms de línea es:

$$I_s = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (6.3)$$

Dado que cada uno de los SCR'S conduce corriente sólo durante medio ciclo, la corriente promedio a través de cada SCR es:

$$I_A = \frac{I_m}{\pi} \quad (6.4)$$

y la corriente rms en cada SCR será de:

$$I_R = \frac{I_m}{2} \quad (6.5)$$

Se puede modificar el circuito de la figura 6.6a, tal como se muestra en la figura 6.7a, donde los dos SCR'S tienen un cátodo común y las señales de puerta tienen una terminal común. El SCR1 y el diodo D1 conducen durante el medio ciclo positivo, mientras que el SCR2 y el diodo D2 conducen durante el medio ciclo negativo. Un rectificador tipo puente de diodos y un SCR, también pueden utilizarse como interruptor de C.A. monofásico, tal como se muestra en la figura 6.7b. En este circuito la corriente a través de la carga es corriente alterna y la que pasa a través del SCR es corriente directa.

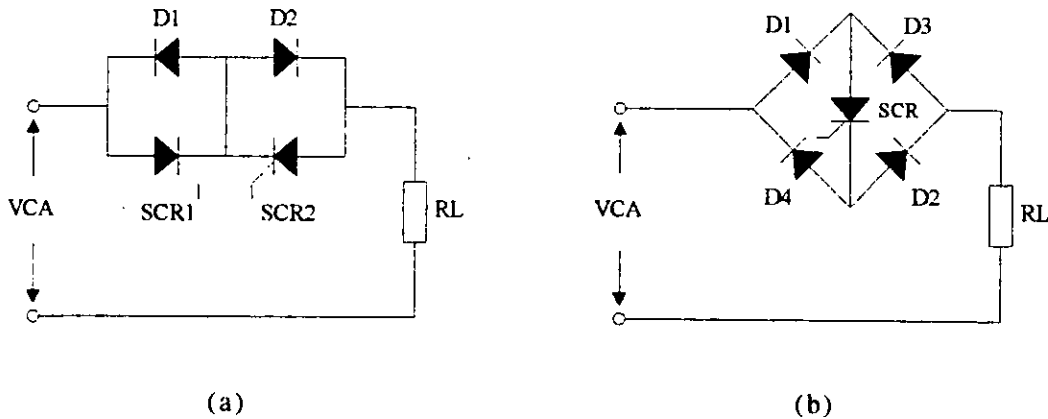


Figura 6.7 Interruptores de C.A. monofásicos: (a) con SCR'S y diodos; (b) con SCR y puente rectificador.

Interruptores de C.A. trifásicos.

La idea de la conmutación de C.A. monofásica se puede extender a las aplicaciones trifásicas. Es posible conectar tres interruptores monofásicos como el de la figura 6.6a, para formar un interruptor trifásico, tal como se muestra en la figura 6.8. La carga puede conectarse en estrella o en delta.

CONTROL POR TODO O NADA

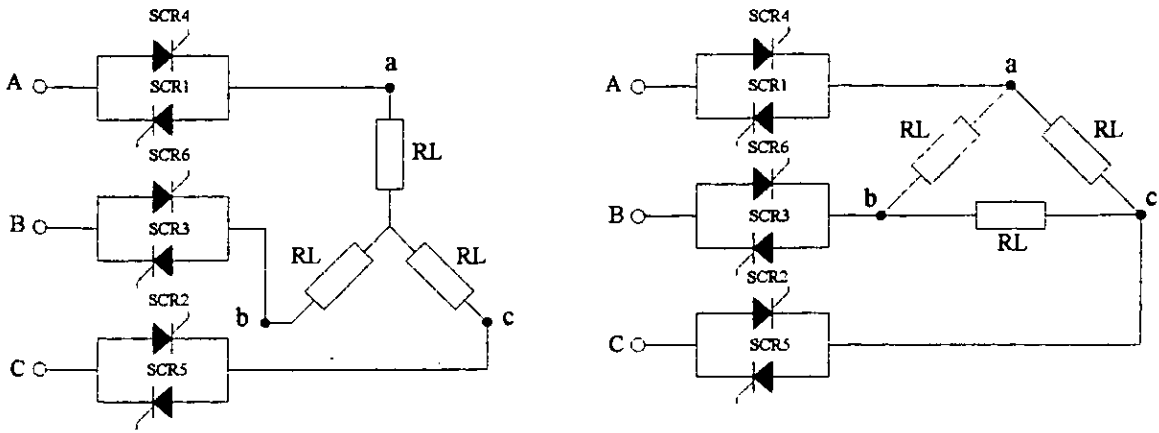


Figura 6.8 Interruptores trifásicos con SCR'S en antiparalelo y carga conectada en estrella y delta.

A fin de reducir el número y el costo de los SCR'S, también se puede utilizar un TRIAC por cada fase o bien la combinación de un diodo y un SCR, para formar un interruptor trifásico, tal como se puede ver en la figura 6.9a y 6.9b respectivamente. En el caso de dos SCR'S conectados espalda con espalda, existe la posibilidad de detener el flujo de corriente en cada medio ciclo. Pero en el caso de un diodo y un SCR, el flujo de corriente sólo se puede detener en cada ciclo del voltaje de entrada y el tiempo de reacción se retrasa (por ejemplo 16.67 ms para una alimentación de 60 Hz).

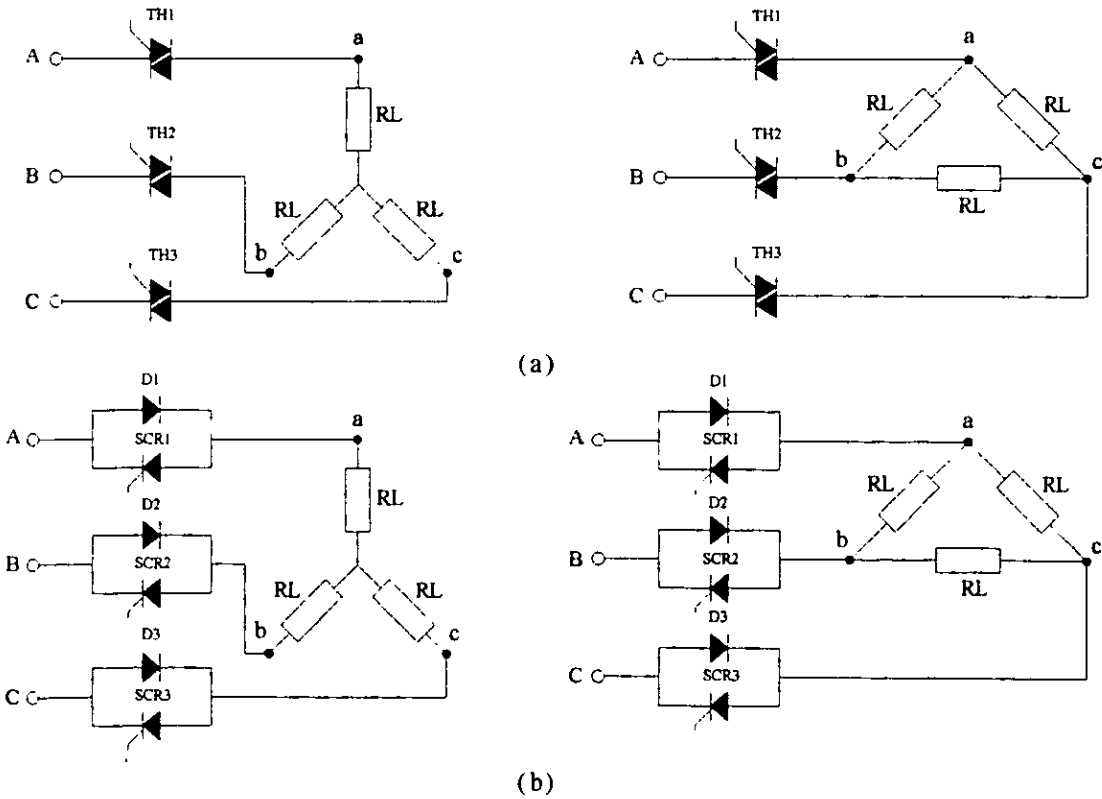


Figura 6.9 Interruptores trifásicos: (a) con TRIAC'S; (b) con SCR'S y diodos.

Interrupidores inversores trifásicos.

Es posible invertir la potencia trifásica alimentada a una carga añadiendo dos interruptores monofásicos adicionales al interruptor trifásico de la figura 6.8. Esto aparece en la figura 6.10. En operación normal, los SCR'S; SCR7 a SCR10 se desactivan por pulsos inhibidores de puerta (o supresores) y los SCR'S; SCR1 a SCR6 se activan. La línea A alimenta la terminal a, la línea B alimenta la terminal b y la línea C alimenta la terminal c. En operación de inversión de fase, los SCR'S; SCR2, SCR3, SCR5 y SCR6 se desactivan mediante pulsos inhibidores de puerta, y los SCR'S; SCR7 hasta SCR10 quedan funcionando. La línea B alimenta la terminal c y la Línea C la terminal b, resultando en la inversión de fases del voltaje aplicado a la carga. Para obtener la inversión de fases, todos los dispositivos deberán ser SCR'S. No se puede utilizar una combinación de SCR'S y diodos, como la de la figura 6.9b; de hacerlo, se generarían cortocircuitos de fase a fase.

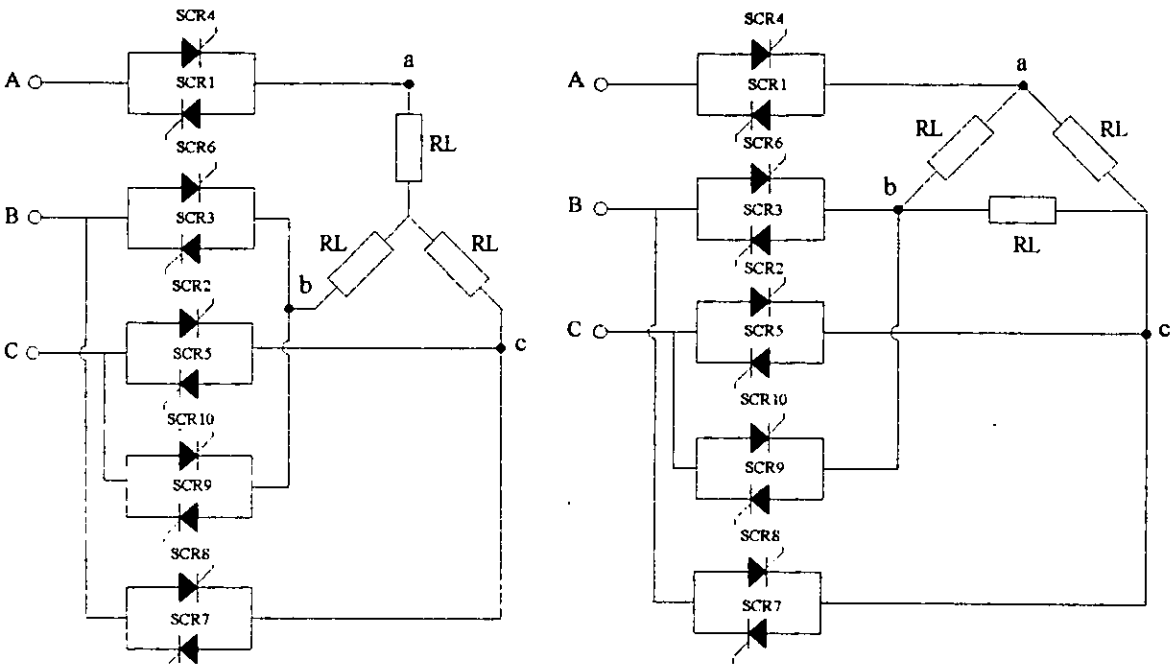


Figura 6.10 Interruptores inversores trifásicos con SCR'S conectados en antiparalelo.

Una vez más se puede sustituir cada par de SCR'S conectados en antiparalelo por un TRIAC, tal como se observa en la figura 6.11. En este caso, en condiciones de operación normal, las líneas A, B y C alimentan las terminales a, b y c a través de TH1, TH2 y TH3 respectivamente, en tanto que TH4 y TH5, para el mismo intervalo de tiempo se encuentran bloqueados. Para invertir las fases TH1, TH4 y TH5 deberán estar en conducción, mientras que TH2 y TH3 deben ser bloqueados.

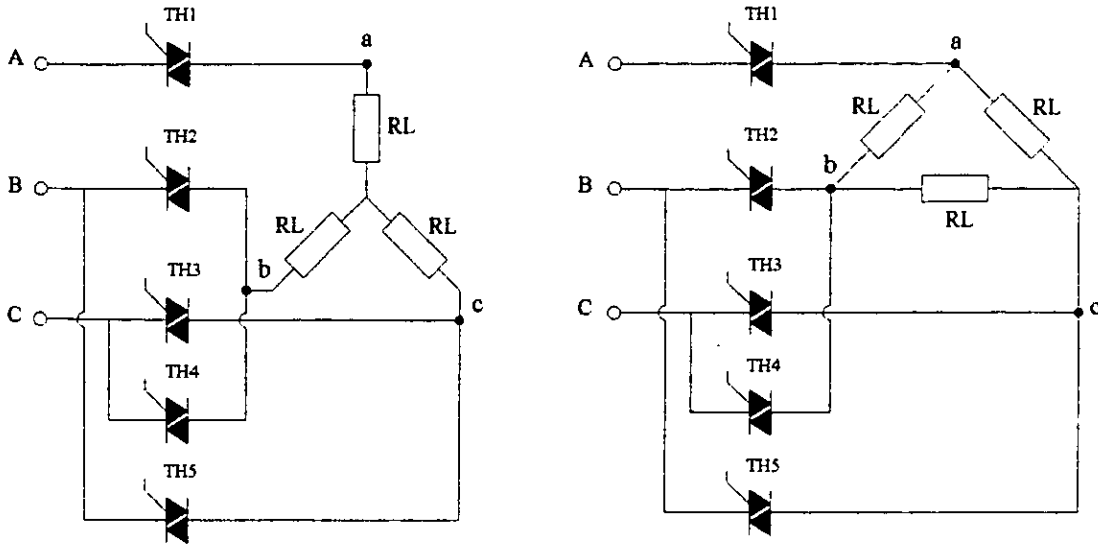


Figura 6.11 Interruptores inversores trifásicos con TRIAC'S y carga conectada en estrella y delta.

6.6 CONTROL DE UN MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN

El control por todo o nada que se aplica a un motor trifásico de inducción, consiste en conectar y desconectar dicho motor a la línea de alimentación, aprovechando en su totalidad la tensión de la red. Para efectuar la conexión y desconexión de la carga se emplearán en este caso TRIAC'S, en tanto que el control se efectúa con un SCR en combinación de optoacopladores (figura 6.12). Los optoacopladores cuentan para este ejemplo con una entrada formada por un led infrarrojo y una salida constituida por un foto-TRIAC; las entradas de los optoacopladores se encuentran conectadas en paralelo con el SCR, mientras que las salidas se encuentran en serie con la puerta de los TRIAC'S.

La función del SCR consiste en excitar a voluntad la entrada de los optoacopladores, para lo cual el circuito de control cuenta con un botón de arranque (BA) y otro de paro (BP). Toda vez que los optoacopladores sean excitados, la puerta de los TRIAC'S recibirán corriente, con lo cual éstos últimos se cebaran y la carga quedará conectada a la línea de tensión.

El circuito de control mostrado en la figura 6.12 depende en gran medida del voltaje que proporciona el SCR, su funcionamiento es el siguiente:

El SCR inicialmente se encuentra bloqueado, por lo que la entrada de los optoacopladores reciben un voltaje de cero volts, por tanto, los TRIAC'S se encuentran bloqueados y la carga desenergizada. En el momento que el interruptor BA es presionado, se inicia la circulación de corriente en la puerta del SCR, esta corriente al igualar el valor IGT (especificado por el

fabricante), conmuta al SCR al estado de conducción, provocando que la entrada de los optoacopladores, reciban un voltaje cercano a VCC suficiente para excitar los foto-TRIAC'S; éstos a su vez al estar conectados a la puerta de los TRIAC'S propiciarán la circulación de corriente de puerta, que al igualar el valor adecuado, cebaran a los TRIAC'S y la carga quedará conectada a la línea de alimentación.

Una vez en conducción el SCR permanece en ese estado sin importar que BA regrese a su posición inicial, por lo que, el motor continuará funcionando. Para que el motor se detenga es necesario regresar al estado de bloqueo al SCR, esto se logra a través del botón BP, que al ser pulsado bloquea al SCR mediante la técnica de conmutación natural o de interrupción de la corriente de ánodo; con esto el voltaje en la entrada de los optoacopladores es nulo bloqueándose los foto-TRIAC'S; ocasionando que la corriente de puerta de los TRIAC'S se suspenda, con lo cual los TRIAC'S conmutarán al estado de bloqueo cuando la corriente en el motor disminuya por debajo del valor de mantenimiento desconectando el motor de la línea de alimentación.

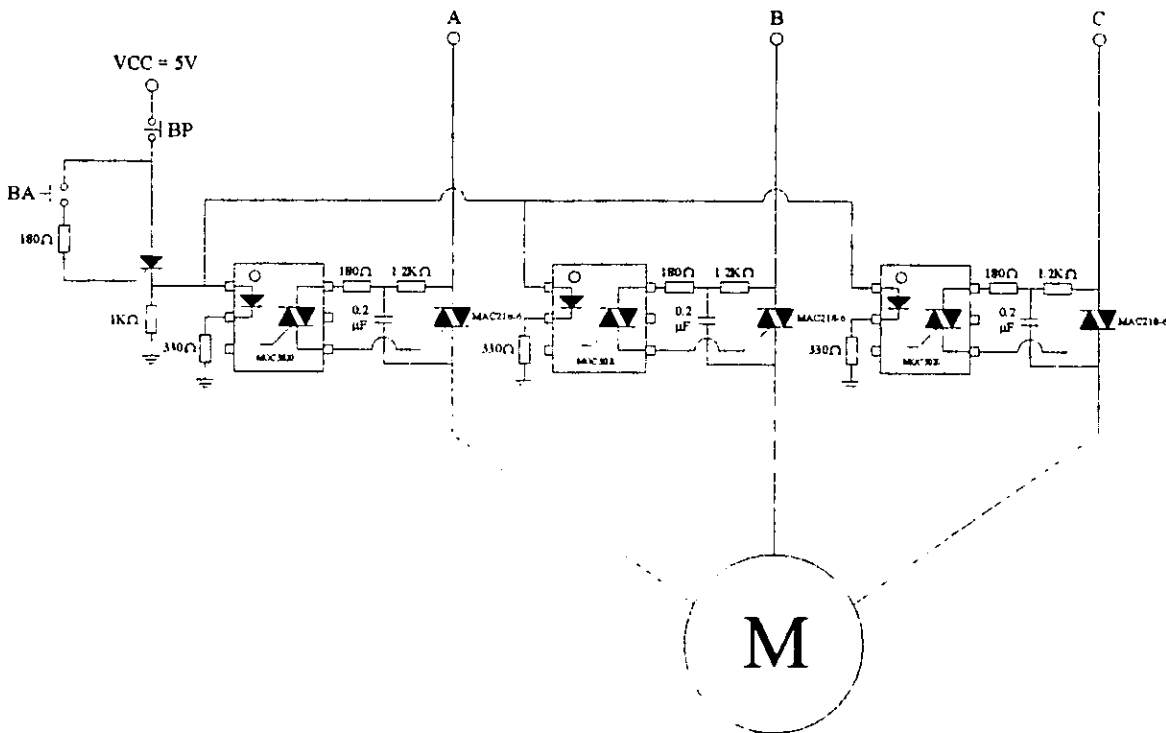


Figura 6.12 Circuito de control para un motor trifásico con optoacopladores y SCR como dispositivos de control.

6.7 CONTROL DE ILUMINACIÓN CON TRIAC

Los circuitos de control de iluminación en C.A. pueden implementarse eficientemente utilizando un TRIAC como elemento de conmutación de potencia. El circuito de control que a continuación se propone (figura 6.13), tiene como característica el encendido de una luminaria cuando la luz natural desciende al anoecer.

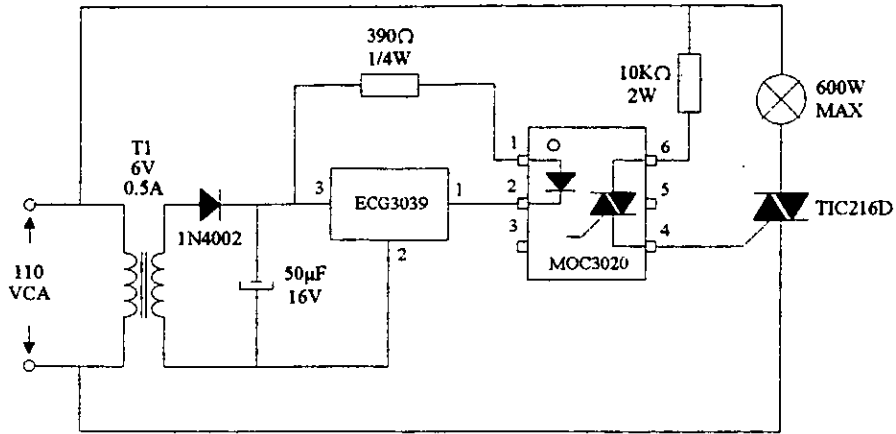


Figura 6.13 Circuito de control de iluminación con switch opto - electrónico y foto-TRIAC.

Para conseguir lo anterior es necesario contar con un dispositivo opto-electrónico, que pueda detectar la cantidad de luz disponible y energizar la carga en el instante en que dicha luz descienda por debajo de cierto nivel. Cuando la luz natural reaparece la carga quedará desconectada de la línea de alimentación. El dispositivo opto-electrónico utilizado es el ECG3039 (figura 6.14a), el cual es un elemento de baja potencia constituido por tres terminales. La figura 6.14b muestra el diagrama eléctrico de los elementos que conforman este dispositivo.

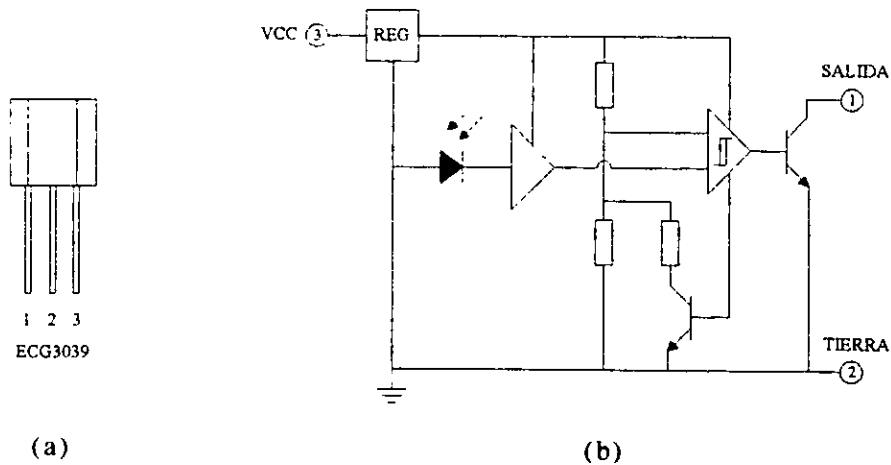


Figura 6.14 Dispositivo opto-electrónico ECG3039: (a) encapsulado; (b) diagrama eléctrico.

Debido a que el switch opto-electrónico, es un dispositivo de baja potencia y el TRIAC de mediana potencia, resulta imperante contar con una etapa de acoplamiento, para lo cual se puede usar un optoacoplador que cuente con un foto -TRIAC en su salida, como por ejemplo, el MOC3020.

Cuando la luz natural desciende a un nivel bajo, el switch opto-electrónico detectará este descenso, el disparador de Schmitt (mostrado en el diagrama de la figura 6.14b), pasará a su valor positivo de saturación provocando a su vez que el transistor (figura 6.14b) pase al estado de saturación con lo cual, la entrada del optoacoplador (led infrarojo) será excitada disparando su salida (foto -TRIAC), esta última al estar conectada en serie con la resistencia de puerta del TRIAC, permitirá la circulación de corriente en la puerta del TRIAC cebándolo y la luminaria será energizada.

Si la luz natural reaparece el disparador de Schmitt entrará a su valor negativo de saturación, el transistor será cortado y el foto-TRIAC quedará sin excitar, como consecuencia de esto la corriente de puerta del TRIAC se verá interrumpida ocasionando que la luminaria se apague cuando la corriente de carga descienda por debajo del valor de mantenimiento IH. Como se ve, la energía en la carga depende de la cantidad de luz detectada por el switch opto-electrónico.

6.8 CONTROL DE ILUMINACIÓN AUTOMÁTICA CON SCR

Con un SCR se puede elaborar un circuito que permita encender automáticamente una lámpara cuando se produce un corte en el suministro de energía eléctrica. Este circuito mostrado en la figura 6.15 es conectado normalmente a la red de 110 ó 220 V, manteniendo constante la carga de una batería de moto (o incluso de automóvil). Con esta batería podemos mantener encendida una lámpara de 12 V (10 a 15 W) y con esto proporcionar iluminación para salidas de emergencia, pasillos en edificios y todo otro lugar que no pueda quedar completamente a oscuras al producirse el corte de energía. Al interrumpirse la energía eléctrica, automáticamente el SCR se dispara y enciende su lámpara que así se mantiene hasta la vuelta de la energía o hasta que la batería se descarga.

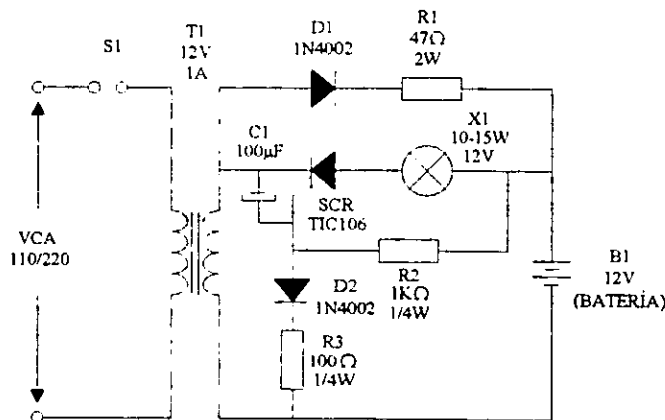


Figura 6.15 Circuito de control de iluminación automática con SCR.

En presencia de tensión en la red, cuando el ánodo del SCR está polarizado positivamente (tanto por la batería como por la conducción de D1), el cátodo también lo estará, de modo que será imposible su disparo. En estas mismas condiciones en que el SCR permanece conectado y X1 apagada, la corriente conducida por D1 y limitada por R1 mantiene la batería en régimen de carga lenta.

Habiendo corte de energía, el ánodo permanece polarizado positivamente a través de la batería B1, pero el cátodo del SCR es polarizado negativamente por el acceso que el bobinado de baja tensión del transformador da a la batería. El resistor R2 se encarga entonces de disparar el SCR encendiendo así su lámpara. Cuando la energía vuelve, en el primer semiciclo positivo del secundario del transformador, el cátodo del SCR es llevado al mismo potencial de ánodo haciendo que el SCR se desconecte y la lámpara se apague. Si ocurre un nuevo corte de energía, el SCR es disparado nuevamente manteniendo así la lámpara X1 encendida.

El resistor R1 depende de la intensidad de la corriente de carga de la batería, el valor mostrado en la figura 6.15 es apropiada para baterías pequeñas (como las de las motocicletas). Para baterías mayores, tal vez sea preciso reducir este valor a 33Ω . Por su parte, el SCR debe ser dotado de un pequeño disipador de calor y la lámpara puede ser instalada en un pequeño reflector sobre la caja.

Se puede conectar más de una lámpara como carga, instalándolas en lugares diferentes, pero la potencia total no puede pasar de 15 W. Se pueden usar, por ejemplo, 3 lámparas de 5 W, en lugares estratégicos.

6.9 CARGADOR DE BATERÍA CON SCR

Otra aplicación común del SCR es utilizarlo como regulador cargador de baterías. Los componentes fundamentales del circuito se muestran en la figura 6.16, en la cual se puede apreciar que D1 y D2 establecen una señal rectificadora de onda completa a través del SCR1 y la batería de 12 V que se va a cargar. A bajos voltajes de la batería, el SCR2 está en el estado de corte por razones que se explicarán más adelante. Cuando la entrada rectificadora de onda completa es lo bastante grande para producir la corriente de disparo de puerta requerida (controlada por R1), el SCR1 se disparará y dará comienzo la carga de la batería. Al inicio de la carga, el bajo voltaje de la batería producirá un bajo voltaje VR determinado por el circuito divisor de voltaje sencillo. El voltaje VR es, a su vez, demasiado pequeño para provocar la conducción del Zener de 11 V. En el estado de corte, el Zener es efectivamente un circuito abierto que mantiene al SCR2 en el estado de corte porque la corriente de puerta es cero. El capacitor C1 se incluye para evitar los transitorios de voltaje en el circuito y que ellos accidentalmente disparen al SCR2.

A medida que la carga continúa, el voltaje de la batería aumenta hasta un punto donde VR es lo suficientemente alto como para hacer conducir al Zener de 11 V y disparar al SCR2. Una vez que el SCR2 se ha disparado, la representación en corto circuito para el SCR2

producirá un circuito divisor de voltaje determinado por R1 y R2, que mantendrá a V2 en un nivel demasiado pequeño para disparar al SCR1. Cuando esto ocurre, la batería está completamente cargada y el estado en circuito abierto del SCR1 cortará la corriente de carga. De este modo, el regulador recarga la batería si el voltaje disminuye y evita la sobrecarga cuando se ha cargado al máximo.

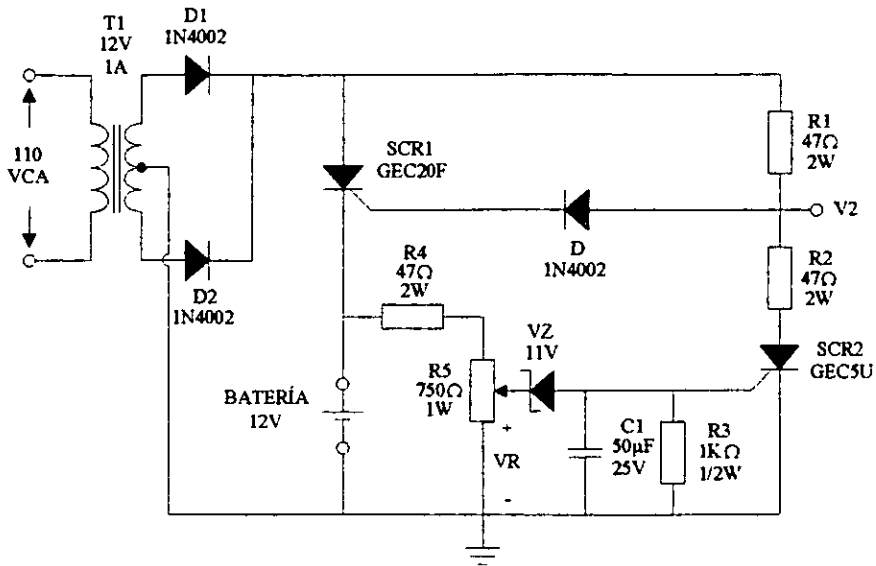


Figura 6.16 Diagrama de un cargador de batería con SCR.

CAPÍTULO 7

CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

7.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se analizaron aplicaciones de conmutación pura. No obstante, los SCR'S y TRIAC'S ofrecen la posibilidad de no solamente conectar y desconectar la corriente, sino también de variar o controlar su valor eficaz. Esto se logra modificando la porción del período de la señal de corriente alterna en la cual el dispositivo permanece en el estado de conducción.

La variación de la corriente por ángulo de conducción puede realizarse si se trabaja con semiondas de tensión o ambas alternancias de la tensión de red para el caso del SCR o del TRIAC respectivamente, recordando que con un SCR también se puede trabajar con ambos semiperíodos utilizando dos SCR'S en antiparalelo o bien un SCR aplicado en la diagonal de un puente rectificador.

Esta variación o recorte de la onda de tensión de alimentación introduce armónicos de orden elevado que pueden perturbar la recepción de las ondas radioeléctricas. Para atenuar este efecto no deseable es necesario dotar a los circuitos variadores de potencia por ángulo de conducción de un filtro antiparásitos.

7.2 ÁNGULOS DE DISPARO Y CONDUCCIÓN

Los términos popularmente utilizados para describir el control por variación del ángulo de conducción generalmente son:

- a) Ángulo de disparo (β).- El ángulo de disparo se define como el número de grados de un ciclo de corriente alterna que transcurren antes de que el dispositivo pase del estado de bloqueo al estado de conducción.

b) **Ángulo de conducción (α).**- El ángulo de conducción se define como el número de grados de un ciclo de corriente alterna durante los cuales el dispositivo permanece en el estado de conducción.

El instante de conexión, es decir, el momento en que se establece el flujo de corriente que se aplica a la carga puede ajustarse entre ciertos límites, de tal manera que si el ángulo de conducción es pequeño; la magnitud de la corriente en la carga también será pequeña, esto debido a que la corriente puede fluir de la fuente a la carga a través del dispositivo (SCR o TRIAC) solamente durante un tiempo pequeño. Cuando se tiene un ángulo de conducción grande, el dispositivo permanece en conducción durante una gran porción del periodo, entonces la magnitud promedio de la corriente será grande, debido a que la corriente puede fluir de la fuente a la carga y a través del dispositivo empleado, durante un tiempo relativamente grande.

Variando pues el ángulo de conducción (o de disparo), se dispone de un medio cómodo para variar la potencia aplicada a la carga. Esta variación en cada semiciclo en un control de onda completa o bien en cada semiciclo útil en un control de media onda, puede estar comprendida entre 0° y 180° . Por lo anterior, resulta evidente que la suma del ángulo de disparo y del ángulo de conducción es igual a 180° .

7.3 FORMAS DE ONDA

Las formas de onda, obtenidas con la ayuda de un osciloscopio, permiten apreciar gráficamente los ángulos de disparo y de conducción en el conmutador de potencia (TRIAC o SCR), así como la cantidad de tensión de red que es aprovechada por la carga. En general, entre mayor sea el ángulo de conducción mayor será la magnitud promedio de la corriente en la carga.

La figura 7.1 muestra las formas de onda para un ángulo de conducción de 90° . En esta figura se presentan la tensión de línea (figura 7.1a), la tensión en el conmutador de potencia (figura 7.1b), así como la tensión en la carga (figura 7.1c), en las cuales se puede observar que antes del disparo del conmutador de potencia, la totalidad del voltaje cae a través de las terminales del dispositivo (MT2-MT1 o ánodo-cátodo para un TRIAC o SCR respectivamente), en tanto que la carga para el mismo intervalo de tiempo recibe cero volts. Después del disparo del conmutador de potencia, el voltaje entre las terminales del mismo cae a cero, mientras que el voltaje de la red queda aplicado a la carga por el resto del semiciclo hasta que la tensión de red se reduce a un voltaje menor al valor de mantenimiento, momento en el cual, el conmutador de potencia se bloquea. Para el siguiente semiciclo, se repite el proceso ya descrito.

Si el conmutador de potencia es un SCR únicamente, la propiedad unidireccional del dispositivo provocará un control de media onda, por lo que la forma de onda presente en la carga será como la de la figura 7.1d.

CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

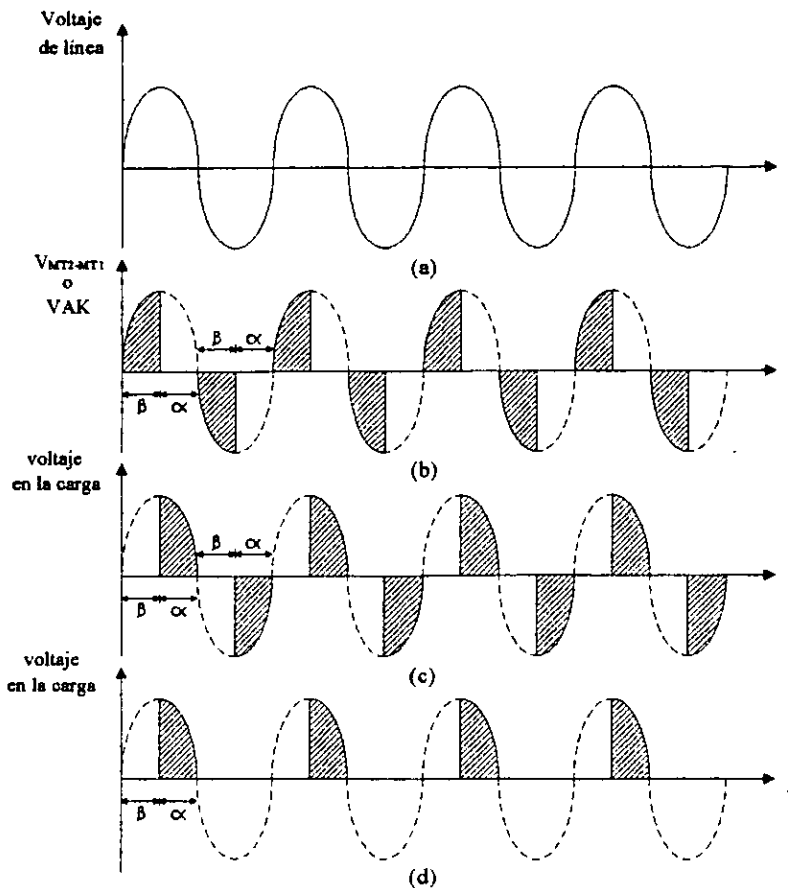


Figura 7.1 Formas de onda para un ángulo de conducción de 90° .

7.4 PRINCIPIO DE CONTROL POR ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

El principio general de control por ángulo de conducción consiste en retardar sistemáticamente la señal de puerta, provocando que el instante de disparo se pueda variar o modificar. Esto se logra introduciendo una constante de tiempo, obtenida por lo general mediante un circuito RC.

En efecto, el capacitor se carga mediante el resistor R, para luego descargarse a través de un elemento de disparo sobre la puerta del TRIAC o del SCR. Este proceso provoca un retardo del momento en que se alcanza la tensión de cebado que se aplica a la puerta del dispositivo utilizado y puede modificarse variando el valor del resistor R, de tal manera que la forma de onda de salida es entonces sólo una fracción de la tensión de entrada, reduciéndose así el valor medio de la corriente en la carga. La temporización depende de:

- La constante de tiempo RC;
- La pendiente de la tensión de ánodo.

7.5 TIPOS DE CIRCUITOS DE CONTROL

Existen básicamente, independientemente que el control de potencia sea de media onda o de onda completa, dos tipos distintos de circuitos de control. En unos el capacitor de temporización se carga a partir de la tensión de línea. En los otros a partir de una tensión continua. El diagrama de bloques de la figura 7.2a es el de un circuito de control de potencia perteneciente al primer grupo. La figura 7.2b por su parte muestra el diagrama de bloques para un control de potencia del segundo tipo.

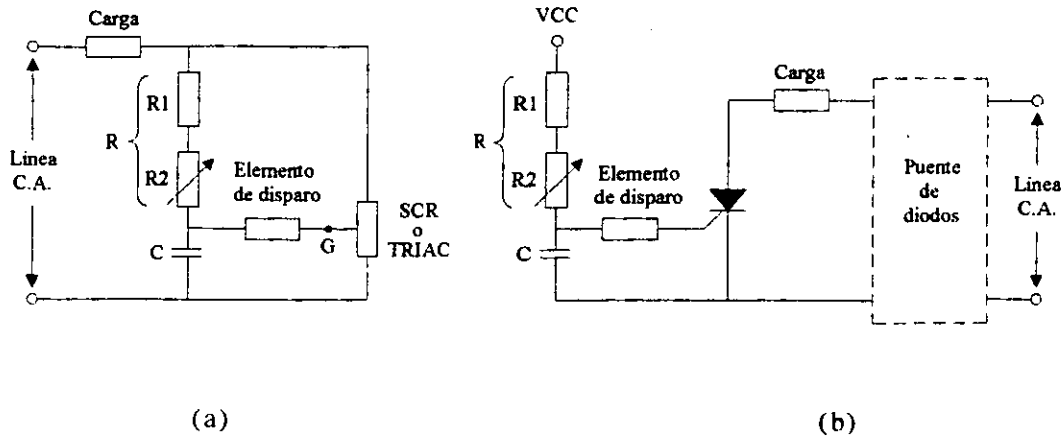


Figura 7.2 Circuitos de control de potencia: (a) con carga de C a partir de una tensión de línea; (b) con carga de C a partir de una tensión continua.

En el circuito de la figura 7.2a, si el control debe ser de media onda, el conmutador de potencia será un SCR y el elemento de disparo un SUS, un diodo Shockley o bien un UJT. En el caso de que el control sea de onda completa, el conmutador será un TRIAC y el elemento de disparo un DIAC o un SBS.

En el circuito de la figura 7.2b, el puente de diodos se utiliza únicamente en el caso de desear control de potencia de onda completa, y el elemento de disparo puede ser un SUS, un UJT, o un diodo Shockley.

Independientemente del circuito utilizado el ángulo de conducción queda determinado generalmente por el valor de R, que en estos casos está formado por la conexión serie de la resistencia R1 y la resistencia variable R2, de tal manera que si R2 es mínima, el ángulo de conducción será máximo quedando definido por el valor de R1. Si R2 se modifica a su valor máximo, el ángulo de conducción adquiere su mínimo valor, definido por la suma de R1 y R2.

7.6 EFECTO DE HISTÉRESIS

Los circuitos de control de potencia por variación del ángulo de conducción, tienen el inconveniente de presentar el efecto de histéresis. Este efecto provocado por la descarga parcial del capacitor a través del elemento de disparo en el instante en que se ceba el TRIAC o el SCR, consiste en que el elemento de disparo se dispara anticipadamente a partir del segundo semiperíodo, afectando también al SCR o TRIAC al ampliarse el ángulo de conducción. Esto provoca que para una misma potencia, se requiera el ajuste del potenciómetro según se esté reduciendo o aumentando la potencia en la carga.

Otro inconveniente del fenómeno de histéresis es que la potencia en la carga sólo puede variarse a un valor pequeño después de cebado el TRIAC o el SCR. Esto es, el ajuste de pequeñas intensidades de paso (cortos ángulos de conducción) hay que efectuarlo después de un primer arranque con fuerte intensidad.

El efecto de histéresis se presenta solamente en el primer semiperíodo, a partir de ese momento la potencia se mantiene constante. Si se requiere que la carga trabaje con la potencia inicial entonces habrá que ajustar el potenciómetro después de lo cual, la potencia en la carga se mantiene invariable. Sin embargo, el efecto de histéresis, se dejará sentir nuevamente si la tensión de red sufre la más mínima interrupción. La figura 7.3 proporciona un apoyo gráfico para describir el efecto de histéresis. El desfase existente entre la tensión de red y la del capacitor se debe a la constante de tiempo RC; si ésta es elevada, el disparo del TRIAC o del SCR se produce al final del semiperíodo, en el punto A (voltaje de ruptura del elemento de disparo). La pequeña superficie limitada por las tres curvas y con vértice en A representa la potencia aplicada a la carga.

La descarga parcial del capacitor permite que el siguiente semiperíodo negativo de carga, empiece a partir de otro nivel diferente. El segundo punto de disparo B, se alcanza pues antes. Realmente, si hubiésemos seguido la curva a trazos, el disparo habría debido producirse en C. Este punto en B representa el momento estable de disparo. La diferencia entre los puntos de disparo regulado y real constituye el fenómeno de histéresis. Para evitarlo es necesario que la carga de partida del capacitor se mantenga constante.

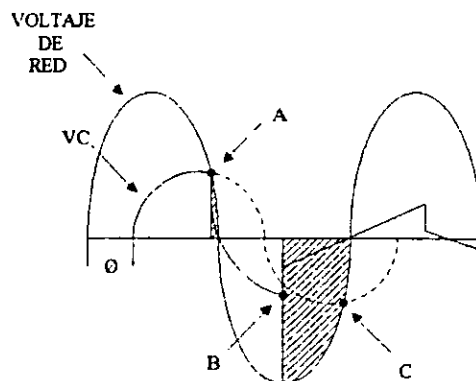


Figura 7.3 Ciclo de carga del capacitor de la red RC que explica el efecto de histéresis.

7.7 MÉTODOS DE CORRECCIÓN DEL EFECTO DE HISTÉRESIS

El efecto de histéresis puede atenuarse mediante alguno de los siguientes métodos:

a) Método de conexión de la rama del capacitor en paralelo con la red.- El método más sencillo para disminuir el efecto de histéresis consiste en colocar la rama del capacitor no en paralelo con el TRIAC sino con la tensión de red, tal como se muestra en el circuito de la figura 7.4. En este circuito, el capacitor después de descargarse parcialmente a través del DIAC, es recargado por el resto de la semionda de la tensión de red. Con ello se atenúa la descarga a través del DIAC.

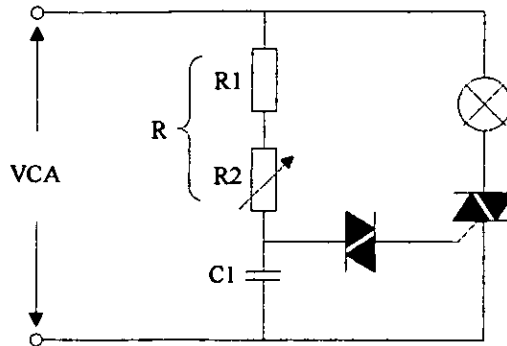


Figura 7.4 Colocación de la rama del capacitor en paralelo con la tensión de red para disminuir el efecto de histéresis.

b) Método de la doble constante de tiempo.- Este método contrarresta el efecto de histéresis a través de recargar el capacitor descargado parcialmente por el DIAC mediante un elemento RC (R_3C_1) adicional, a través de una resistencia R_1 , tal como se indica en la figura 7.5. El capacitor C_1 no es afectado directamente por el disparo del DIAC, debido a la conexión de R_1 . La resistencia R_1 de la figura 7.5 es variable. Con ella se presenta la posibilidad de ajustar un ángulo mínimo de conducción, cuando en la resistencia R_2 se ha ajustado su valor máximo. L_1 y C_3 por su parte, tienen como finalidad atenuar las perturbaciones electromagnéticas.

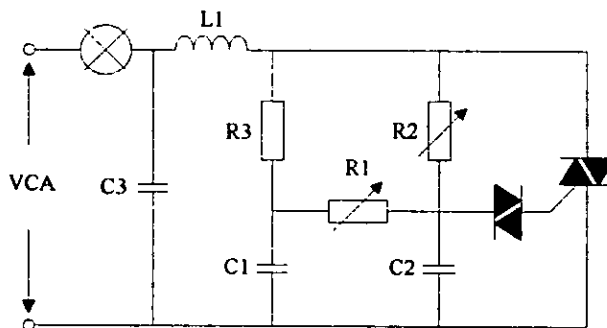


Figura 7.5 Atenuación del efecto de histéresis mediante un segundo miembro RC.

Particularmente en circuitos de iluminación para lámparas de incandescencia (dimmers), esta opción de ajuste de un mínimo ángulo de conducción resulta muy ventajosa, ya que las lámparas de incandescencia empiezan a iluminar solamente a un décimo de su corriente nominal. De ajustarse un valor inferior a este décimo de corriente nominal, se corre el riesgo de olvidarse de desconectar la instalación de iluminación, por encontrarse ésta ya apagada. Naturalmente que hay otros medios para limitar el mínimo ángulo de conducción: dotando, por ejemplo, al botón de ajuste de R2 (figura 7.5) con un interruptor.

La figura 7.6 muestra un circuito análogo al de la figura anterior. En esta figura R1 no es variable y tiene un valor notablemente inferior. Los dos capacitores quedan aquí bajo la influencia de una única resistencia ajustable. L1 y C3 son para atenuar las perturbaciones electromagnéticas.

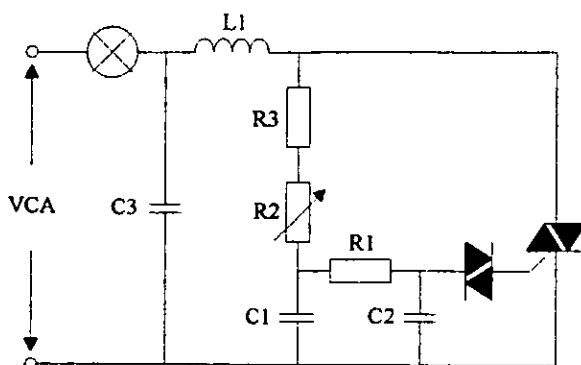


Figura 7.6 Variante del circuito de la figura 7.5 con doble constante de tiempo RC.

c) Método de corrección con dos y cuatro diodos.- El método de corrección con dos diodos consiste como se aprecia en la figura 7.7 en la intercalación de dos diodos D1 y D2, así como de una resistencia R2. En este circuito, el capacitor C2 después de cada carga sufre una descarga parcial, sin importar incluso que el DIAC no llegue a cebarse, evitando el efecto de histéresis. El funcionamiento de este circuito es el siguiente.

Durante los semiperíodos positivos de la tensión de red VCA (polo superior positivo) y estando el TRIAC todavía bloqueado, se establece un flujo de corriente de carga del capacitor C2 desde el polo superior, que pasa por la placa izquierda del capacitor C2, la placa derecha de éste, para después atravesar R1 y la lámpara de incandescencia, alcanzando el otro polo de la red. Asimismo, se establece un segundo flujo de corriente que circula a través del diodo D1, R2 y la lámpara de incandescencia. Por su parte, el diodo D2 permanece bloqueado debido a que el punto entre D1 y R2 tiene polaridad positiva con respecto al punto de unión entre C2 y R1. Con esta polarización del capacitor C2, no puede tener lugar la descarga de éste ya que lo impide el diodo D2.

Durante los semiperíodos negativos, el polo positivo es ahora el inferior, por lo que la corriente de carga circula en sentido opuesto al antes descrito. En este caso no puede

circular a través de R2 ninguna corriente ya que la polaridad de los dos diodos se lo impide. La placa derecha del capacitor C2 es ahora positiva y, estando el TRIAC todavía bloqueado, circulará una corriente de descarga del capacitor a través de D2 y R2. Con esta disposición se evita el efecto de histéresis, sin embargo, no se consigue que los ángulos de conducción para los semiperiodos positivos y negativos sean exactamente los mismos. Por tal motivo, este circuito es sólo apropiado para cargas óhmicas.

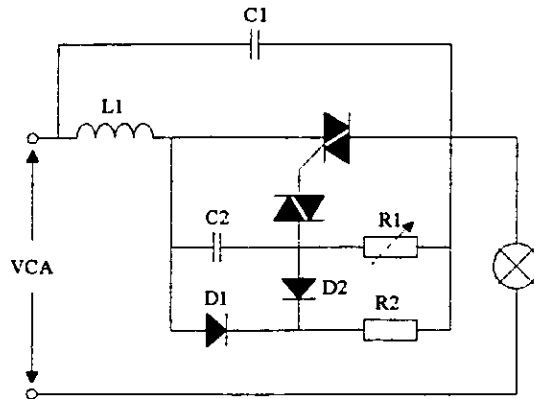


Figura 7.7 Atenuación del efecto de histéresis con dos diodos.

Una completa simetría de los ángulos de conducción de los semiperiodos positivos y negativos se logra implementando un circuito con cuatro diodos tal como el que se muestra en la figura 7.8, el cual está asimismo libre del efecto de histéresis. En caso de que la carga sea inductiva es necesario cortocircuitar el TRIAC con un capacitor y una resistencia, ambos en serie, tal como se describió en el capítulo 4 sección 4.3. Por su parte, L1 y C1 en ambos circuitos (figuras 7.7 y 7.8) se utilizan para atenuar las perturbaciones electromagnéticas.

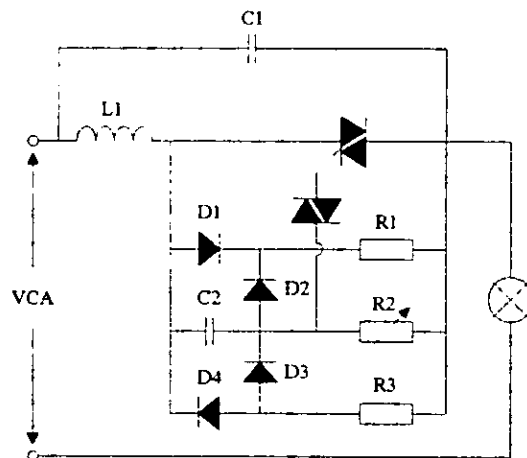


figura 7.8 Atenuación del efecto de histéresis con cuatro diodos.

7.8 MÉTODO DE DISEÑO

Los circuitos de control de potencia por variación del ángulo de conducción proporcionan la posibilidad de modificar el valor de la corriente que circula a través de la carga a controlar. El diseño de este tipo de circuitos consiste en el cálculo de la red de temporización R2R1C de las figuras 7.2a y 7.2b, de modo que el ángulo de conducción pueda modificarse entre los límites α_1 y α_2 , siendo $\alpha_1 < \alpha_2$. Por su parte, los ángulos de disparo serán $\beta_1 = 180 - \alpha_1$ y $\beta_2 = 180 - \alpha_2$. El ángulo de disparo β_1 se obtendrá cuando $R = R_1 + R_2$ y el ángulo β_2 para $R = R_1$.

Considerando en primer lugar el caso en que el capacitor C se carga a través de una tensión continua VCC, entonces la conmutación del SCR o TRIAC del estado de bloqueo al de conducción depende del voltaje presente en C, por lo tanto, el punto de partida para el cálculo de la red de temporización R2R1C será la respuesta del capacitor C, el cual se carga desde un valor inicial $V_q(0)$ hasta el voltaje de cebado del elemento de disparo Vd (evidentemente el caso general engloba el habitual y particular en el que el capacitor C está descargado sin más que hacer $V_q(0) = 0$).

Teniendo en cuenta lo anterior el análisis del comportamiento de C se puede determinar a partir de las leyes de Kirchhoff de voltajes y corrientes aplicadas a la malla formada por la fuente VCC, las resistencias R2 y R1 así como el capacitor C de la figura 7.2b, con lo cual tenemos:

$$V_R + V_C = V_{CC} \quad (7.1)$$

$$I_C = I_R \quad (7.2)$$

Donde el voltaje V_R es:

$$V_R = R I_R = R I_C \quad (7.3)$$

Por su parte, la corriente del capacitor C está definida por:

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (7.4)$$

Sustituyendo la ecuación 7.4 en la ecuación 7.3 se tiene:

$$V_R = RC \frac{dV_C}{dt} \quad (7.5)$$

Sustituyendo la ecuación 7.5 en la ecuación 7.1 se tiene:

$$RC \frac{dV_C}{dt} + V_C = V_{CC} \quad (7.6)$$

Normalizando la ecuación 7.6 se obtiene:

$$\frac{dVC}{dt} + \frac{1}{RC} VC = \frac{VCC}{RC} \quad (7.7)$$

La ecuación 7.7 representa el modelo matemático que define el comportamiento de C, resolviendo esta ecuación podemos encontrar el voltaje en el capacitor C para cualquier tiempo t, para ello basta recordar que la solución de la ecuación diferencial del tipo:

$$\frac{dx(t)}{dt} + ax(t) = b \quad (7.8)$$

es:

$$x(t) = \frac{b}{a} + A e^{-at} \quad (7.9)$$

Donde A se determina a partir de condiciones iniciales. Por lo tanto, la solución de la ecuación 7.7 será:

$$VC(t) = \frac{(VCC/RC)}{(1/RC)} + A e^{-t/RC} \quad (7.10)$$

$$VC(t) = VCC + A e^{-t/RC} \quad (7.11)$$

Para encontrar el valor de la constante A, hay que sustituir el valor de la carga inicial en el capacitor C, esto es $VC(0) = Vq(0)$.

$$Vq(0) = VCC + A e^{-0/RC} \quad (7.12)$$

$$Vq(0) = VCC + A e^0 \quad (7.13)$$

$$A = Vq(0) - VCC \quad (7.14)$$

Sustituyendo la ecuación 7.14 en la ecuación 7.11 se tiene que:

$$VC(t) = VCC + [Vq(0) - VCC] e^{-t/RC} \quad (7.15)$$

La ecuación 7.15 nos proporciona el voltaje presente en el capacitor C para cualquier tiempo t, por lo que si despejamos t en dicha ecuación podemos encontrar el tiempo que tarda en cargarse C desde su valor inicial $Vq(0)$ hasta el voltaje Vd . Así, sustituyendo $VC(t) = Vd$ en la ecuación 7.15 tenemos:

$$Vd = VCC + [Vq(0) - VCC] e^{-t/RC} \quad (7.16)$$

Multiplicando la ecuación 7.16 por $e^{t/RC}$ se tiene:

$$V_d e^{t/RC} = V_{CC} e^{t/RC} + [V_q(0) - V_{CC}] e^0 \quad (7.17)$$

$$V_d e^{t/RC} = V_{CC} e^{t/RC} + V_q(0) - V_{CC} \quad (7.18)$$

$$V_{CC} - V_q(0) = V_{CC} e^{t/RC} - V_d e^{t/RC} \quad (7.19)$$

$$V_{CC} - V_q(0) = e^{t/RC} (V_{CC} - V_d) \quad (7.20)$$

$$\frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} = e^{t/RC} \quad (7.21)$$

Multiplicando por Ln la ecuación 7.21 se tiene que:

$$\text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} = \text{Ln} e^{t/RC} \quad (7.22)$$

$$\text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} = t/RC \quad (7.23)$$

Despejando t de la ecuación 7.23 tenemos:

$$RC \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} = t \quad (7.24)$$

$$t = RC \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} \quad (7.25)$$

Por lo tanto, el capacitor C debe cargarse desde $V_q(0)$ hasta V_d en un tiempo t_1 cuando $R = R_1 + R_2$ y en un tiempo t_2 cuando $R = R_1$, por lo que podemos establecer:

$$t_1 = (R_1 + R_2)C \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} \quad (7.26)$$

$$t_2 = R_1 C \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_q(0)}{V_{CC} - V_d} \quad (7.27)$$

Las ecuaciones 7.26 y 7.27 tienen el inconveniente de no poderse aplicar directamente, esto debido a que ambas ecuaciones tienen más de una incógnita. Sin embargo, podemos introducir un par de ecuaciones auxiliándonos del hecho de que un ángulo de disparo β equivale a un tiempo de disparo dado por:

$$td = \frac{\beta}{180^\circ} T \quad (7.28)$$

Siendo T la duración de un semiciclo de la tensión de línea. Para una frecuencia de línea de 60 Hz, T vale 8.33 ms. En consecuencia, los tiempos de retraso pueden obtenerse a partir de las siguientes ecuaciones:

$$td1 = \frac{\beta1}{180^\circ} 8.33 \text{ ms} \quad (7.29)$$

$$td2 = \frac{\beta2}{180^\circ} 8.33 \text{ ms} \quad (7.30)$$

Para calcular el valor de los elementos de la red de temporización R2R1C que proporcionen un ángulo de conducción que varíe entre los límites deseados se deben seguir los siguientes pasos:

- 1.- Calcular con las ecuaciones 7.29 y 7.30, el valor de los tiempos de disparo $td1$ y $td2$ para los ángulos de disparo deseados.
- 2.- Sustituir el valor de $td1 = t1$ y $td2 = t2$ en las ecuaciones 7.26 y 7.27 respectivamente.
- 3.- Fijar el valor del capacitor C, e inmediatamente determinar a partir de los retrasos deseados los valores de R1 y R2 despejando estos valores de las ecuaciones 7.26 y 7.27.

Para el caso en que el capacitor C se cargue a partir de la línea de C.A. (figura 7.2a) el problema de diseño es idéntico al caso anterior, pero con la diferencia de que el capacitor C no se carga a través de una tensión constante sino a través de una tensión alterna. La solución analítica del problema es sumamente laboriosa por lo que se han confeccionado una serie de curvas de diseño. Tales curvas se muestran en la figura 7.9 y en la figura 7.10 que es una expansión de la anterior.

Las curvas de diseño de las figuras 7.9 y 7.10 dan la relación entre la tensión a la que se carga C, normalizada respecto al valor eficaz de la tensión de línea en función del ángulo de conducción (α de disparo) y del parámetro $\gamma = 2RCF$, siendo F la frecuencia en Hertz de la tensión de la línea.

CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

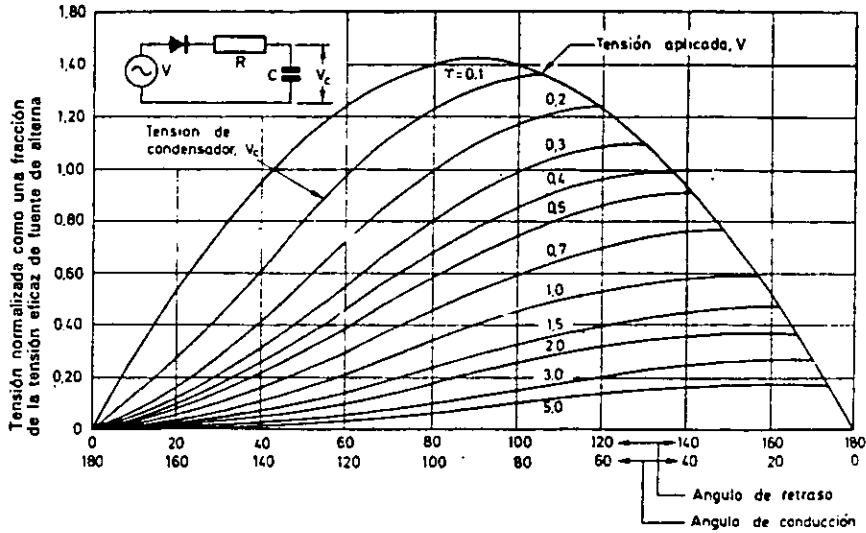


Figura 7.9 Tensión de C en función del ángulo de conducción (o del de disparo) cuando se carga a partir de una tensión alterna.

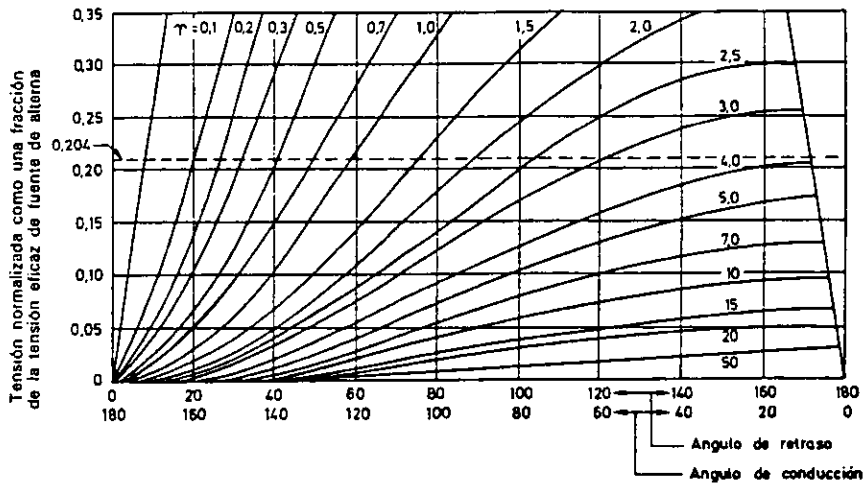


Figura 7.10 Expansión de las curvas de la figura 7.9

Con las curvas de las figuras 7.9 y 7.10 el método de diseño es como sigue: Conocida la tensión de cebado del elemento de disparo se obtiene la relación entre la diferencia $V_d - V_q(0)$ y la eficaz de la línea, esto es:

$$\frac{V_d - V_q(0)}{V_{RMS}} \tag{7.31}$$

Con el valor anterior y los ángulos de conducción deseados se obtienen a partir de las figuras 7.9 y 7.10 los valores γ , $\gamma(\alpha 1)$ y $\gamma(\alpha 2)$. Teniendo estos valores y fijando C, inmediatamente se determina R1 y R2 a partir de las relaciones:

$$\gamma(\alpha 1) = 2(R1+R2) CF \quad (7.32)$$

$$\gamma(\alpha 2) = 2R1CF \quad (7.33)$$

7.9 CIRCUITO DE RETARDO DE TIEMPO CON SCR

La figura 7.11 presenta un circuito de control de potencia con un retardo T de aproximadamente 10 segundos. Como elemento de disparo se utiliza en este caso un diodo Zener de 10 V, mientras que como conmutador de potencia se emplea el SCR 2N4441 cuyas características eléctricas son:

$$VFOM = 400 \text{ V} \quad VF = 1 \text{ V} \quad VGT = 1 \text{ V} \quad IH = 10 \text{ mA}$$

$$IRMS = 8 \text{ A} \quad IFOM = 2 \text{ mA} \quad IGT = 10 \text{ mA}$$

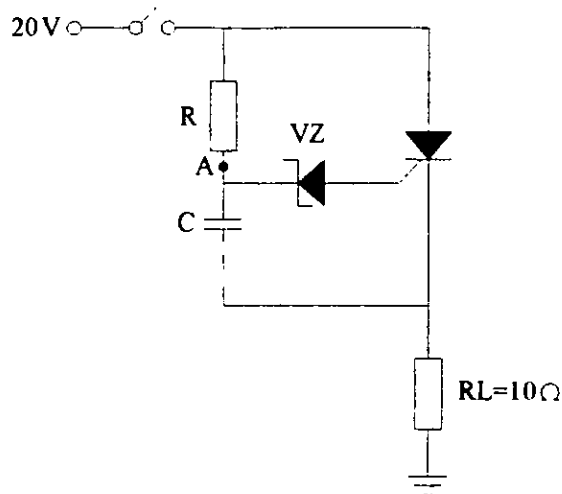


Figura 7.11 Circuito de control de potencia con retardo de 10 s.

Una vez que el interruptor se cierra el capacitor C comenzará a cargarse a través de R con una constante de tiempo $\tau = RC$. El disparo del SCR se produce cuando la tensión en el capacitor (punto A) vale la del diodo Zener (10 V) más la de disparo del SCR (del orden de 1 V). En consecuencia, la duración T del retardo viene dado por:

$$T = RC \ln \frac{VCC - Vq(0)}{VCC - (Vz + VGr)}$$

Suponiendo que la carga inicial en el capacitor $V_q(0)$ es igual a cero, tenemos que:

$$T = RC \ln \frac{20}{20 - (10 + 1)} = 0.79RC$$

Eligiendo el capacitor $C = 100 \mu\text{F}$, R vale

$$R = \frac{T}{0.79 C} = \frac{10}{0.79 C} = 126.58 \text{ K}\Omega$$

Debido a que el valor obtenido para R no es comercial, se puede utilizar el siguiente valor estándar:

$$R = 150 \text{ K}\Omega$$

7.10 CONTROL DE MEDIA ONDA CON SCR

El circuito de control de potencia de media onda mostrado en la figura 7.12, utiliza como conmutador de potencia el SCR 2N4443, el cual presenta las siguientes características eléctricas:

$$V_{FOM} = 400 \text{ V} \quad V_F = 1 \text{ V} \quad V_{GT} = 1 \text{ V} \quad I_H = 10 \text{ mA}$$

$$I_{RMS} = 8 \text{ A} \quad I_{FOM} = 2 \text{ mA} \quad I_{GT} = 10 \text{ mA}$$

Como elemento de disparo se empleará para este caso el diodo Shockley M4L40, con las siguientes características eléctricas:

$$V_{BR} = 40 \text{ V} \quad I_H = 3 \text{ mA} \quad I_{BR} = 125 \mu\text{A}$$

$$V_F = 1.2 \text{ V} \text{ para } I_F = 70 \text{ mA}$$

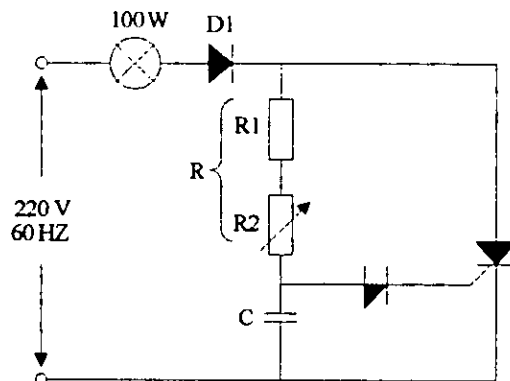


Figura 7.12 Circuito de control de potencia de media onda con SCR.

Como punto de partida para diseñar la red de temporización, se deben establecer los límites deseados del ángulo de conducción α . Por lo tanto, fijando éstos en $\alpha_1 = 40^\circ$ (que corresponde a $R = R_1 + R_2$) y en $\alpha_2 = 150^\circ$ (que corresponde a $R = R_1$) y teniendo en cuenta que el voltaje en el capacitor parte de cero volts, tenemos que la relación entre la diferencia $V_d - V_q(0)$ y la eficaz de línea es:

$$\frac{V_d - V_q(0)}{V_{RMS}} = \frac{40 - 0}{220} = 0.18$$

Con el valor anterior, se determina a partir de la gráfica de la figura 7.10 que el parámetro $\gamma = 2RCF$ vale, para los ángulos de conducción deseados

$$\gamma_1 (\alpha_1 = 40^\circ) = 4 \quad \gamma_2 (\alpha_2 = 150^\circ) = 0.3$$

En consecuencia, fijando el capacitor $C = 0.1 \mu F$ y teniendo en cuenta que $F = 60 \text{ Hz}$ resulta:

$$R_1 + R_2 = \frac{\gamma (\alpha_1 = 40^\circ)}{2CF} = 333.33 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = \frac{\gamma (\alpha_2 = 150^\circ)}{2CF} = 25 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 333.33 \text{ K}\Omega - 25 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 308.33 \text{ K}\Omega$$

Eligiendo un valor estándar para el potenciómetro tenemos que:

$$R_1 = 25 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 470 \text{ K}\Omega \text{ (potenciómetro)}$$

La elección del potenciómetro estándar $R_2 = 470 \text{ K}\Omega$, proporcionará ángulos de conducción inferiores a $\alpha_1 = 40^\circ$ cuando su resistencia sea la máxima posible.

7.11 CONTROL DE DOBLE ONDA CON SCR

El circuito mostrado en la figura 7.13 es de características similares al del problema anterior, pero presenta la diferencia que aún empleando un SCR, se logra, gracias al puente rectificador, un control de potencia de doble onda. El SCR es el 2N4443 y el diodo shockley el M4L40 cuyas características eléctricas fueron dadas en el problema anterior.

CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

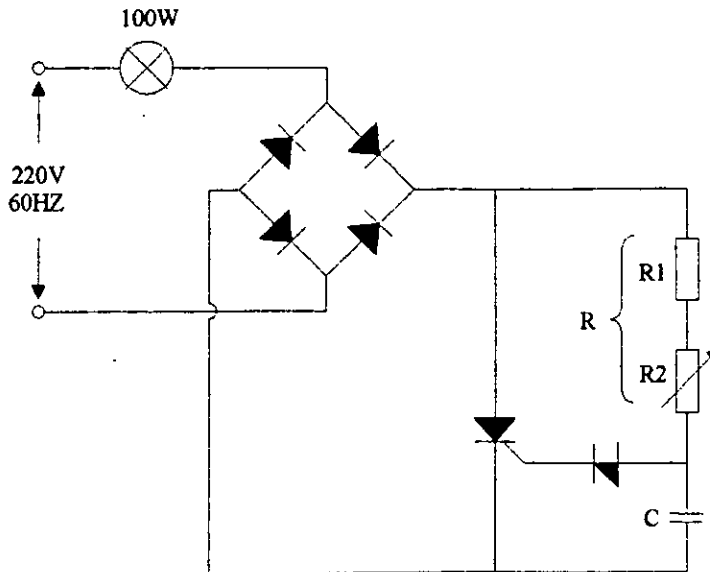


Figura 7.13 Circuito de control de doble onda con SCR.

Eligiendo como en el problema anterior unos ángulos de conducción $\alpha_1 = 40^\circ$ (para $R = R_1 + R_2$) y $\alpha_2 = 150^\circ$ (para $R = R_1$) y dado que γ_1 y γ_2 son los mismos que en el problema anterior entonces fijando $C = 0.1 \mu\text{F}$ resultan para R_1 y R_2 los siguientes valores estándar:

$$R_1 = 25 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 470 \text{ K}\Omega \text{ (potenciómetro)}$$

El capacitor C debe poder soportar el voltaje de cebado del elemento de disparo, que para este ejemplo es de 40 V.

7.12 CONTROL DE POTENCIA DE DOBLE ONDA CON TRIAC

Este circuito mostrado en la figura 7.14 permite controlar la potencia de la carga y cuenta con una sección RC doble cuya función es atenuar el efecto de histéresis, el cual ha sido ya explicado en este capítulo. El TRIAC utilizado para este circuito es el 2N6343 cuyas características son:

$$V_{\text{DRM}} = 400 \text{ V} \quad V_{\text{TM}} = 1.3 \text{ V} \quad I_{\text{H}} = 6 \text{ mA} \quad I_{\text{RMS}} = 15 \text{ A} \quad I_{\text{DRM}} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{\text{GT}} = 12 \text{ mA} \quad V_{\text{GT}} = 0.9 \text{ V} \text{ para MT2 (+) y G (+)}$$

$$I_{\text{GT}} = 20 \text{ mA} \quad V_{\text{GT}} = 1.1 \text{ V} \text{ para MT2 (-) y G (-)}$$

y el DIAC es el MPT28 cuyas características eléctricas son:

$$V_{(\text{BR})12} = V_{(\text{BR})21} = 28 \text{ V} \quad \Delta V_{12} = V_{21} = 10 \text{ V}$$

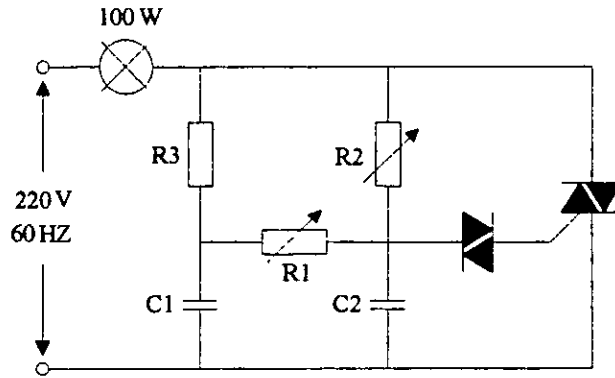


Figura 7.14 Circuito de control de potencia de onda completa con sección RC doble.

El circuito controla la luminosidad de la lámpara a través de $R2C2$. La misión de $R3C1$ es cargar a $C2$ a través de $R1$, de forma que se compense la caída de tensión en $C2$ al dispararse el DIAC, atenuando el efecto de histéresis, y manteniéndose, por tanto, unos potenciales relativamente constantes, tanto positivos como negativos, desde los cuales $C2$ se carga hasta el próximo disparo.

Para este caso eligiendo $R2 = 500 \text{ K}\Omega$ (potenciómetro) y $C2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$, se obtendrá un control sobre el ángulo de conducción de prácticamente todo el semiciclo de la tensión de red, tanto positivo como negativo.

Como se desea que en el momento del disparo la carga en $C1$ sea algo mayor que la que tiene $C2$, eligiendo $C1 = C2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$, $R3$ deberá ser menor que el valor máximo de $R2$ (ya que la compensación es especialmente útil para ángulos de conducción muy pequeños). En consecuencia, elegimos $R3 = 100 \text{ K}\Omega$.

La misión de $R1$ es mantener el TRIAC justamente cortado cuando $R3$ es máxima. Por lo tanto, podemos elegir para $R1$ un potenciómetro de $100 \text{ K}\Omega$ y ajustarlo de forma que se cumpla la condición anterior.

7.13 CONTROL DE VELOCIDAD DE DOBLE ONDA PARA MOTOR UNIVERSAL

El circuito de control de velocidad mostrado en la figura 7.15 utiliza como conmutador de potencia al TRIAC 2N6343 y como elemento de disparo al DIAC MPT28 cuyas características eléctricas han sido ya dadas.

La diferencia esencial de este circuito con los circuitos que utilizan un SUS o un UJT para disparar al SCR o al TRIAC reside en que cuando el DIAC se dispara, la tensión entre sus bornes no cae prácticamente a cero sino que cae en ΔV_{12} o ΔV_{21} , según que el disparo se realice durante el semiciclo positivo o durante el semiciclo negativo respectivamente. En el caso del DIAC MPT28 la tensión de disparo es de 28 V y $\Delta V_{12} = \Delta V_{21} = 10 \text{ V}$. Así pues, el capacitor en cada semiciclo de la onda de entrada no parte de cero.

CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

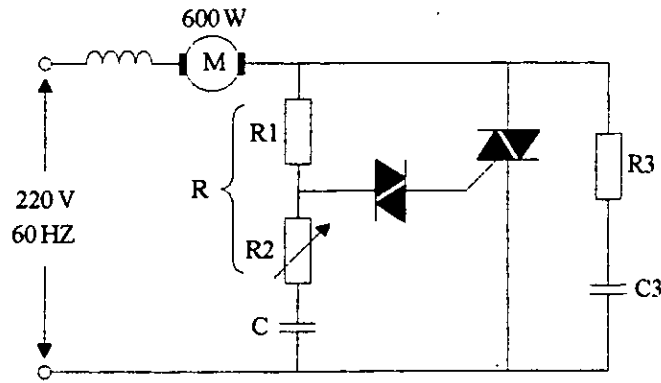


Figura 7.15 Control de velocidad de doble onda para motor universal.

El DIAC en el semiciclo negativo se dispara a: $-V_{(BR)21} = -28\text{ V}$ y C queda cargado a:

$$V_q = -V_{(BR)21} + \Delta V_{21} = -18\text{ V}$$

Por lo tanto, tenemos que para el siguiente semiciclo de la tensión de red, la relación entre la diferencia $V_d - V_q(0)$ y la eficaz de línea es:

$$\frac{V_d - V_q(0)}{V_{RMS}} = \frac{28 - (-18)}{220} = 0.20$$

Con el valor anterior y fijando los límites para el ángulo de conducción entre $\alpha_1 = 20^\circ$ y $\alpha_2 = 160^\circ$, inmediatamente se determina a partir de la figura 7.10, que el parámetro γ , para los ángulos de conducción seleccionados vale:

$$\gamma(\alpha_1 = 20^\circ) = 4 \quad \gamma(\alpha_2 = 160^\circ) = 0.1$$

Fijando $C = 0.1\ \mu\text{F}$ y como $F = 60\text{ Hz}$ resulta:

$$R_1 + R_2 = \frac{\gamma(\alpha_1 = 20^\circ)}{2CF} = 333.33\text{ K}\Omega$$

$$R_1 = \frac{\gamma(\alpha_2 = 160^\circ)}{2CF} = 8.33\text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 333.33\text{ K}\Omega - 8.33\text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 325\text{ K}\Omega$$

Elegimos, por tanto, para R1 y R2 los siguientes valores estándar:

$$R1 = 10 \text{ K}\Omega \quad R2 = 470 \text{ K}\Omega \text{ (potenciómetro)}$$

Finalmente la función de la red R3C3 es proteger al TRIAC contra la dv/dt tal como se vio en el capítulo 4. Valores típicos para estos elementos son: $R3 = 100 \Omega$ y $C3 = 0.1 \mu\text{F}$.

7.14 CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR UNIVERSAL CON SCR

El circuito de la figura 7.16 utiliza el SCR 2N4443 como conmutador de potencia y el diodo Shockley M4L40 como elemento de disparo. Este circuito aprovecha, como realimentación negativa, la fuerza contraelectromotriz del motor, de forma que si éste es cargado y en consecuencia tiende a girar más despacio, la fuerza contraelectromotriz disminuye, creciendo consecuentemente la tensión en el punto A y el SCR se dispara antes, de forma que la velocidad tiende a mantenerse constante, independientemente de la carga del motor. La misión de D2 es descargar rápidamente a la bobina en las proximidades del cero de la onda doblemente rectificada, impidiendo así que el SCR no pase al estado de corte cuando dicha onda pasa por cero.

Eligiendo unos límites para el ángulo de conducción entre 30° y 150° , y fijando $C = 0.1 \mu\text{F}$, resultan para R1 y R2 los siguientes valores estándar:

$$R1 = 25 \text{ K}\Omega \quad R2 = 470 \text{ K}\Omega \text{ (potenciómetro)}$$

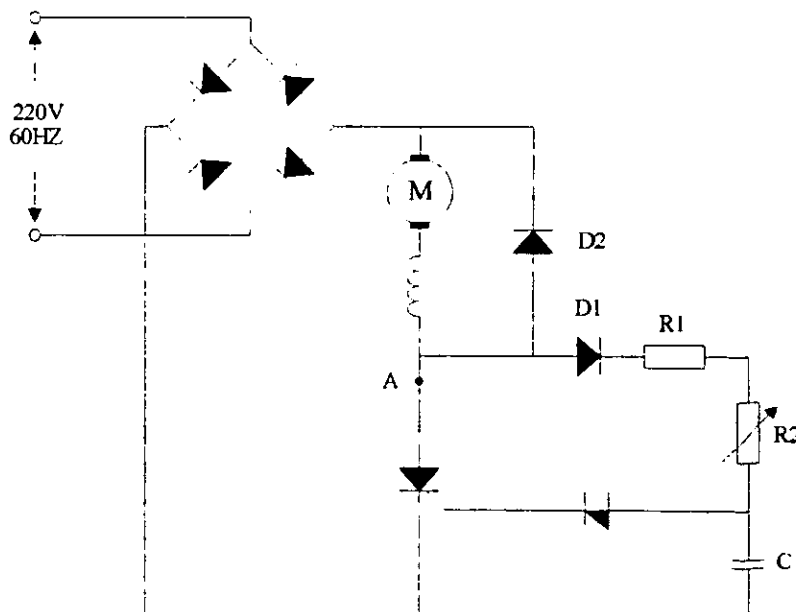


Figura 7.16 Control de velocidad para motor universal con SCR.

7.15 CONTROL CON UJT

El UJT analizado en el capítulo 3 sección 3.6 es un dispositivo de tres terminales (emisor, base 1 y base 2), el cual presenta un cambio súbito de voltaje entre las terminales de emisor y base 1 cuando el voltaje de emisor alcanza un valor específico definido como voltaje de pico VP. Esta característica esencial de este tipo de dispositivos, hace posible utilizarlos en el control de SCR'S y TRIAC'S ya que permiten realizar un excelente relajador con muy pocos componentes.

El circuito básico elaborado para el disparo de SCR'S y TRIAC'S es sencillamente un circuito de relajación como el de la figura 7.17a. En este circuito el capacitor C1 se carga a través de R1 hasta que la tensión de emisor alcanza el nivel VP; en ese momento, el UJT conmuta y C1 se descarga sobre RB1 (resistencia de base 1) y R2. Cuando la tensión de emisor cae a un valor de aproximadamente 2 V, el emisor deja de conducir, el UJT se bloquea, y vuelve a comenzar el ciclo. Para que lo anterior sea posible, la resistencia R1 debe elegirse con un valor tal que la línea de carga determinada por R1 pase por la característica del dispositivo en la región de resistencia negativa; es decir, a la derecha del punto pico, pero a la izquierda del punto valle, tal como se muestra en la figura 7.17b. Si la línea de carga no pasa a la derecha del punto pico, el dispositivo no puede dispararse.

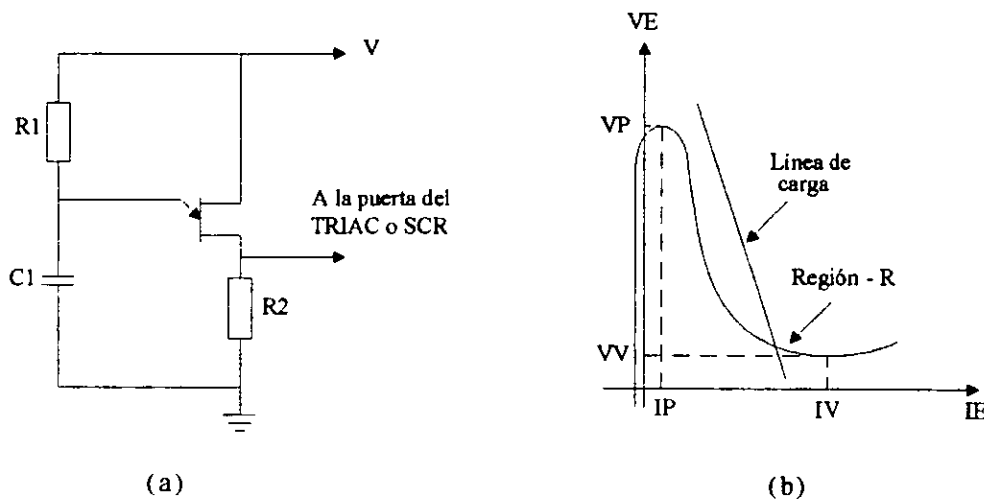


Figura 7.17 (a) Oscilador de relajación implementado con UJT; (b) Curva característica del UJT.

Puede establecerse una ecuación para R1 que asegure una condición de conducción si consideramos el punto pico en el que $IR1 = IP$ y $VE = VP$. (La igualdad $IR1 = IP$ es válida porque la corriente de carga del capacitor, en ese instante, es cero; esto es, en ese instante particular, el capacitor está cambiando de un estado de carga a uno de descarga.) Por tanto, $V - IR1R1 = VE$ y $R1 = (V - VE)/IR1 = (V - VP)/IP$ en el punto pico. Para asegurar el disparo tenemos que:

$$R1 < \frac{V - VP}{IP} \tag{7.34}$$

En el punto valle se tiene que $IE = IV$ y $VE = VV$, por lo que $V - IR_1R_1 = VE$ se convierte en $V - IVR_1 = VV$ y $R_1 = (V - VV)/IV$. Para asegurar el corte tenemos que:

$$R_1 > \frac{V - VV}{IV} \quad (7.35)$$

El rango de R_1 está, en consecuencia, limitado por:

$$\frac{V - VV}{IV} < R_1 < \frac{V - VP}{IP} \quad (7.36)$$

El capacitor C_1 determinará el intervalo de tiempo entre los pulsos de disparo y el tiempo de cada pulso. Una vez que se aplica el voltaje de alimentación V , el voltaje $VE = VC_1$ comenzará a cargarse a V volts desde VV , con una constante de tiempo $\tau = R_1C_1$. La ecuación para el período de carga es:

$$VC_1 = V - (V - VV) e^{-1/R_1C_1} \quad (7.37)$$

Cuando $VC_1 = VP$ el UJT entrará al estado de conducción, lo anterior se llevará a cabo en un tiempo t_1 igual a:

$$t_1 = R_1C_1 \ln \frac{V - VV}{V - VP} \quad (7.38)$$

Una vez que el UJT alcanza el estado de conducción, el capacitor C_1 se descargará a través de RB_1 y R_2 a una razón determinada por la constante de tiempo $\tau = (RB_1 + R_2)C_1$. La ecuación de descarga para el voltaje $VC_1 = VE$ es la siguiente:

$$VC_1 \cong VP e^{-1/(RB_1+R_2)C_1} \quad (7.39)$$

mientras que el tiempo que tarda C_1 en descargarse es:

$$t_2 = (RB_1 + R_2) C_1 \ln \frac{VP}{VV} \quad (7.40)$$

El período para completar un ciclo T se define en este caso como la suma del tiempo t_1 y el tiempo t_2 , esto es:

$$T = t_1 + t_2 \quad (7.41)$$

La frecuencia de oscilación está determinada por el recíproco de T por lo que se puede establecer la siguiente ecuación:

$$f_{osc} = \frac{1}{T} \quad (7.42)$$

En muchos sistemas $t_1 \gg t_2$ y

$$T \cong t_1 = R_1 C_1 \operatorname{Ln} \frac{V - V_V}{V - V_P} \quad (7.43)$$

Como $V \gg V_V$ en muchos casos,

$$T \cong t_1 = R_1 C_1 \operatorname{Ln} \frac{V}{V - V_P} \quad (7.44)$$

Despreciando los efectos de VD en la ecuación 3.6, entonces $\eta = V_P/V$ y la ecuación 7.44 queda como:

$$T \cong R_1 C_1 \operatorname{Ln} \frac{1}{1 - \eta} \quad (7.45)$$

o bien

$$f \cong \frac{1}{R_1 C_1 \operatorname{Ln} [1 / (1 - \eta)]} \quad (7.46)$$

La conmutación del estado de bloqueo al de conducción del SCR o del TRIAC, depende del voltaje presente en la resistencia R2. Por lo tanto, ésta debe elegirse lo suficientemente pequeña para asegurar que el conmutador de potencia empleado no se dispare por el voltaje VR2 cuando $I_E \cong 0$ A (UJT cortado). Este voltaje puede calcularse aplicando la regla del divisor de voltaje a partir de la figura 7.18, lo cual genera la ecuación 7.47.

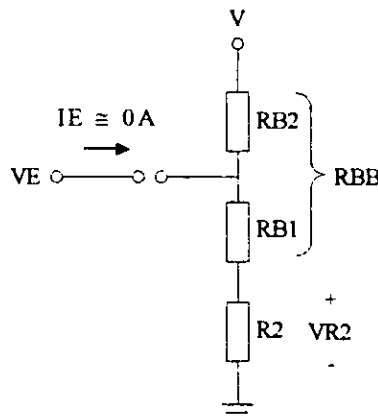


Figura 7.18 Red de disparo cuando $I_E \cong 0$.

$$V_{R2} \cong \frac{R_2 V}{R_2 + R_{BB}} \quad \Big| \quad I_E \cong 0 \quad (7.47)$$

Una vez que $V_{C1} = V_P$, el UJT entrará a conducción y $C1$ se descargará sobre R_{B1} y R_2 , provocando que el voltaje presente en la resistencia R_2 se incremente súbitamente y se genere un impulso de corriente en la puerta del conmutador de potencia, el cual conmutará del estado de bloqueo al de conducción energizando su carga. Si el voltaje V_{C1} disminuye hasta cortar al UJT, entonces, el voltaje en R_2 descenderá y el conmutador de potencia pasará al estado de bloqueo cuando la corriente en la carga descienda por debajo del valor de mantenimiento I_H . El valor pico del voltaje V_{R2} durante la fase de descarga de $C1$ puede calcularse mediante la ecuación 7.48 definida a continuación.

$$V_{R2} \cong \frac{R_2 (V_P - 0.7)}{R_2 + R_{B1}} \quad (7.48)$$

La figura 7.19 presenta de manera gráfica el proceso descrito en esta sección, en dicha figura se puede apreciar el proceso de carga y descarga del capacitor $C1$, así como el voltaje presente en la resistencia R_2 .

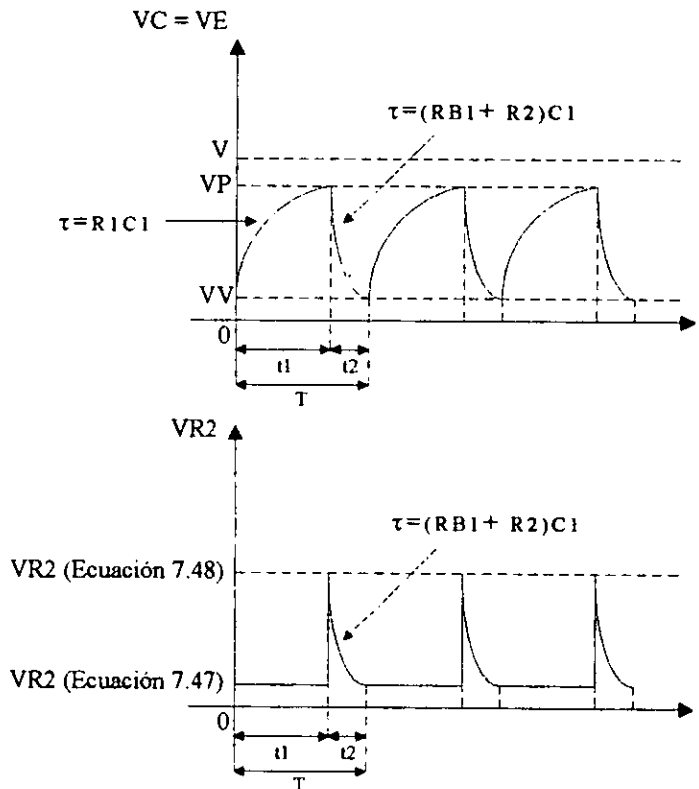


Figura 7.19 Fases de carga y descarga para la red de la figura 7.17.

7.16 CONTROL DEL SCR CON UJT

La figura 7.20 muestra un circuito utilizado para controlar un SCR a través de un oscilador de relajación implementado con un UJT cuyas especificaciones técnicas son:

$$R_{BB} = 5 \text{ K}\Omega, \eta = 0.6$$

$$V_V = 1 \text{ V}, I_V = 10 \text{ mA}, I_P = 10 \mu\text{A}$$

$$R_{B1} = 100 \Omega \text{ durante la fase de descarga}$$

Para este circuito de control se encontrará lo siguiente:

- R_{B1} y R_{B2} cuando $I_E = 0 \text{ A}$.
- El voltaje V_P necesario para disparar el UJT.
- Determinar si R_1 está dentro del intervalo permisible de valores para asegurar el disparo del UJT con base en la ecuación 7.36.
- La frecuencia de oscilación si $R_{B1} = 100 \Omega$ durante la fase de descarga.
- Las formas de onda del voltaje V_{C1} y V_{R2} .

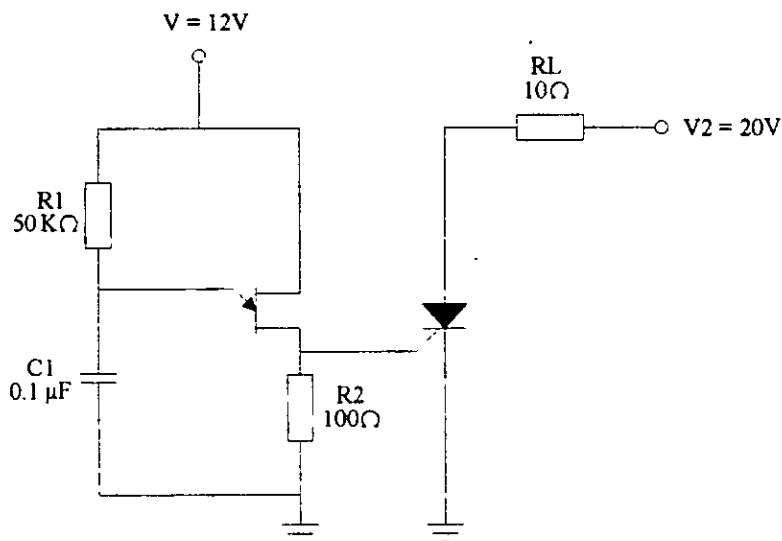


Figura 7.20 Oscilador de relajación utilizado para controlar un SCR.

SOLUCIÓN:

$$a) \quad R_{B1} + R_{B2} = R_{BB}$$

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

$$0.6 = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

$$R_{B1} = 0.6R_{BB} = 0.6(5 \text{ K}\Omega) = 3 \text{ K}\Omega$$

$$R_{B2} = R_{BB} - R_{B1} = 5 \text{ K}\Omega - 3 \text{ K}\Omega = 2 \text{ K}\Omega$$

b) En el punto donde $V_{C1} = V_P$, si continuamos con $I_E = 0 \text{ A}$, resultará la red de la figura 7.21 donde el voltaje de pico necesario para disparar al UJT es:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D$$

$$V_{BB} = \frac{V_{RB1}}{\eta}$$

$$V_P = \eta \frac{V_{RB1}}{\eta} + V_D = V_{RB1} + V_D$$

$$V_{RB1} = \frac{(R_{B1} + R_2)12}{R_{BB} + R_2} = \frac{(3 \text{ K}\Omega + 0.1 \text{ K}\Omega)12}{5 \text{ K}\Omega + 0.1 \text{ K}\Omega} = 7.294 \text{ V}$$

$$V_P = 7.294 + 0.7 = 7.994 \text{ V}$$

$$V_P \cong 8 \text{ V.}$$

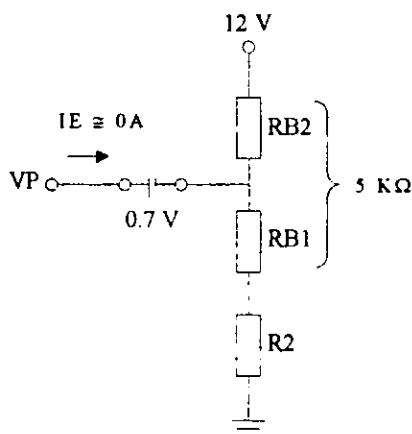


Figura 7.21 Red equivalente para el oscilador de relajación de la figura 7.21 cuando $I_E \cong 0 \text{ A}$ y $V_{C1} = V_P$.

$$c) \frac{V - V_V}{I_V} < R_1 < \frac{V - V_P}{I_P}$$

$$\frac{12 - 1}{10\text{mA}} < R_1 < \frac{12 - 8}{10\mu\text{A}}$$

$$1.1 \text{ K}\Omega < R_1 < 400 \text{ K}\Omega$$

Por tanto, la resistencia $R_1 = 50 \text{ K}\Omega$ cae dentro del intervalo permisible para disparar al UJT.

$$d) f_{osc} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$t_1 = R_1 C_1 \text{Ln} \frac{V - V_V}{V - V_P}$$

$$t_1 = (50 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) \text{Ln} \frac{12 - 1}{12 - 8} = 5 \times 10^{-3} \text{Ln} \frac{11}{4} = (5 \times 10^{-3})(1.01)$$

$$t_1 = 5.05 \text{ ms.}$$

$$t_2 = (R_{B1} + R_2) C_1 \text{Ln} \frac{V_P}{V_V}$$

$$t_2 = (0.1 \text{ K}\Omega + 0.1 \text{ K}\Omega)(0.1 \times 10^{-6}) \text{Ln} \frac{8}{1} = (0.02 \times 10^{-3})(2.08)$$

$$t_2 = 41.6 \mu\text{s} = 0.0416 \text{ ms}$$

$$f_{osc} = \frac{1}{5.05 \text{ ms} + 0.0416 \text{ ms}} = \frac{1}{5.092 \text{ ms}} = 196.38 \text{ Hz}$$

o bien empleando la ecuación 7.46 tenemos que:

$$f \cong \frac{1}{R_1 C_1 \text{Ln} [1/(1-\eta)]} \cong \frac{1}{(50 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) \text{Ln} [(1/(1-0.6))]}$$

$$f \cong \frac{1}{(0.005) \text{Ln} 2.5}$$

$$f \cong 218 \text{ Hz}$$

e) Durante la fase de carga tenemos que el voltaje V_{R2} es:

$$V_{R2} \cong \frac{R_2 V}{R_2 + R_{BB}} \cong \frac{(0.1 \text{ K}\Omega)(12)}{0.1 \text{ K}\Omega + 5 \text{ K}\Omega} \cong 0.235 \text{ V}$$

Cuando el voltaje $V_{C1} = V_P$ el voltaje presente en R_2 es:

$$V_{R2} \cong \frac{R_2 (V_P - 0.7)}{R_2 + R_{B1}} \cong \frac{(0.1 \text{ K}\Omega)(8 - 0.7)}{0.1 \text{ K}\Omega + 0.1 \text{ K}\Omega} \cong 3.65 \text{ V}$$

Por lo tanto, las formas de onda del voltaje presente en el capacitor C_1 y la resistencia R_2 son las que se muestran en la figura 7.22.

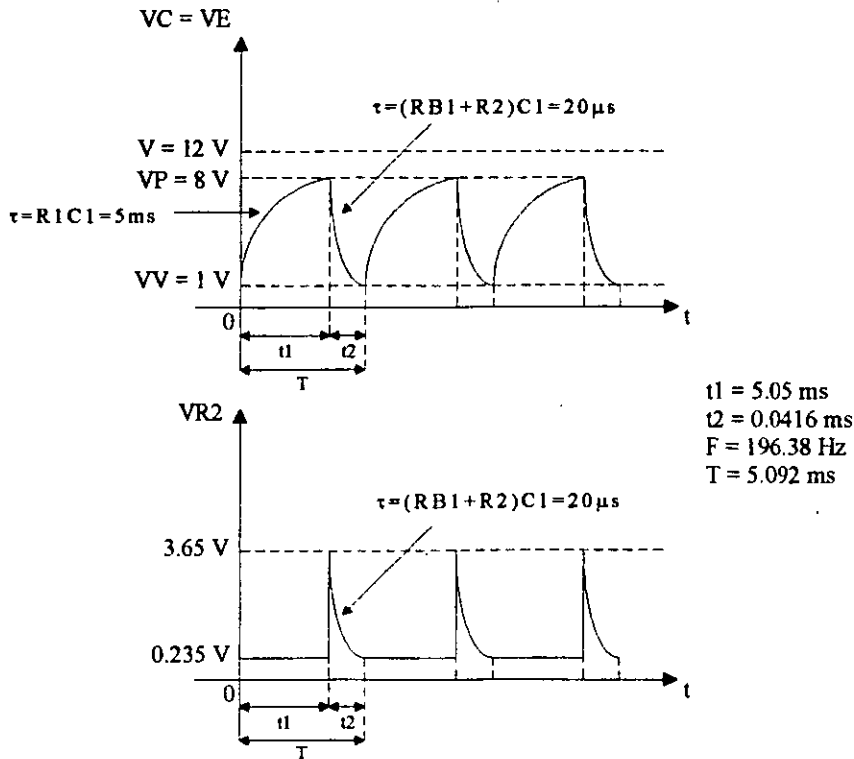


Figura 7.22 Formas de onda de VC1 y VR2

7.17 CONTROL DEL TRIAC CON UJT

La figura 7.23 muestra un circuito de control de potencia de doble onda con TRIAC y UJT. El TRIAC es el 2N6347 cuyas características son idénticas a las del TRIAC 2N6343. La diferencia entre ambos reside en que el TRIAC 2N6347 puede dispararse en los cuatro cuadrantes de polarización. Las corrientes y tensiones de disparo en los cuadrantes I y III son las del 2N6343. En los cuadrantes II y IV valen:

$$I_{GT} = 12 \text{ mA} \quad V_{GT} = 0.9 \text{ V} \quad \text{para MT2 (+) y G(-)}$$

$$I_{GT} = 35 \text{ mA} \quad V_{GT} = 1.4 \text{ V} \quad \text{para MT2 (-) y G(+)}$$

El UJT es el 2N4870 cuyas características eléctricas son:

$$\eta = 0.6 \quad I_P \leq 5 \mu\text{A} \quad V_V = 1.5 \text{ V}$$

$$R_{BB} = 6 \text{ K}\Omega \quad I_V = 5 \text{ mA}$$

El TRIAC necesariamente debe ser uno de disparo en los cuatro cuadrantes, puesto que tanto en el semiciclo positivo como en el negativo de la tensión de alimentación (220 V) es disparado por tensiones de puerta positivas, o sea, se dispara en los cuadrantes I y IV.

Omitiendo momentáneamente el TRIAC, la salida del rectificador es una onda doblemente rectificada, con una amplitud de 308 V. El diodo Zener queda correctamente polarizado para un ángulo de 4.65° . Para un ángulo de 175.5° el Zener deja de trabajar como tal. Dado que el margen correcto de funcionamiento del Zener es prácticamente todo el ciclo de la onda doblemente rectificada, podemos suponer, siempre y cuando el ángulo de conducción sea bastante mayor que 4.65° y bastante menor que 175.5° , que la tensión en el punto A es prácticamente constante e igual a $V_Z = 25$ V, por lo que el capacitor C se carga desde una fuente de tensión constante a través de R.

Eligiendo $R_4 = 100 \Omega$ y $R_5 \leq 100 \Omega$, la tensión de disparo V_P del UJT vale:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \cong \eta V_Z + 0.7 = 15.7 \text{ V}$$

El tiempo t_d que el capacitor tarda en alcanzar la tensión V_P vale:

$$t_d = RC \ln \frac{V_Z - V_V}{V_Z - V_P} = 0.92 RC$$

Fijando los límites para el ángulo de conducción $\alpha_1 = 35^\circ$ y $\alpha_2 = 132^\circ$, ciertamente se cumple la condición impuesta anteriormente para el ángulo de conducción. Un ángulo de conducción $\alpha_1 = 35^\circ$ significa un ángulo de disparo $\beta_1 = 180^\circ - 35^\circ = 145^\circ$. Teniendo en cuenta que la duración T de un ciclo de la onda doblemente rectificada es $T = 8.33$ ms, un ángulo de disparo $\beta_1 = 145^\circ$ equivale a un retraso temporal t_{d1} dado por:

$$t_{d1} = \frac{145^\circ}{180^\circ} 8.33 \text{ ms} = 6.71 \text{ ms}$$

Análogamente un ángulo de conducción $\alpha_2 = 132^\circ$ equivale a un retraso temporal T_{d2} igual a:

$$t_{d2} = \frac{48^\circ}{180^\circ} 8.33 \text{ ms} = 2.22 \text{ ms}$$

Así pues, cuando $R = R_1 + R_2$, el capacitor C debe alcanzar la tensión de disparo de pico V_P en un tiempo $t_d = t_{d1} = 6.71$ ms y cuando $R = R_1$ debe alcanzar dicho valor en un tiempo $t_d = t_{d2} = 2.22$ ms. En consecuencia, eligiendo $C = 0.1 \mu\text{F}$ resulta:

$$t_{d1} = 6.71 \text{ ms} = 0.92 (R_1 + R_2) C \Rightarrow R_1 + R_2 = 72.93 \text{ K}\Omega$$

$$t_{d2} = 2.22 \text{ ms} = 0.92 R_1 C \Rightarrow R_1 = 24.13 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 72.93 \text{ K}\Omega - R_1 = 72.93 \text{ K}\Omega - 24.13 \text{ K}\Omega = 48.8 \text{ K}\Omega$$

Por lo que se puede elegir los siguientes valores estándar:

$$R1 = 25 \text{ K}\Omega \quad R2 = 50 \text{ K}\Omega \text{ (potenciómetro)}$$

Para disparar al TRIAC en el caso más desfavorable, se requiere que el UJT entregue un pulso de 1.4 V. Con $R5 = 100 \Omega$ y $C = 0.1 \mu\text{F}$, el UJT 2N4870 entrega un pulso de 10 V, por lo que al cargar la salida del UJT con la puerta del TRIAC, el pulso, aunque será de menor amplitud, será suficiente para dispararlo.

Finalmente, $R3$ se diseña de forma que cuando a la salida del rectificador haya 50 V (lo que corresponde a un ángulo de aproximadamente 10°) por $R3$ circulen 5 mA (1 mA para el Zener y 4 mA aproximadamente para el UJT). Con ello el valor de $R3$ resulta:

$$R3 = \frac{50 - 25}{5 \text{ mA}} = 5 \text{ K}\Omega$$

Dado que $R3 = 5 \text{ K}\Omega$ no es un valor comercial se puede elegir el siguiente valor estándar:

$$R3 = 4.7 \text{ K}\Omega$$

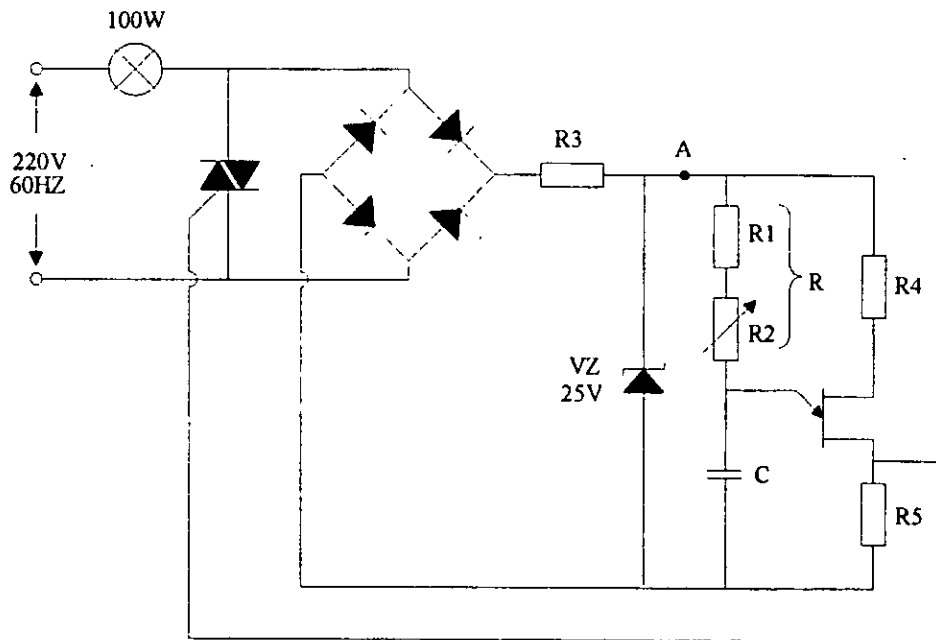


Figura 7.23 Circuito de control de potencia de doble onda con TRIAC y UJT.

CAPÍTULO 8

CONTROL POR MANDO SÍNCRONO

8.1 INTRODUCCIÓN

Los interruptores mecánicos de corriente alterna pueden ser sustituidos ventajosamente por un TRIAC o una combinación de dos SCR'S conectados en antiparalelo, tal como se vio en el capítulo 6 (control por todo o nada).

No obstante, en este tipo de circuitos subsiste un cierto riesgo de generación de perturbaciones electromagnéticas en el instante de la conmutación si ésta se efectúa en forma aleatoria (esto es, con una elevada probabilidad de poner en conducción al conmutador de potencia en un momento en el 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. Esta es la función de los interruptores síncronos también conocidos como interruptores de tensión cero, con los cuales los impulsos de arranque se encuentran convenientemente temporizados con el paso por cero de la tensión alterna de red, evitando así, la aparición de las perturbaciones electromagnéticas.

Con el empleo de los interruptores síncronos, se tiene la ventaja de no sólo poder controlar la corriente que fluye a través de una carga, sino también modificar su valor eficaz. Esto se logra a través del control por paquetes de semiondas o de períodos enteros, mediante el cual la cantidad de semiondas o de períodos de la tensión de red aplicados a la carga pueden ser regulados.

8.2 ELEMENTOS DE LOS INTERRUPTORES SÍNCRONOS

La figura 8.1 presenta el esquema a bloques de un interruptor síncrono con TRIAC, el circuito consta en esencia de los siguientes elementos:

- Un detector de cero de tensión, P, conectado a la entrada de la red (caso I) o bien a la terminal MT2 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 volts);
- Un interruptor de mando SW 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 SW permanece cerrado el comparador Q está inhibido y la corriente de puerta es nula (TRIAC bloqueado). La apertura de SW pone en servicio a Q; pero la salida de este último no se activará sino en las proximidades del instante t de paso por cero de la tensión de red (detectado por P).

El capacitor C1, situado a la entrada del detector, introduce un ligero desfase con el fin de asegurar el disparo efectivo del TRIAC, haciendo llegar el impulso de mando cuando existe ya alguna tensión en el elemento.

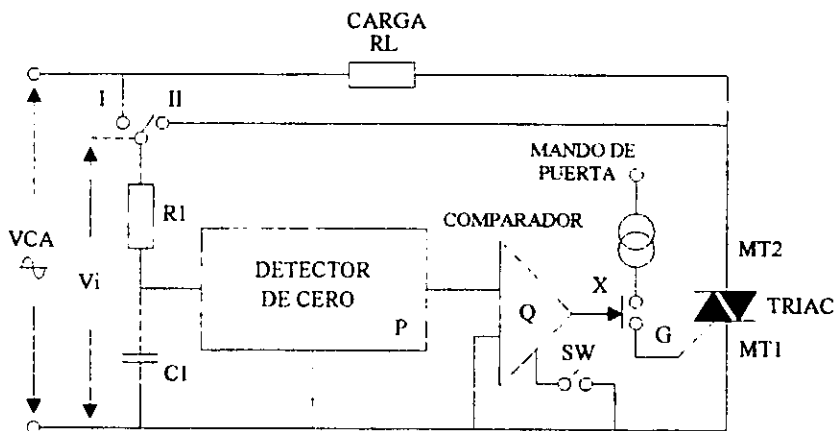


Figura 8.1 Esquema a bloques de un interruptor síncrono con TRIAC.

Modo I.- Si la tensión V_i del detector se toma directamente de la red (caso I), los impulsos de puerta cesarán poco después del paso por cero de la tensión (la duración del impulso de puerta viene fijada por el capacitor C1). Esta modalidad de disparo es válida cuando se trata de una carga resistiva o ligeramente inductiva ($\cos \theta$ cercano a 1).

Modo II.- Si la carga es fuertemente inductiva resulta indispensable prolongar el impulso de puerta durante una importante fracción de cada semionda. En régimen estable esto no presenta ningún inconveniente, pero en cambio sí existe el riesgo de que la apertura del interruptor de mando se realice dentro del ángulo θ bajo una tensión no nula.

Si esta probabilidad de error se considera prohibitiva es preferible usar un impulso breve en el cero de tensión para el primer cebado del TRIAC y, una vez logrado éste, prolongar el impulso de corriente de puerta hasta el término de cada semionda. Para lograr esto basta tomar la señal V_i para el detector a partir de la terminal MT2 del TRIAC (caso II de la figura 8.1).

Mientras el TRIAC no conduzca, el detector estará alimentado a través de la carga y funcionará al paso por cero de la tensión de red tras la apertura de SW. Una vez cebado el TRIAC se anula la tensión aplicada al detector con lo cual la corriente de puerta se mantiene durante todo el tiempo que permanezca abierto SW.

Finalmente otra posible solución para el funcionamiento sobre carga inductiva es la de usar como generador de corriente de puerta un SCR o TRIAC auxiliar, que permanecerá cebado hasta el término del semiperíodo.

8.3 DETECTOR DE CERO - COMPARADOR

El detector - comparador utilizado en los circuitos de control por mando síncrono, puede ser uno de los mostrados en la figura 8.2. Los diagramas a y b corresponden a dos circuitos en los que el detector es un puente rectificador de onda completa y el comparador un simple transistor T1.

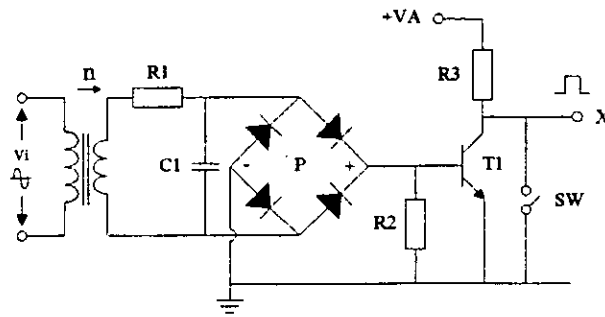
En la figura a, el puente rectificador P está alimentado por un devanado (flotante) del transformador; el transistor T1 funciona como amplificador de tensión sobre el resistor R3: mientras la tensión alterna V_i sea superior a la tensión de umbral V_s (proporcional a la tensión directa V_{BE} , de T1), el transistor conduce y mantiene baja la tensión V_X de salida. Si el interruptor SW está abierto, V_X subirá a $+V_A$ durante los cortos intervalos de tiempo en que V_i es inferior a V_s . El montaje es interesante cuando se exige que el circuito de disparo esté aislado de los cables de la red.

En la figura b el puente rectificador está alimentado directamente por la red (o por la tensión de MT2) a través del resistor R1. El transistor T1 funciona siempre en emisor común durante la semionda positiva y su tensión de emisor permanece fija en aproximadamente 0.7 volts positivos, debido al diodo D1 del puente. En cambio, durante la semionda negativa T1 funciona en base común y el emisor queda alimentado a través de R1.

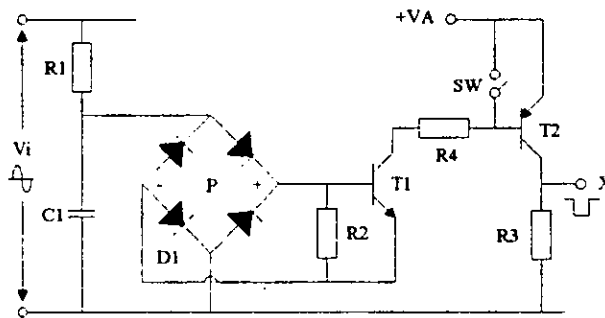
Para evitar la disimetría de fases entre las semiondas positivas y las negativas es preferible utilizar el transistor T1 como etapa de ataque para un transistor suplementario T2 montado en emisor común.

En las figuras a y b el transistor utilizado es un NPN. Se podría igualmente invertir los tipos de transistor (PNP en lugar de NPN y viceversa), invirtiendo también las polaridades del puente y de la alimentación VA; la señal X de salida sería entonces de polaridad opuesta.

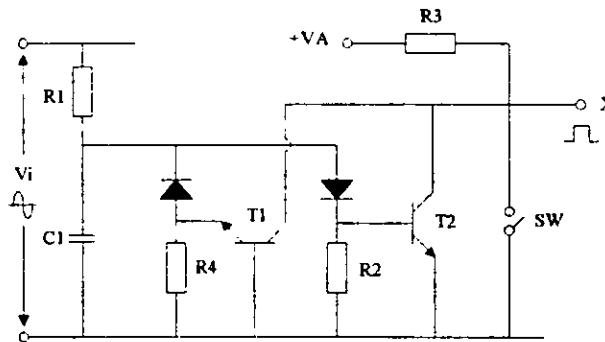
El esquema de la figura c corresponde a un detector - comparador con dos transistores complementarios; T1 conduce durante las semiondas negativas y T2 durante las positivas. Si el interruptor SW está abierto, aparecerá en X una señal mientras estén bloqueados los dos transistores, T1 y T2, lo que corresponde al paso por cero (o por una tensión inferior a V_s) de la tensión de red.



a)



b)



c)

Figura 8.2 Tres esquemas típicos de circuitos detectores de cero - comparadores para el disparo sincrónico.

8.4 INTERRUPTORES SÍNCRONOS

En las figuras 8.3, 8.4, 8.5 y 8.6 se dan algunos ejemplos de esquemas de interruptores síncronos realizados según el principio que se acaba de analizar.

El esquema de la figura 8.3 corresponde al interruptor síncrono obtenido partiendo del detector - comparador de la figura 8.2a, mientras que el mando de puerta del conmutador de potencia se lleva a cabo con el transistor BC125B. El circuito opera según el modo I y su salida son impulsos de corta duración.

Si la alimentación de corriente continua se toma mediante un transformador Tr y se interpone un transformador de impulsos Tr2 entre el transistor de mando y la puerta del TRIAC, quedará todo el circuito de mando aislado de la red.

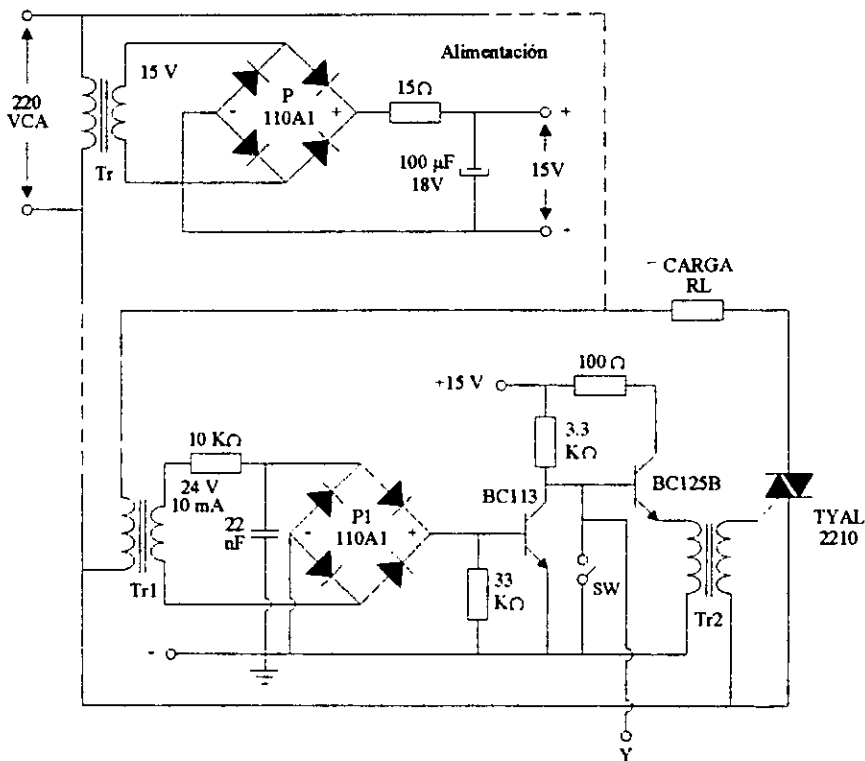


Figura 8.3 Interruptor síncrono aislado de la red y operando en modo I (con carga resistiva).

No obstante, por el hecho de operar en modo I, el circuito está previsto en principio para carga resistiva. En la figura 8.4 se indica una modificación que consiste en usar un pequeño TRIAC auxiliar a la salida del circuito para atacar a un TRIAC de mayor potencia. En el circuito 8.4a el TRIAC auxiliar amplifica y alarga el impulso de corriente de puerta, con lo que la carga puede ya presentar una componente inductiva. En el esquema 8.4b se ha montado un TRIAC auxiliar en serie con la puerta del TRIAC principal, con lo que la carga puede ser incluso fuertemente inductiva.

CONTROL POR MANDO SÍNCRONO

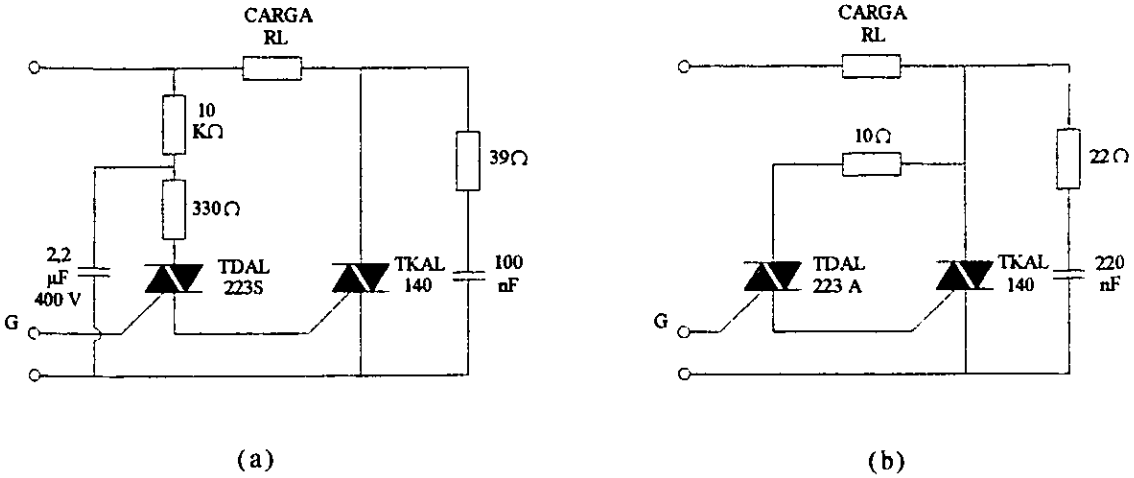


Figura 8.4 Variantes del interruptor síncrono precedente para carga con componente: (a) débil o (b) fuertemente inductiva.

Finalmente las figuras 8.5 y 8.6 presentan dos ejemplos de interruptores síncronos que operan en modo II, por lo que pueden ser utilizados con una carga de $\cos \theta$ cualquiera (por ejemplo, un motor). El circuito de la figura 8.5 emplea el detector - comparador de la figura 8.2b y a la salida un transistor PNP en la puerta del TRIAC (conmutador de potencia). Por su parte, el circuito de la figura 8.6 emplea el mismo puente rectificador en la función de detección de cero y en la de mando de puerta del TRIAC. La protección contra la di/dt es menor que en el montaje de la figura 8.5, debido a la subida relativamente lenta de la corriente de puerta.

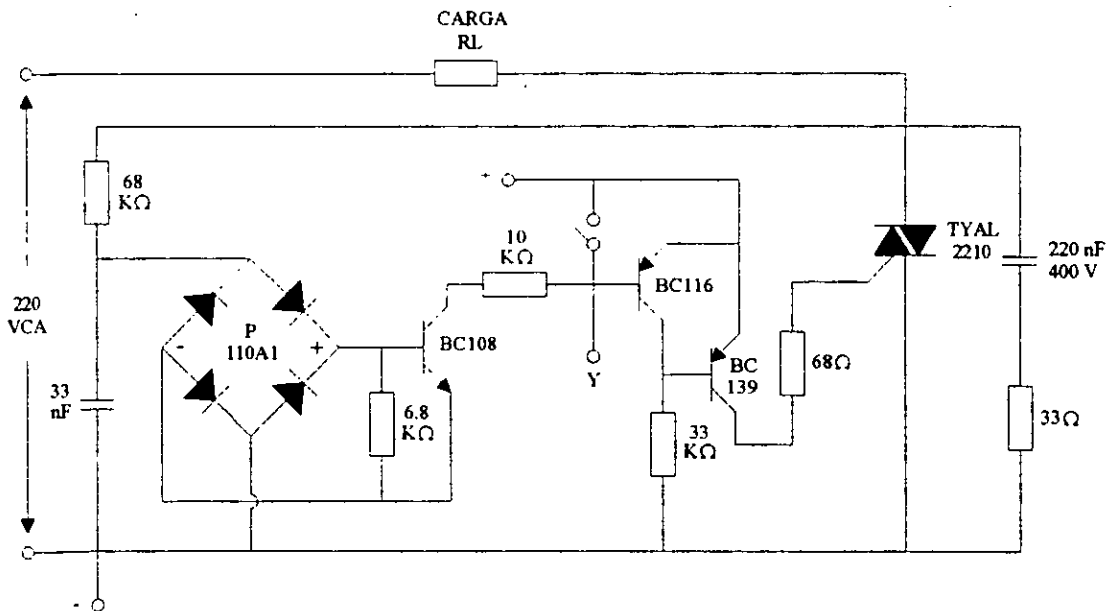


Figura 8.5 Interruptor síncrono operando según el modo II.

CONTROL POR MANDO SÍNCRONO

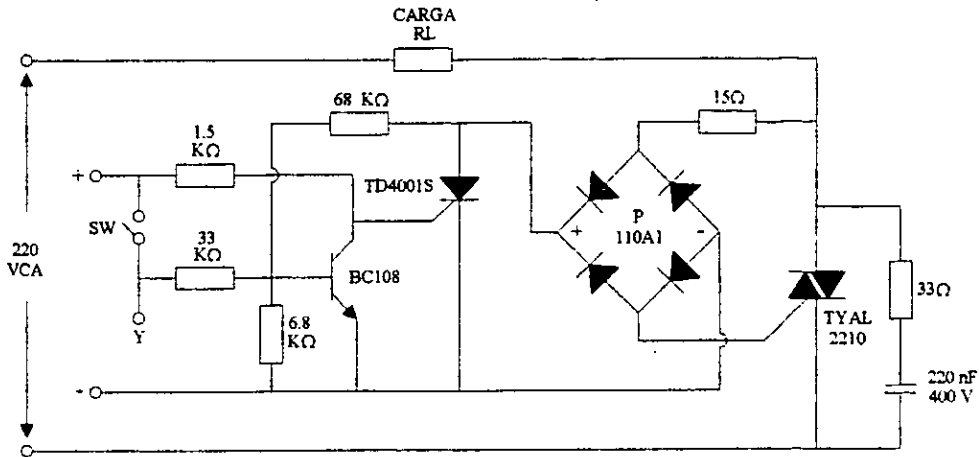


Figura 8.6 Otro interruptor síncrono que opera en modo II.

8.5 CONTROL POR PAQUETES DE SEMIONDAS O PERÍODOS ENTEROS

Cuando el tiempo de respuesta del sistema supera en mucho al período de la tensión de alimentación sin inconvenientes, el método de variación de potencia por mando síncrono se realiza modificando la cantidad de semiondas o de períodos aplicados a la carga. Bajo esta expresión se entiende el bloqueo periódico de una cierta cantidad de semiondas o períodos enteros. Considerando el intervalo de por ejemplo, 5 períodos, este tipo de control puede dejar pasar uno, dos, tres, cuatro, todos (los cinco) o incluso ninguna semionda u onda de corriente. Se intenta siempre que el paso del estado de bloqueo al de conducción del conmutador de potencia se efectúe en el momento de paso por cero de la tensión de red.

Para poder conmutar a tensión nula por paquetes de ondas o de semiondas basta usar uno de los interruptores descritos en la sección precedente, sustituyendo el interruptor SW por un control electrónico. Se puede por ejemplo usar un multivibrador (figura 8.7) conectado en Y en el esquema 8.3 y sus variantes 8.5 y 8.6. El tiempo T1, en la figura 8.8 determina el número de semiondas que recibe la carga y el tiempo T2 fija el número de semiondas suprimidas dentro de cada período de recorte.

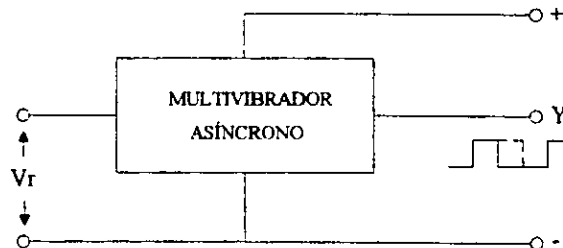


Figura 8.7 Principio de recorte síncrono por multivibrador. Las terminales de salida se conectan a las correspondientes de los montajes de las figuras 8.3, 8.5 y 8.6.

CONTROL POR MANDO SÍNCRONO

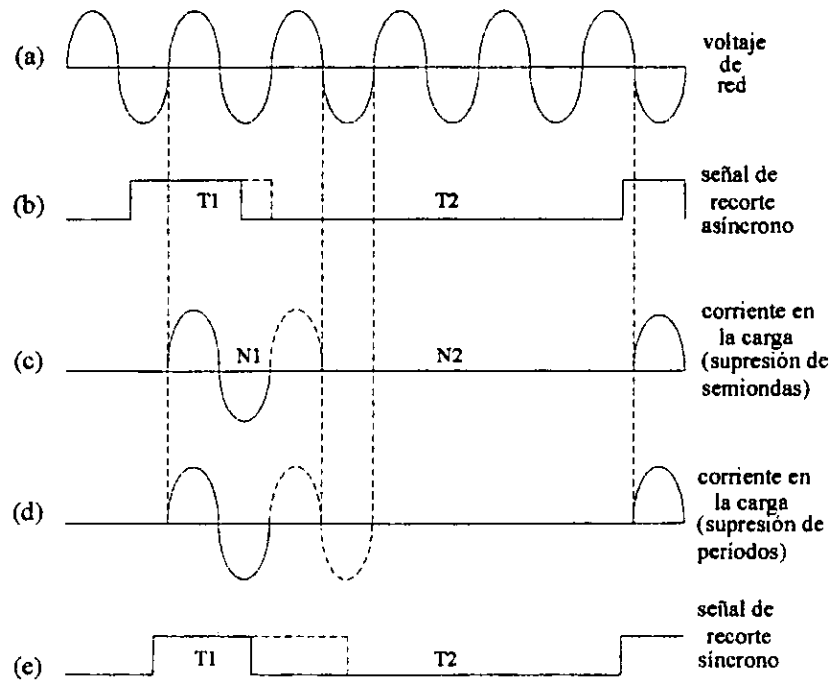


Figura 8.8 Principio de la variación de potencia por supresión de semiondas o de periodos enteros.

Gracias al funcionamiento síncrono del interruptor a TRIAC se hace siempre pasar un número entero de semiondas, cualesquiera que sea la fase, periodo o factor de simetría del multivibrador. No obstante, este número puede ser par o impar. Se ve claramente en la figura 8.8 (curvas c) que un número impar de semiondas introduce en la carga una componente continua. Si esto fuera perjudicial (como suele ocurrir cuando el circuito de utilización lleva bobinas) sería preferible recurrir a un recorte por periodos enteros (curvas d de la figura 8.8). 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 periodo de la tensión de red (figura 8.9).

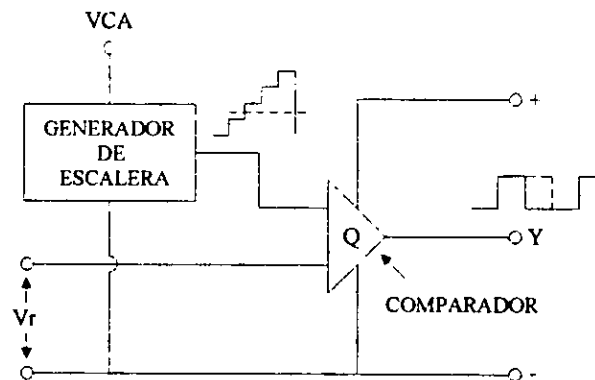


Figura 8.9 Recorte síncrono por paquetes de semiondas enteras, aplicable igualmente a los esquemas 8.3, 8.5 y 8.6.

Para períodos no muy largos de recorte (hasta de 0.5 s), este generador puede estar constituido simplemente por un detector de pico de media onda con gran constante de tiempo seguido de un sistema de descarga con un UJT (figura 8.10). En cualquier caso, estos circuitos pueden incluirse en una cadena de regulación. La tensión de corriente continua 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 (figura 8.7) o sobre el valor de umbral del comparador Q, en el circuito de la figura 8.9.

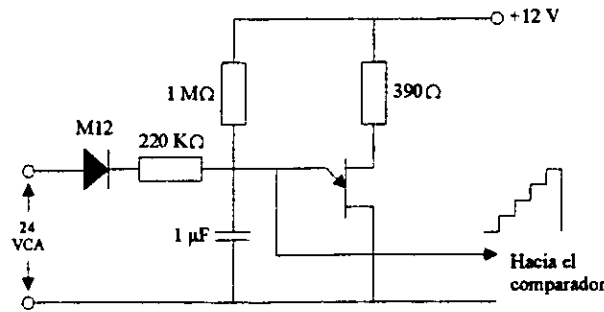


Figura 8.10 Generador de escalera constituido por un detector de pico de media onda y un UJT.

Otra solución sería conservar el recorte síncrono de la figura 8.7, 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 8.11 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 puerta del SCR, precisamente al principio de una semionda positiva, provoca su conducción y, por tanto, también la del TRIAC. Éste aplica la tensión a la carga RL, permitiendo la carga de C a través de R y D durante esta semionda. Al terminar ésta se bloquea el TRIAC, pero en cuanto empieza la semionda negativa vuelve a cebarse por efecto de la corriente de descarga de C. La conducción del TRIAC en la semionda positiva implica pues automáticamente su conducción durante la siguiente semionda negativa. Hay que notar que el disparo del TRIAC tiene lugar por extracción de la corriente de puerta, con los inconvenientes ya señalados. Hay que destacar también que este circuito dificulta la protección contra la dv/dt de tensión por redes RC en paralelo con el TRIAC.

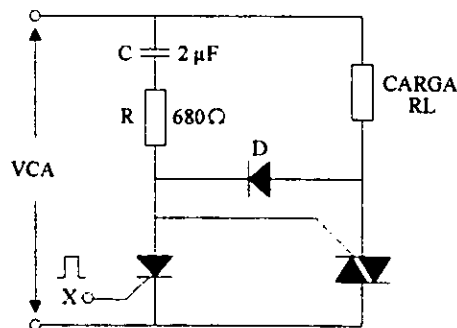


Figura 8.11 Circuito de mando de puerta para períodos completos.

8.6 MANDO SÍNCRONO CON EL μA 742

El μA 742 es un circuito integrado de Fairchild destinado al control síncrono de SCR'S y TRIAC'S por períodos enteros. El circuito opera a 50 ó 400 Hz, se alimenta directamente de la red y se presenta en una cápsula clásica DIL de 14 terminales. El disparo a tensión nula por períodos enteros se obtiene mediante un capacitor C1 y un interruptor de dos niveles que descarga parcialmente el capacitor al principio de cada semionda y, luego lo descarga ya totalmente al principio de la semionda siguiente (figura 8.12).

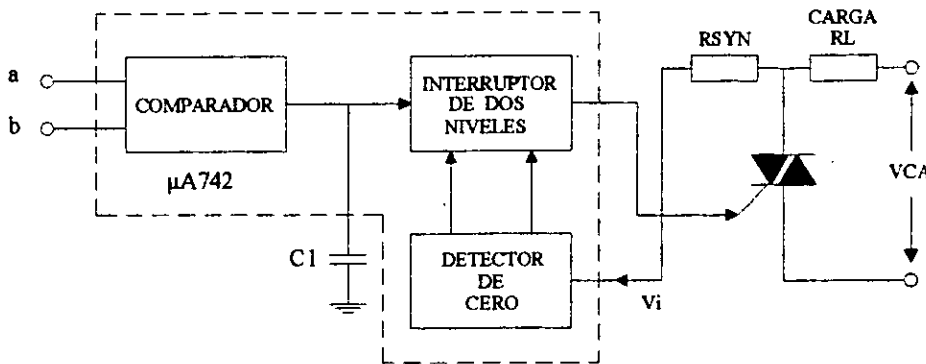


Figura 8.12 Esquema sinóptico del μA 742 aplicado a un montaje típico.

El esquema del principio de funcionamiento de este interruptor de dos niveles está representado en la figura 8.13. El detector de cero está formado por los dos transistores T1 y T2 que hacen entrar en conducción, respectivamente, a T3 al principio de la semionda positiva y a T4 al principio de la semionda negativa (T3 y T4 son tiristores con puerta de ánodo). El diodo Zener DZ tiene la misión de limitar a unos 8 V la tensión residual de C1 tras la semionda negativa. La corriente de disparo para la semionda positiva siguiente la suministra la carga residual correspondiente a esa tensión.

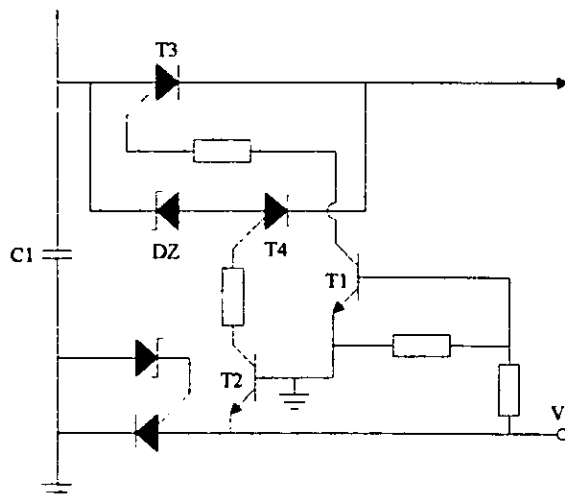


Figura 8.13 Interruptor de dos niveles del μA 742.

La aplicación más elemental de este circuito integrado consiste en el control, sin histéresis, de un TRIAC (figura 8.14). La alimentación procede directamente de la red a través del resistor RDR. El puente de entrada, formado por cuatro resistores de 10 KΩ, ataca a una etapa diferencial que controla el funcionamiento del circuito. El resistor RSYN, finalmente, permite la sincronización con el cero de tensión.

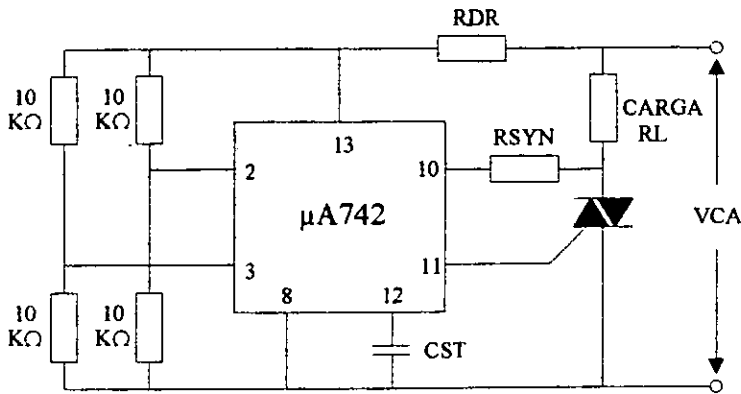


Figura 8.14 Mando síncrono, sin histéresis, de un TRIAC mediante el μA 742.

En el esquema de la figura 8.15 se utiliza una fuente auxiliar de 24 V de corriente continua como alimentación del circuito integrado. El capacitor de 0.33 μF y el resistor de 100 Ω establecen además una cierta histéresis en el circuito.

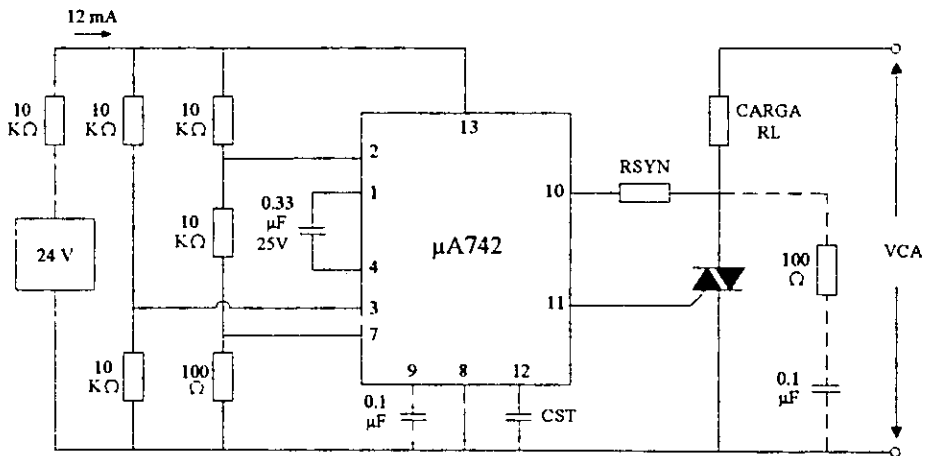


Figura 8.15 Mando síncrono con histéresis y alimentación separada.

El valor del capacitor CST es del orden de 0.47 μF y ha de dimensionarse para una tensión de 25 V. Los valores aconsejados por la firma Fairchild para los resistores RDR y RSYN se muestran en la siguiente tabla.

CONTROL POR MANDO SÍNCRONO

Alimentación de VCA (rms)	RDR (K Ω)	RSYN (K Ω)
24	1	2.2
110	10	10
220	22	22

En el esquema de la figura 8.16 vemos de nuevo un $\mu A 742$, alimentado directamente por la red como en la figura 8.14, aunque el montaje esta vez posee histéresis.

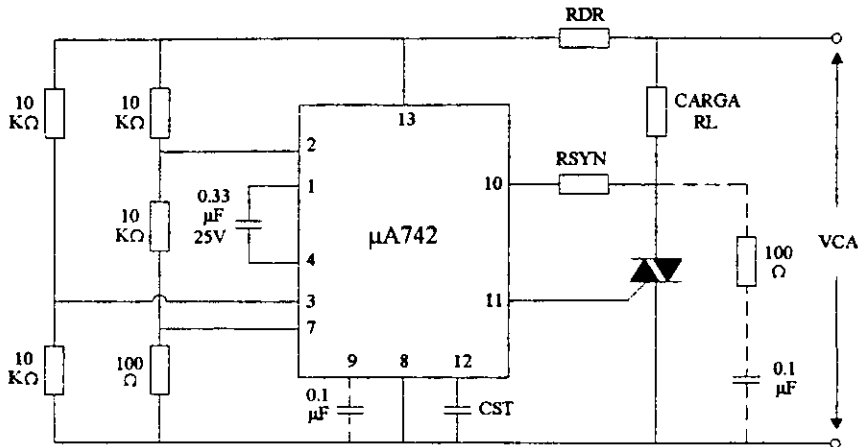


Figura 8.16 Mando síncrono con histéresis y alimentación común.

Cuando no se trate ya de un TRIAC sino de dos SCR'S en antiparalelo, será preciso emplear un transformador de impulsos, como se indica en la figura 8.17.

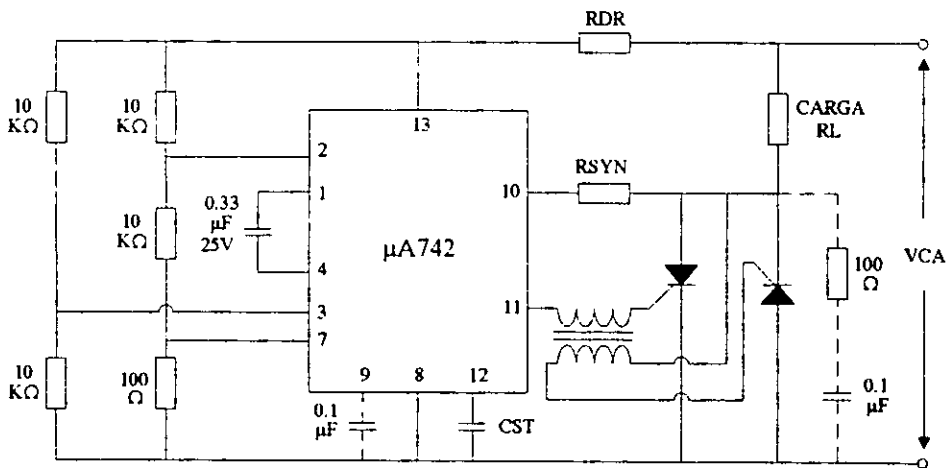


Figura 8.17 Control por mando síncrono de una pareja de SCR'S conectados en antiparalelo.

También puede recurrirse al empleo de un SCR suplementario que permite además el ataque a elementos de potencia montados en antiparalelo (figura 8.18).

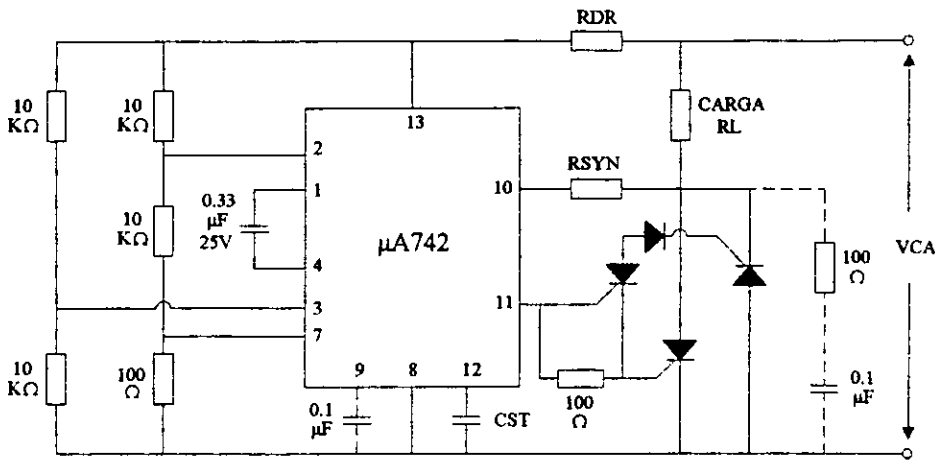


Figura 8.18 Control de potencia con SCR'S en antiparalelo controlados mediante un SCR auxiliar de baja potencia.

Finalmente, la figura 8.19 muestra como puede emplearse el $\mu A 742$ en la realización de un control proporcional, siempre de tipo síncrono, claro está. En todos estos esquemas y siempre que la carga sea inductiva, debe emplearse la red formada por el resistor de $100\ \Omega$ y el capacitor de $0.1\ \mu\text{F}$, en paralelo con el TRIAC o SCR. Esto con el fin de proteger al conmutador de potencia utilizado contra la dv/dt .

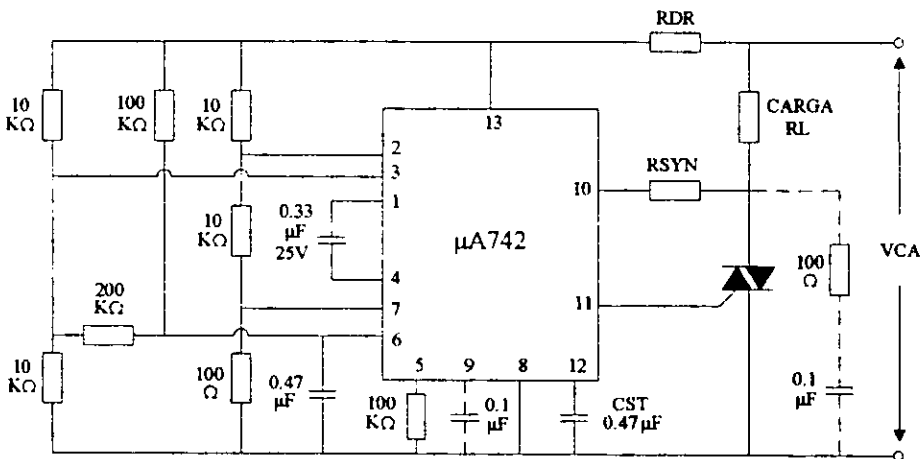


Figura 8.19 Control por mando síncrono proporcional.

CONCLUSIONES

Los SCR'S y TRIAC'S son dispositivos semiconductores de gran importancia en la electrónica de potencia, la facilidad con la que se controlan, su tamaño compacto, rápida respuesta, alta precisión y bajo costo de fabricación contribuyen a su aceptación en una amplia gama de aplicaciones de control industrial, dentro de las cuales se encuentran: el control de motores, la graduación de luz, circuitos de protección, cargadores de baterías, inversores, interruptores estáticos, cicloconvertidores, etcétera.

El SCR es un dispositivo unidireccional, puede trabajar indistintamente en circuitos de corriente continua o de corriente alterna. Si el control de potencia se efectúa en corriente alterna, la propiedad unidireccional del SCR provocará un control de potencia de media onda. Sin embargo, si se utiliza un par de SCR'S conectados en antiparalelo, o bien, un SCR en la diagonal de un puente rectificador, es posible obtener un control de potencia de onda completa. El TRIAC por su parte es un dispositivo bidireccional, trabaja con ambas polaridades de la tensión alterna de alimentación. Ambos semiconductores operan como conmutadores, pasando de un estado no conductor a un estado conductor si se aplica un voltaje de valor apropiado en la puerta del dispositivo (disparo por puerta). Debido a que el momento en que se aplica el impulso de voltaje en la puerta del semiconductor utilizado puede ser regulado, es posible obtener los siguientes tipos de control de potencia:

Control por todo o nada.- Consiste en utilizar al SCR o TRIAC como interruptores de corriente proporcionando la totalidad del voltaje de alimentación a la carga que se va a controlar. Por lo tanto, pueden sustituir a los contactores y relevadores convencionales, presentando la ventaja con respecto a estos últimos de no producir rebotes de contactos, no generar arco eléctrico en contactos parcialmente abiertos y pueden operarse mucho más rápido permitiendo un control de potencial más preciso.

Control por variación del ángulo de conducción.- Este tipo de control a diferencia del control por todo o nada permite variar la potencia mediante la introducción de una constante de tiempo obtenida generalmente por medio de un circuito RC, el cual proporciona un impulso de voltaje a un dispositivo semiconductor de disparo (DIAC, SBS, SUS, UJT, diodo Shockley) que es el encargado de disparar al conmutador de potencia a través de su puerta. Este impulso de disparo puede regularse modificando el valor de la constante de tiempo del circuito RC, de tal manera que el conmutador de potencia modificará también su ángulo de conducción. El resultado de lo anterior es la aplicación a la carga de solamente una fracción de la onda de tensión, que puede variarse entre determinados límites, siendo éstos definidos por el ángulo de conducción.

Control por mando síncrono.- En el control por mando síncrono los impulsos de disparo se llevan a cabo simultáneamente con el paso por cero de la tensión de red, evitando la aparición de escalones de tensión que son la causa de la generación de perturbaciones electromagnéticas. Por su parte, la variación de potencia, se realiza regulando la cantidad de semiondas o períodos de la tensión de alimentación que se aplican a la carga. Los circuitos de control por mando síncrono están constituidos por los siguientes elementos: un detector

de cero, un comparador, un interruptor de mando SW y un generador de corriente. Este tipo de circuitos pueden ser construidos a partir de elementos discretos, o bien, utilizando circuitos integrados como por ejemplo, el μA 742 fabricado por la firma Fairchild.

Para un correcto funcionamiento de los circuitos de control es necesario incorporar determinados elementos que protejan al conmutador de potencia utilizado contra las subidas muy rápidas de tensión (dv/dt), las subidas muy rápidas de corriente (di/dt), cortocircuitos, etcétera. De igual manera los circuitos de control deben incluir elementos que puedan atenuar las perturbaciones electromagnéticas producidas no sólo por los circuitos de control, sino también aquellas provenientes del medio ambiente, asegurando un funcionamiento confiable de los circuitos de control, así como de aquellos circuitos que se encuentran cerca de éstos.

BIBLIOGRAFÍA

SUGANDHI. TIRISTORES, CONCEPTOS Y APLICACIONES. EDITORIAL LIMUSA.

GUALDA. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL ALFAOMEGA - MARCOMBO.

MALONEY. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL PRENTICE - HALL.

BERGTOLD FRITZ. TRIACS Y TIRISTORES. EDITORIAL CEAC.

ZBAR. PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL MARCOMBO.

RASHID H. MUHAMAD. POWER ELECTRONICS. EDITORIAL PRENTICE - HALL.

BOYLESTAD. ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS. EDITORIAL PRENTICE - HALL.

ECG SEMICONDUCTORS.

BOBROW. ANÁLISIS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS. EDITORIAL INTERAMERICANA.

de cero, un comparador, un interruptor de mando SW y un generador de corriente. Este tipo de circuitos pueden ser construidos a partir de elementos discretos, o bien, utilizando circuitos integrados como por ejemplo, el μA 742 fabricado por la firma Fairchild.

Para un correcto funcionamiento de los circuitos de control es necesario incorporar determinados elementos que protejan al conmutador de potencia utilizado contra las subidas muy rápidas de tensión (dv/dt), las subidas muy rápidas de corriente (di/dt), cortocircuitos, etcétera. De igual manera los circuitos de control deben incluir elementos que puedan atenuar las perturbaciones electromagnéticas producidas no sólo por los circuitos de control, sino también aquellas provenientes del medio ambiente, asegurando un funcionamiento confiable de los circuitos de control, así como de aquellos circuitos que se encuentran cerca de éstos.

BIBLIOGRAFÍA

- SUGANDHI. TIRISTORES, CONCEPTOS Y APLICACIONES. EDITORIAL LIMUSA.
- GUALDA. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL ALFAOMEGA - MARCOMBO.
- MALONEY. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL PRENTICE - HALL.
- BERGTOLD FRITZ. TRIACS Y TIRISTORES. EDITORIAL CEAC.
- ZBAR. PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. EDITORIAL MARCOMBO.
- RASHID H. MUHAMAD. POWER ELECTRONICS. EDITORIAL PRENTICE - HALL.
- BOYLESTAD. ELECTRÓNICA, TEORÍA DE CIRCUITOS. EDITORIAL PRENTICE - HALL.
- ECG SEMICONDUCTORS.
- BOBROW. ANÁLISIS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS. EDITORIAL INTERAMERICANA.