

Tiristores

Constituyen una amplia familia de dispositivos semiconductores biestables. En la Figura 1 se representan algunos de los dispositivos más utilizados de la familia.

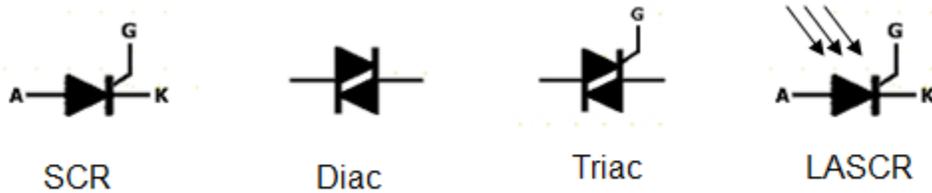


Figura 1

Sintéticamente, se describen como conmutadores de estado sólido que actúan como dispositivos de alta impedancia hasta que son disparados. En esas condiciones se vuelven dispositivos de muy baja impedancia. Pueden permanecer en ese estado mientras que la intensidad de corriente no disminuya por debajo de un valor límite denominado **corriente de mantenimiento I_H** . Una vez que el dispositivo conmutó al estado de conducción el circuito de disparo puede ser removido sin que el dispositivo se bloquee o apague.

Estructuralmente, los tiristores consisten en capas alternadas de semiconductores de silicio tipo P y N, de modo que se forman varias junturas PN. La carga se aplica a través de todas las junturas y la corriente de disparo sólo a una. Presentan una respuesta rápida a la conmutación, pueden manejar potencias elevadas y tienen una larga vida útil. Se utilizan en control de motores, de iluminación, interruptores de fallo a tierra, fuentes de alimentación monofásica y trifásica, timmers, etc. La Figura 2 muestra distintas formas constructivas.



Figura 2

Características de funcionamiento

El comportamiento biestable del tiristor puede explicarse por el análisis del miembro más conocido de la familia: el SCR (**Silicon Controlled Rectifier** ó Rectificador Controlado de Silicio). El SCR es un dispositivo unidireccional de tres terminales. Sólo conduce corriente entre los terminales denominados **A**: Ánodo y **K**: Cátodo, mientras que la tensión entre esos terminales sea positiva ($V_{AK} > 0 \text{ V}$) y además, se aplique una señal adecuada en el tercer terminal denominado **G**: Puerta.

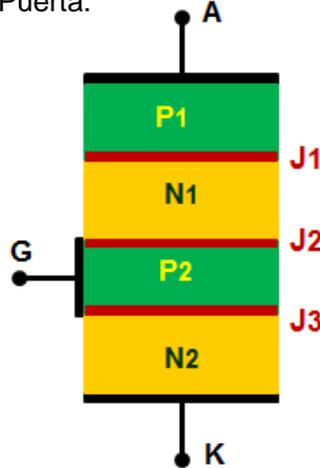


Figura 3

La Figura 3 muestra un esquema de la estructura física del SCR compuesta por cuatro capas alternadas de silicio tipo P y N de modo que se forman tres uniones: **J1**, **J2** y **J3**.

a) Funcionamiento sin excitación en puerta **G**

En estas condiciones el dispositivo se puede modelizar como tres uniones PN o diodos en serie, como se muestra en la Figura 4.

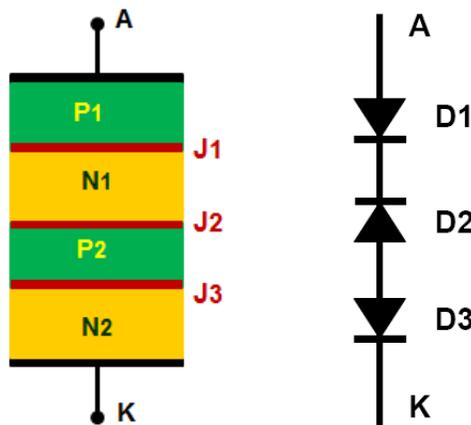


Figura 4

Si la tensión $V_{AK} < 0 \text{ V}$, los diodos D1 y D3 quedan polarizados en inversa y D2 en directa. La intensidad de la corriente I_A que circulará entre los terminales de ánodo y cátodo quedará limitada por las junturas polarizadas en forma inversa y tendrá una

magnitud muy pequeña. Idealmente con esta polarización el dispositivo se comporta como circuito abierto, zona de bloqueo inverso.

Si la tensión $V_{AK} > 0$ V los diodos D1 y D3 se polarizan en forma directa y D2 en inversa. La intensidad de la corriente I_A que circula entre ánodo y cátodo quedará determinada por la corriente de saturación inversa del diodo D2. El dispositivo se encuentra en la región denominada de bloqueo directo o de corte.

Si se aumenta la tensión aplicada entre ánodo y cátodo hasta un valor suficientemente elevado se producirá la ruptura por avalancha de la juntura J2. Esta tensión corresponde a la **tensión de ruptura directa V_{Bo}** . Como las junturas J1 y J3 están polarizadas en forma directa se producirá un movimiento de portadores a través de las tres junturas. Como consecuencia se producirá la circulación de una gran corriente de ánodo y el dispositivo pasa al estado de conducción plena. La caída de tensión total será debida a la caída óhmica en las regiones semiconductoras, y típicamente se encuentra entre 1 V a 2 V. En esta región la corriente I_A por el dispositivo quedará limitada por el circuito externo. La característica corriente de ánodo en función de la tensión ánodo-cátodo para excitación nula en puerta se muestra en la Figura 5.

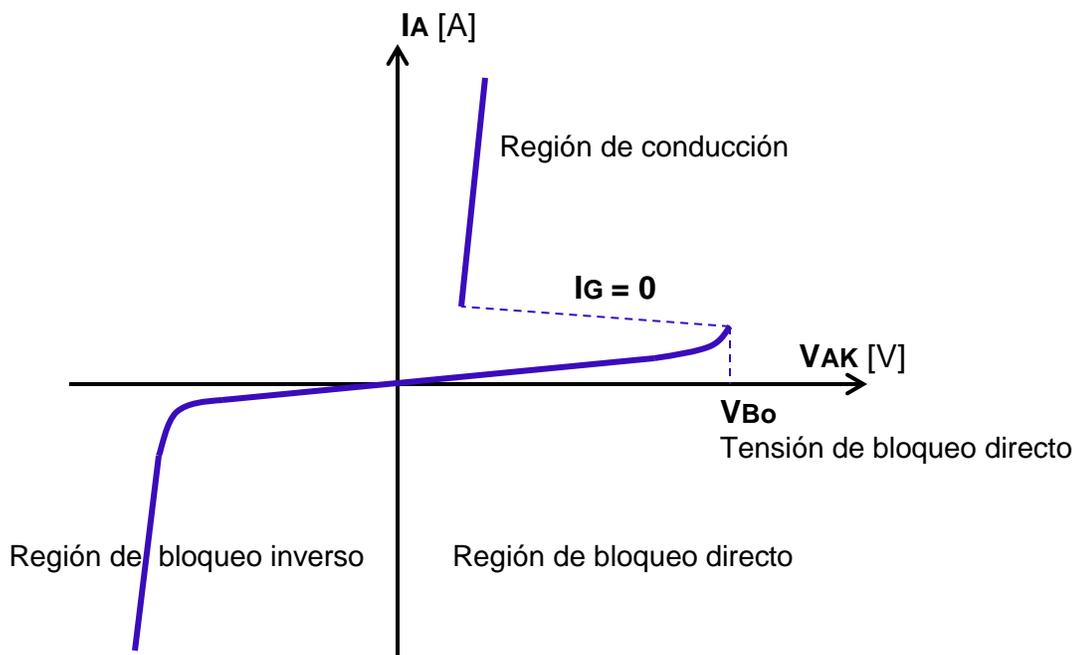


Figura 5

b) Funcionamiento con excitación en puerta G

Como la tensión de ruptura directa V_{Bo} es un valor elevado de tensión, en la práctica la tensión aplicada entre ánodo y cátodo se mantiene por debajo de V_{Bo} y el dispositivo se dispara aplicando una excitación entre puerta y cátodo.

Para entender el comportamiento en este caso se representa el dispositivo como formado por dos transistores bipolares complementarios (PNP y NPN), que se obtienen de la división de la estructura básica de cuatro capas, como se muestra en la Figura 6.

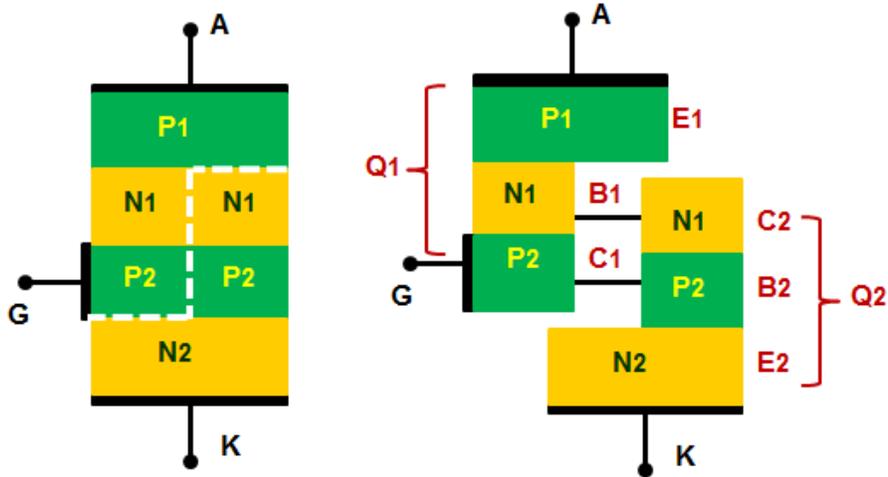


Figura 6

En la Figura 7 se representa un esquema circuital de la representación anterior con los transistores bipolares complementarios, indicando la circulación de corrientes en los terminales externos del dispositivo.

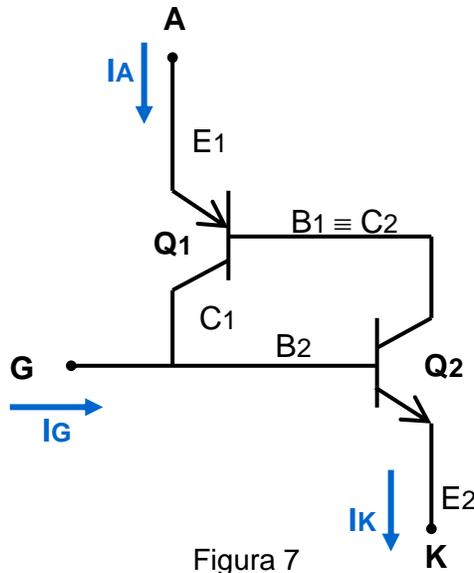


Figura 7

De acuerdo a las componentes representadas en la Figura 7 pueden escribirse las siguientes relaciones:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CBo1}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} + I_{CBo2}$$

$$I_K = I_{E2} = I_A + I_G \quad (\text{ley de Kirchhoff})$$

$$I_A = I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CBo1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{CBo2}$$

$$I_A = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + (I_{CBo1} + I_{CBo2}) = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + (I_{CBo1} + I_{CBo2})$$

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + \alpha_2 I_G + (I_{CBo1} + I_{CBo2})$$

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + (I_{CBo1} + I_{CBo2})}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Para $I_G = 0$, resulta:

$$I_A = \frac{(I_{CBo1} + I_{CBo2})}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

α_1 y α_2 son pequeñas y la corriente I_A será apenas superior al valor de una corriente de saturación. El dispositivo, aunque polarizado en forma directa, se encontrará en la región de bloqueo directo (impedancia muy alta, idealmente infinita).

Si la corriente de puerta I_G aumenta, aumentará I_A , y por consiguiente, lo harán α_1 y α_2 , aumentando nuevamente el valor de I_A . Se produce un efecto regenerativo o de realimentación positiva. Si α_1 y $\alpha_2 \rightarrow 1$, $I_A \rightarrow \infty$, el dispositivo pasa al estado de conducción y la corriente de ánodo queda limitada por el circuito externo. La Figura 8 muestra las características estáticas I_A - V_{AK} con I_G como parámetro.

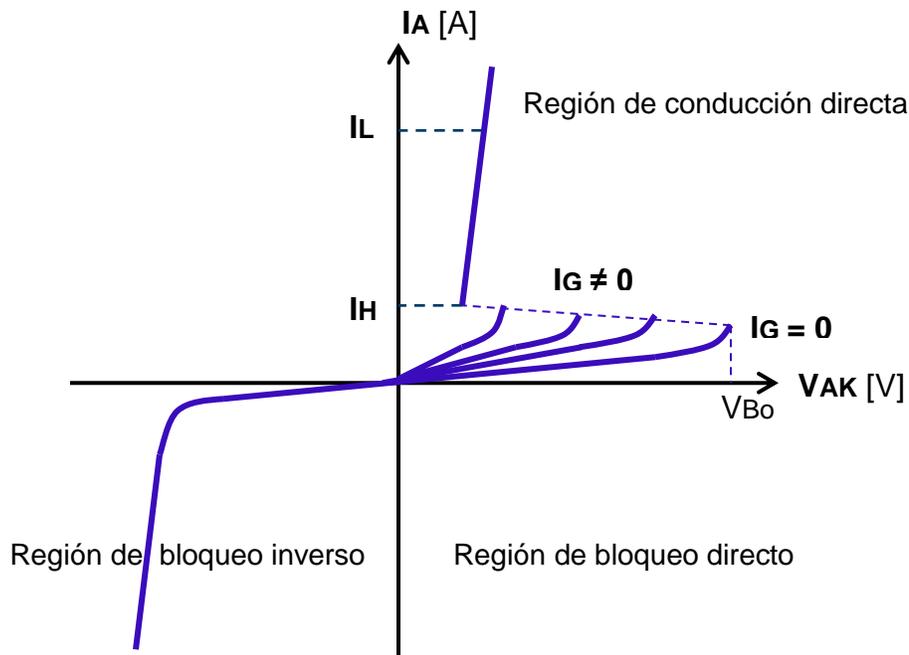


Figura 8

En la característica de la Figura 8 aparecen dos valores típicos de corriente I_L (**corriente de enganche**) e I_H (**corriente de mantenimiento**). Para producir el pasaje del estado de bloqueo directo al de conducción la juntura entre ánodo y cátodo deberá estar polarizada en directa y, además, el pulso de excitación aplicado entre puerta y cátodo deberá permanecer el tiempo suficiente como para que la corriente por ánodo sea mayor que la corriente mínima necesaria para permitir la conducción. Este valor de corriente de ánodo

se denomina **corriente de enganche IL**. Una vez que el dispositivo se encuentra en conducción puede pasar al estado de corte si la corriente de ánodo disminuye por debajo de un valor denominado **corriente de mantenimiento IH**.

Característica de puerta (VG-IG)

Se puede considerar a la región entre puerta y cátodo como un diodo de unión PN, por lo que la característica VG-IG será similar a la de un diodo polarizado en directa. Debido a que dentro de una misma familia de dispositivos existe una gran dispersión de valores, es común representar dichas características por los valores extremos, representado en la Figura 9 por las curvas exteriores en trazo más grueso.

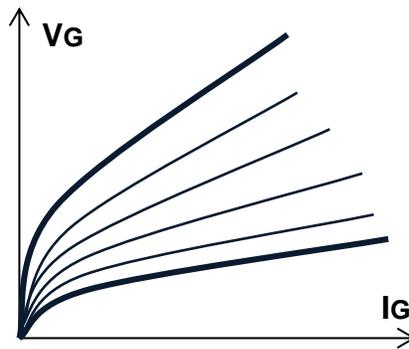


Figura 9

Las curvas extremas anteriores quedan limitadas por la potencia máxima que puede disipar la puerta, $P_{Gm\acute{a}x}$. Debe considerarse además que la temperatura es un factor que también influye en el nivel de disparo, por lo que habrá un valor de temperatura para el cual no se produce disparo. Teniendo en cuenta estos límites se define una región de trabajo que asegura el pasaje a conducción del dispositivo denominada **zona de disparo seguro**. La Figura 10 muestra la característica de puerta para disparo seguro.

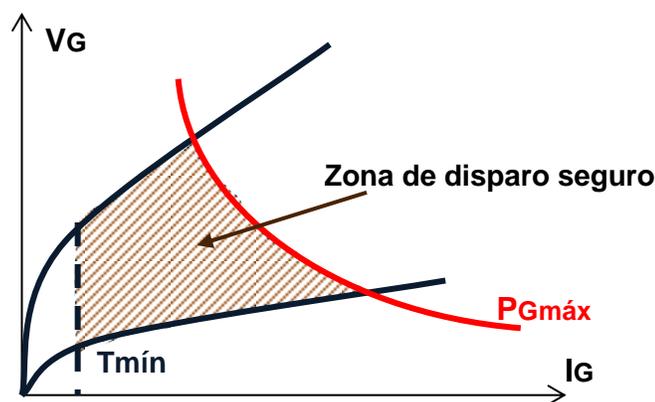


Figura 10

Métodos de disparo

Cualquier fenómeno físico que provoque un aumento transitorio en la corriente del dispositivo puede producir el pasaje del tiristor del estado de bloqueo al de conducción. Se tienen varios mecanismos:

a) Disparo por puerta

Sin tensión aplicada al electrodo de puerta G ($I_G = 0$) el dispositivo puede conmutar al estado de conducción sólo si la tensión entre ánodo y cátodo alcanza el valor de tensión de ruptura directa V_{Bo} . Como esta tensión es de valor elevado se utiliza el disparo por puerta con $I_G \neq 0$. Se aplica un pulso de tensión $V_{GK} > 0$ V por medio de una fuente, manteniendo una tensión positiva entre ánodo y cátodo, Figura 11. De esta forma, la tensión V_{AK} necesaria para disparar al dispositivo se puede bajar considerablemente. Una vez disparado, la puerta deja de tener control sobre el dispositivo. Para bloquearlo, la corriente de ánodo debe ser menor que la corriente de mantenimiento I_H .

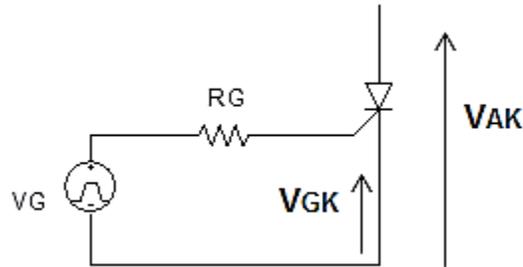


Figura 11

Los valores de V_G y R_G deben ser elegidos de modo que la puerta se encuentre trabajando en la zona de disparo seguro sin sobrepasar la potencia máxima permitida.

b) Disparo por variación rápida de la tensión V_{AK} (dv/dt)

Debido a la existencia de capacidad en la juntura PN, al aumentar en forma brusca la tensión entre ánodo y cátodo, esta capacidad se carga con una corriente $i = C dv/dt$. Si la intensidad es suficiente como para iniciar un proceso regenerativo, el dispositivo puede pasar al estado de conducción. En la Figura 12 se muestra el efecto de las capacidades de juntura en el modelo de dos transistores.

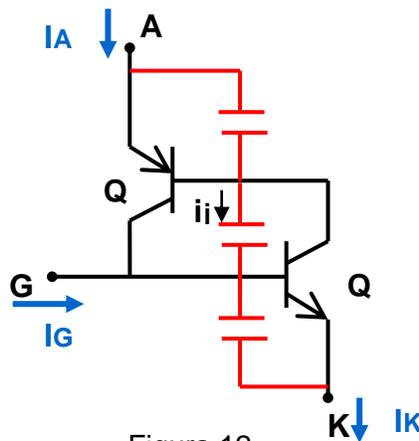


Figura 12

Si la velocidad de crecimiento dv/dt es elevada, la corriente $i_{j2} = C_{j2} dv_{j2}/dt$ puede ser suficiente como para incrementar α_1 y α_2 . Si $\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1$ se producirá la conducción.

Este método de disparo no es deseado porque no permite el control del tiempo para producir la conducción. Para evitar que se produzca este disparo indeseado se suele modificar constructivamente al dispositivo utilizando una forma denominada “emisor cortocircuitado”, Figura 13 a).

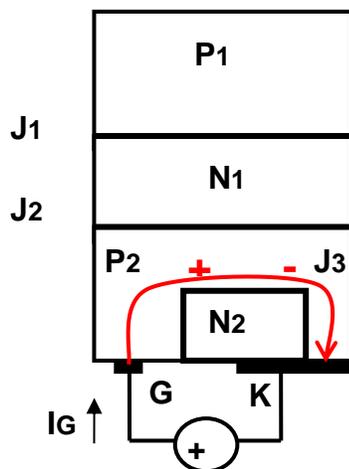


Figura 13 a)

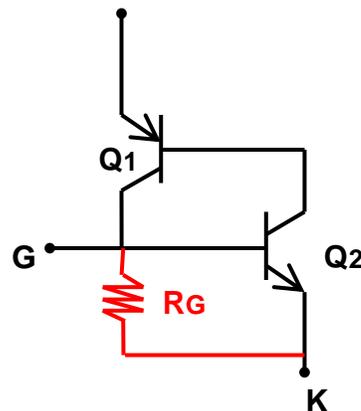


Figura 13 b)

La corriente I_G circula desde G a K en forma lateral a través de la región P2. La diferencia de potencial polariza directamente el extremo de J3 comportándose como si se hubiera conectado un resistor R_G de bajo valor en paralelo con la unión puerta-cátodo en un dispositivo sin emisor cortocircuitado, Figura 13 b). El resistor equivalente R_G es debido a la resistencia de contacto y de la región P2 y depende de la geometría de la estructura. Por R_G se deriva parte de la corriente capacitiva creando un camino de baja resistencia.

c) Disparo por temperatura

Si aumenta la temperatura habrá un incremento de pares electrón-hueco produciendo un aumento de las corrientes de saturación inversa en los transistores equivalentes Q1 y Q2, que consecuentemente producirá un aumento de α_1 y α_2 . Debido a la acción regenerativa el tiristor puede pasar al estado de conducción. Este tipo de disparo tampoco es deseado.

d) Disparo por energía radiante

La energía radiante que incide sobre el dispositivo activo puede provocar la conducción. Si los fotones incidentes tienen suficiente energía como para romper enlaces covalentes los pares electrón-hueco que se generan pueden ser capturados por J2. Al aumentar el número de portadores aumentará la corriente en los transistores Q1 y Q2 produciendo un incremento de α_1 y α_2 . Este fenómeno se utiliza para obtener dispositivos activados por energía radiante. Para ello se coloca una ventana en el encapsulado que permite la incidencia directa de la radiación sobre la pastilla de silicio. El dispositivo así construido se designa como **LASCR** (**L**ight **A**ctivated **S**CR). En la Figura 14 se muestra la estructura constructiva de un LASCR.

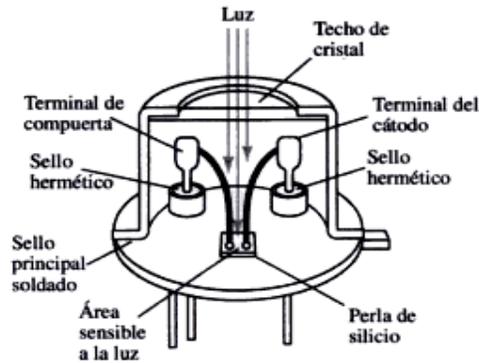


Figura 14

Sistemas de disparo

a) Circuito de disparo por corriente continua

La Figura 15 muestra el circuito de un tiristor disparado por corriente continua. El punto de funcionamiento se determina a partir de los valores de V_{GG} y R_G y debe encontrarse en la región de funcionamiento seguro de la característica de puerta, Figura 16.

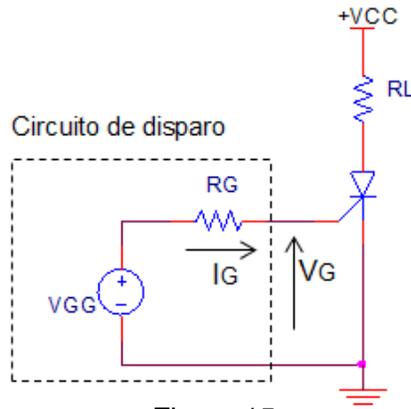


Figura 15

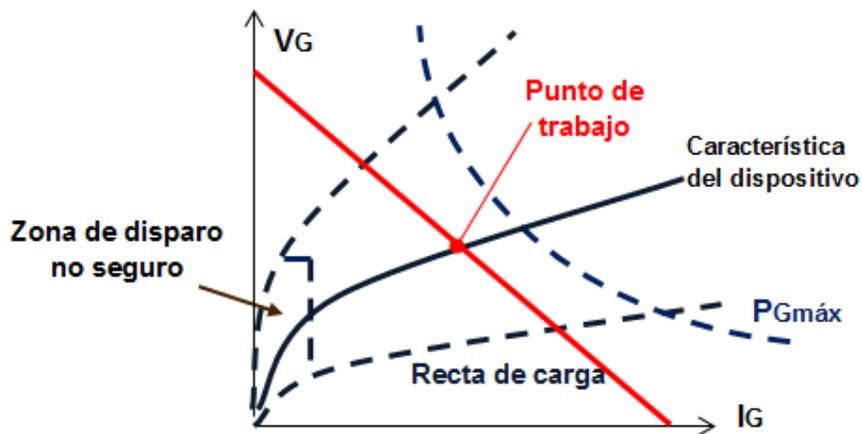


Figura 16

b) Circuito de disparo por corriente alterna

La Figura 17 muestra un circuito básico para el disparo por corriente alterna y la Figura 18 el resultado de la simulación SPICE donde se observan la tensión ánodo-cátodo y la tensión sobre la carga RL.

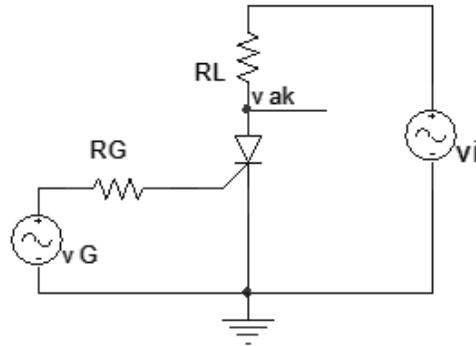


Figura 17

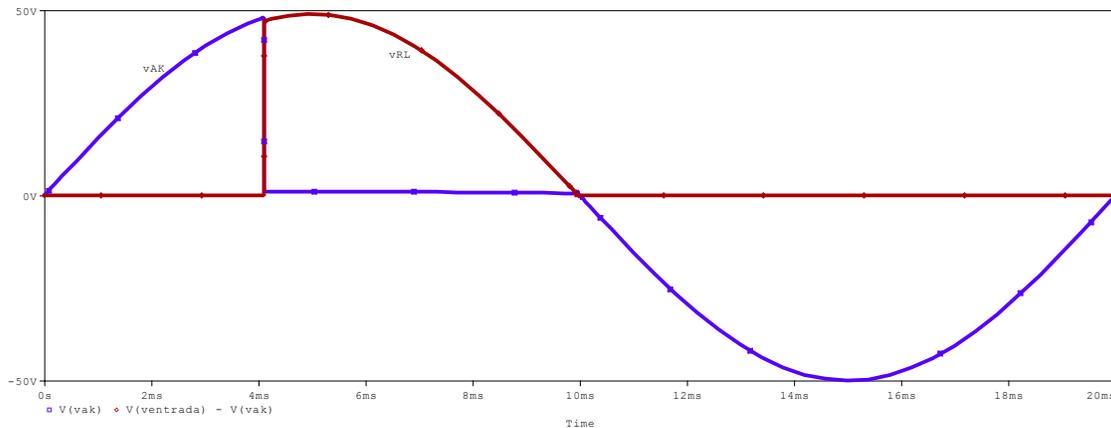


Figura 18

La Figura 19 muestra un circuito con un tiristor que produce una rectificación de media onda. El momento de inicio de la conducción del dispositivo está controlado por el pulso aplicado al electrodo de puerta. El pulso de disparo se aplica luego de transcurrir un ángulo θ_d denominado ángulo de disparo. Si la corriente que se establece por el circuito de ánodo es mayor a la corriente de enganche I_L el dispositivo pasa a la región de conducción. Cuando esto sucede permanecerá en este estado aun cuando desaparezca el pulso aplicado a la puerta. El dispositivo permanecerá conduciendo mientras la corriente de ánodo no sea inferior a la corriente de mantenimiento I_H . Cuando la tensión aplicada al circuito ánodo-cátodo pasa por el semiciclo negativo el dispositivo se encontrará en la región de bloqueo inverso y no conducirá. El funcionamiento es el de un circuito rectificador de media onda en el cual se puede controlar el momento del inicio, resultando en un control de la potencia media sobre la carga. En las Figuras 20 a) y b) se muestran los resultados de una simulación Spice para valores típicos.

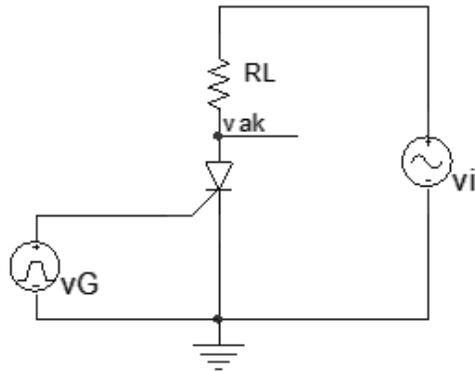


Figura 19

La Figura 20 a) muestra la tensión v_{AK} respecto a la tensión de entrada $v_i = V_{im} \sin \omega t$. El dispositivo se encuentra en estado de bloqueo hasta θ_d . La Figura 20 b) muestra la tensión sobre la carga R_L . Se puede observar que el dispositivo vuelve al estado de bloqueo cuando la corriente disminuye respecto a la corriente de mantenimiento I_H .

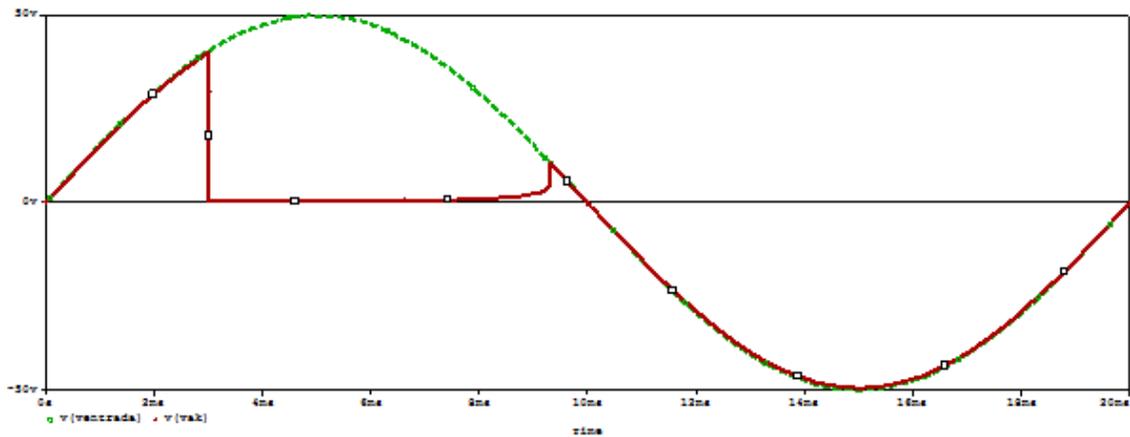


Figura 20 a)

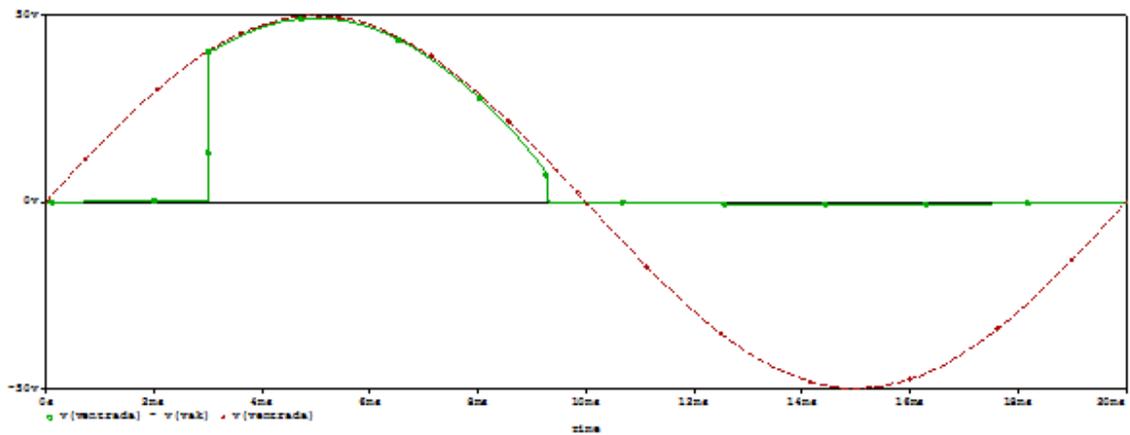


Figura 20 b)

En forma aproximada, dependiendo de cada circuito en particular, el dispositivo comenzará a conducir en $\omega t = \theta_d$ y dejará de hacerlo en $\omega t = \pi$. Se puede calcular la tensión media en la carga como:

$$V_{Lmed} = \frac{V_{im}}{2\pi} \int_{\theta_d}^{\pi} \text{sen } \omega t \, d\omega t = \frac{V_{im}}{2\pi} [1 + \cos \theta_d]$$

Características de conmutación. Limitaciones.

Los tiristores reales no se comportan como interruptores perfectos. Es necesario que transcurra un cierto tiempo para poder pasar del estado de bloqueo al de conducción y viceversa. Estos efectos se tienen en cuenta por medio del análisis del tiempo de encendido y el tiempo de apagado.

a) Tiempo de encendido. Limitación di/dt

El disparo del tiristor por medio de un pulso aplicado al terminal de puerta es el método más comúnmente utilizado. El pasaje del dispositivo al estado de conducción necesita un tiempo finito que tiene en cuenta el retardo que se produce entre la aplicación de la señal en la puerta y la conducción del tiristor. Este tiempo se denomina **tiempo de encendido ton**. Se define como el intervalo de tiempo que transcurre entre el 10% de la corriente de puerta ($0.1 I_G$) y el 90 % de la corriente de ánodo en estado de encendido ($0.9 I_A$). El tiempo de encendido t_{on} se compone de la suma de dos tiempos: el **tiempo de retardo, t_d** , y el **tiempo de subida, t_r** , Figura 21.

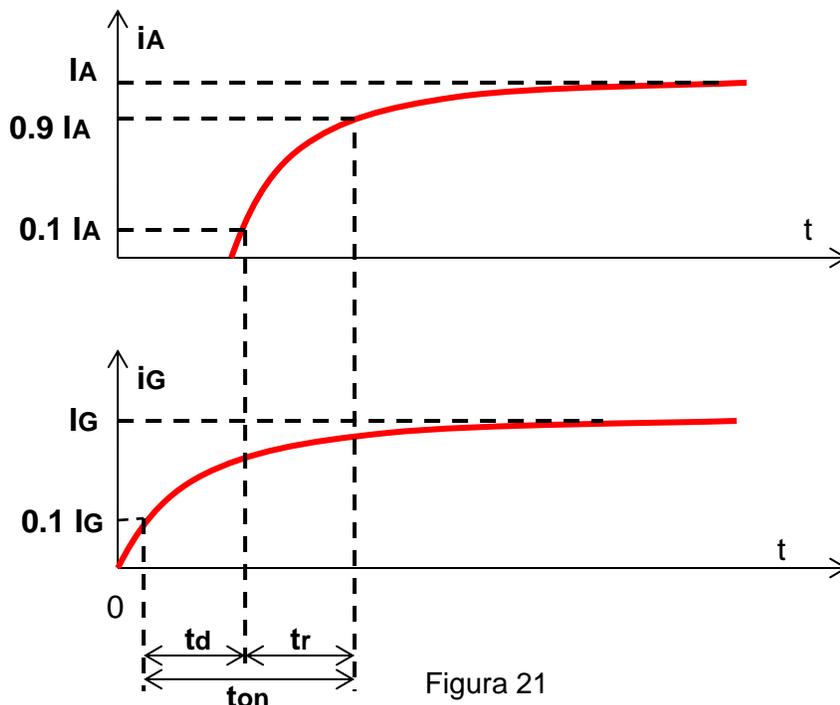


Figura 21

El tiempo de retardo t_d se define como el intervalo de tiempo que transcurre entre el 10 % de I_G y el 10 % de I_A .

El tiempo de subida t_r es el tiempo necesario para que la corriente de ánodo crezca entre el 10 % y el 90 % de su valor final.

Durante el tiempo t_r se produce un gran exceso en la densidad de portadores en la región de puerta, de modo que la corriente se concentra en regiones superficiales pequeñas.

Se produce una limitación en la velocidad de crecimiento de la corriente de conducción di/dt . Como la estructura física real no es homogénea, si la velocidad di/dt es muy elevada se pueden producir altas temperaturas en zonas localizadas (puntos calientes) que pueden llevar a la destrucción del dispositivo. Por esta razón **di/dt** es una especificación dada en las hojas de datos del dispositivo y que debe ser considerada en el diseño de circuitos prácticos.

b) Tiempo de apagado

Para que un SCR que se encuentra en estado de conducción pueda apagarse se necesita reducir la corriente de ánodo por debajo del valor de la corriente de mantenimiento I_H y además debe transcurrir un tiempo suficiente como para que el exceso de portadores desaparezca. Por lo tanto, no se puede volver a aplicar una tensión positiva entre ánodo y cátodo hasta que transcurra un tiempo de extinción o apagado **t_{off}** que depende de cada dispositivo. El tiempo de apagado se puede dividir en la suma de dos términos: **t_{rr}** , tiempo de recuperación inversa y **t_{gr}** , tiempo de recuperación de puerta, Figura 22.

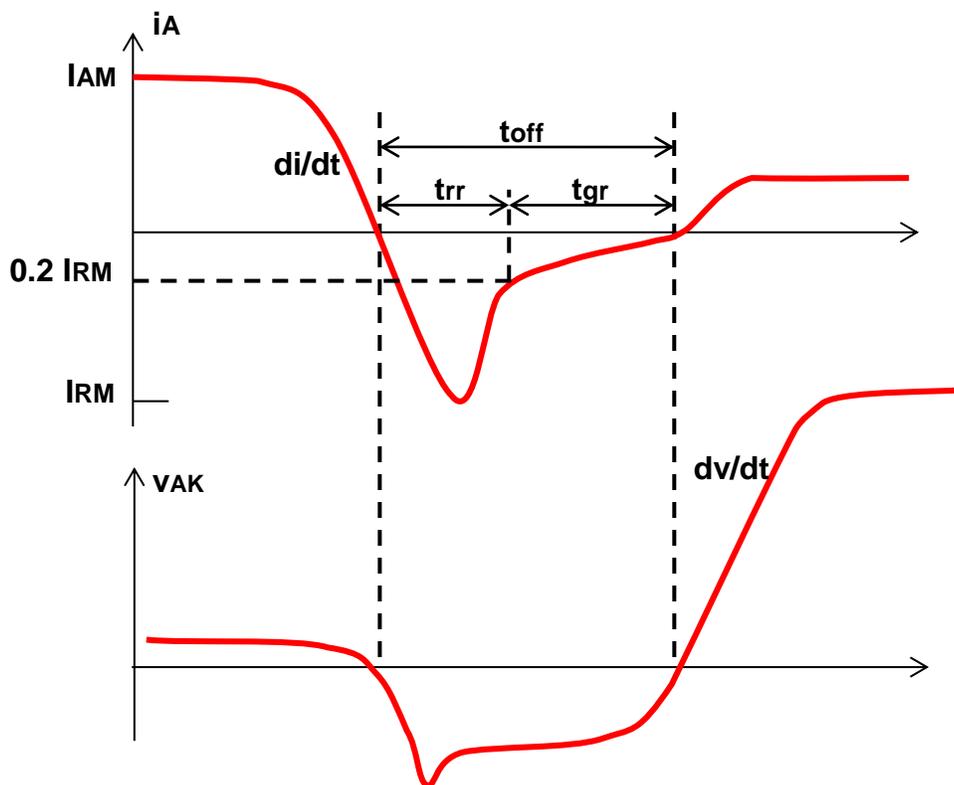


Figura 22

Se define el **tiempo de recuperación inversa** como el intervalo de tiempo que transcurre entre el momento en que la corriente pasa por cero y el momento en que la corriente inversa se ha reducido un 20 % del valor de pico IRM. El tiempo de recuperación trr corresponde físicamente al tiempo de recuperación inversa de las junturas J1 y J3.

La juntura J2 requerirá un tiempo adicional para eliminar el exceso de portadores denominado tiempo de recuperación de puerta tgr.

Especificaciones y valores máximos

En el uso de los dispositivos deben tenerse en cuenta las especificaciones dadas por el fabricante. Se describirán las más importantes. En la Figura 23 se indican sobre la característica de ánodo.

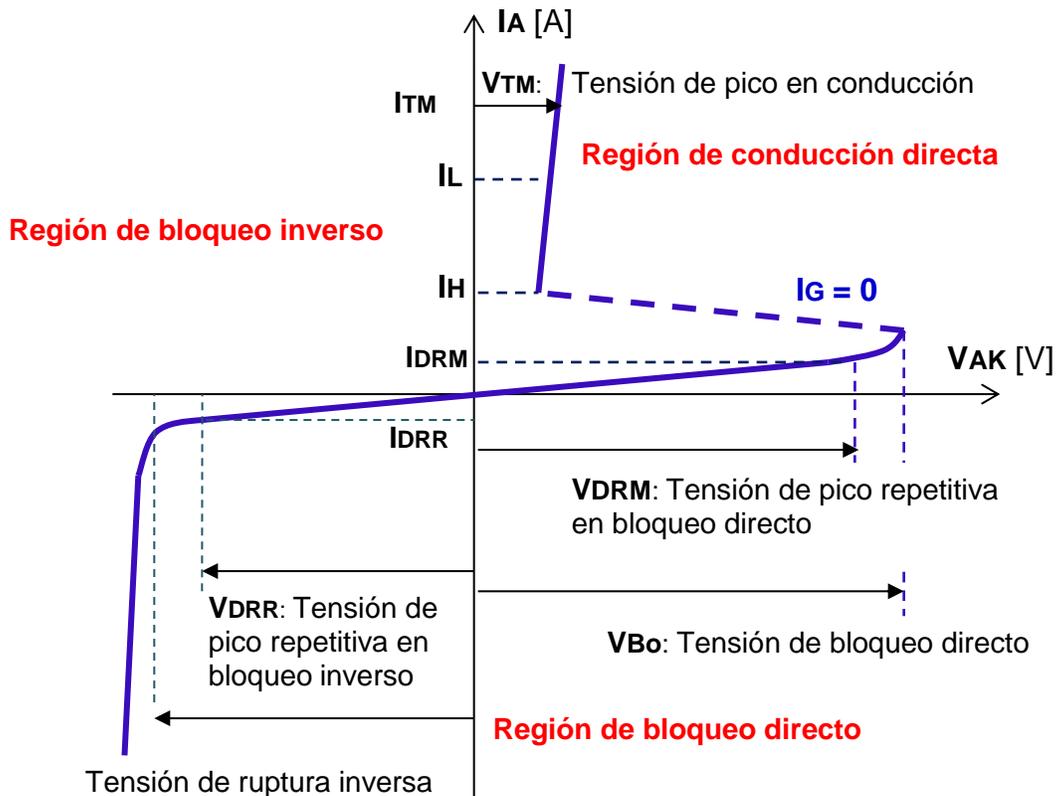


Figura 23

VDRM: tensión de pico repetitiva en bloqueo directo. Es el valor de tensión repetitiva para la cual el fabricante garantiza que no se producirá conmutación en condiciones de circuito abierto en la puerta ($I_G = 0$).

VBo: tensión de ruptura directa. Es el pico de tensión para el cual del dispositivo conmuta de bloqueo a conducción

VRRM: tensión inversa de pico repetitiva en bloqueo inverso. Es el máximo valor permitido de una tensión inversa repetitiva que puede ser aplicada sin dañar al dispositivo.

VRWM: tensión inversa máxima de trabajo. Es la tensión máxima que puede soportar el tiristor con la puerta abierta en forma permanente y sin peligro de ruptura.

VGD: tensión de puerta sin disparo. Es la máxima tensión inversa que puede ser aplicada a la puerta sin producir la conmutación del dispositivo de bloqueo a conducción.

VGT: tensión de puerta de disparo. Es la tensión continua de puerta que produce la corriente de puerta de disparo.

VRGM: tensión de pico de puerta en bloqueo inverso. Es la máxima tensión inversa de pico permitida a la puerta. Se mide a una determinada corriente inversa de puerta.

VTM: tensión directa de pico en conducción. Es la máxima caída de tensión a través de los terminales principales en condiciones estáticas para el dispositivo en conducción.

IT(AV): intensidad de corriente eléctrica media. Es el valor máximo de la corriente media en sentido directo para determinadas condiciones de funcionamiento.

IT(RMS): intensidad directa eficaz en conducción continua para determinadas condiciones de funcionamiento.

ITSM: corriente directa de pico no repetitiva. Es la máxima corriente que puede soportar el dispositivo durante cierto período de tiempo.

IDRM: corriente pico repetitiva de bloqueo. Es la máxima corriente del dispositivo que fluirá a la tensión VDSM a una temperatura especificada cuando el dispositivo está en estado de bloqueo.

IRRM: corriente inversa máxima repetitiva. Es el valor de la corriente del dispositivo en estado de bloqueo inverso.

IL: corriente de enganche. Es la corriente de ánodo mínima que hace conmutar al dispositivo del estado de bloqueo al estado de conducción.

IH: corriente de mantenimiento. Es la corriente de ánodo mínima que conserva al dispositivo en estado de conducción.

IGT: corriente de disparo de puerta. Es la corriente de puerta que asegura el disparo del dispositivo para un determinado valor de tensión.

IGNT: corriente de puerta que no provoca el disparo.

PG(AV): potencia media directa de puerta. Es el máximo valor permitido de la potencia de puerta promediada en un ciclo completo.

dv/dt: velocidad crítica de crecimiento de la tensión. Es el mínimo valor de la velocidad de crecimiento de la tensión directa que causa la conmutación del estado de bloqueo al de conducción con la puerta abierta.

di/dt: velocidad crítica de crecimiento de la corriente. Es la máxima velocidad de cambio en la corriente al estado de conducción que puede manejar el dispositivo sin que se produzcan daños en su estructura física.

La Figura 24 muestra una hoja de datos típica.

2N5060 Series

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Off-State Voltage (Note 1) ($T_J = -40$ to 110°C , Sine Wave, 50 to 60 Hz, Gate Open) 2N5060 2N5061 2N5062 2N5064	V_{DRM} , V_{RRM}	30 60 100 200	V
On-State Current RMS (180° Conduction Angles; $T_C = 80^\circ\text{C}$)	$I_{T(RMS)}$	0.8	A
*Average On-State Current (180° Conduction Angles) ($T_C = 67^\circ\text{C}$) ($T_C = 102^\circ\text{C}$)	$I_{T(AV)}$	0.51 0.255	A
*Peak Non-repetitive Surge Current, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (1/2 cycle, Sine Wave, 60 Hz)	I_{TSM}	10	A
Circuit Fusing Considerations ($t = 8.3$ ms)	I^2t	0.4	A ² s
*Average On-State Current (180° Conduction Angles) ($T_C = 67^\circ\text{C}$) ($T_C = 102^\circ\text{C}$)	$I_{T(AV)}$	0.51 0.255	A
*Forward Peak Gate Power (Pulse Width ≤ 1.0 μsec ; $T_A = 25^\circ\text{C}$)	P_{GM}	0.1	W
*Forward Average Gate Power ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $t = 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.01	W
*Forward Peak Gate Current (Pulse Width ≤ 1.0 μsec ; $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{GM}	1.0	A
*Reverse Peak Gate Voltage (Pulse Width ≤ 1.0 μsec ; $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{RGM}	5.0	V
*Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +110	$^\circ\text{C}$
*Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current (Note 3) ($V_{AK} = \text{Rated } V_{DRM} \text{ or } V_{RRM}$) $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 110^\circ\text{C}$	I_{DRM} , I_{RRM}	-	-	10 50	μA μA
ON CHARACTERISTICS					
*Peak Forward On-State Voltage (Note 4) ($I_{TM} = 1.2$ A peak @ $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{TM}	-	-	1.7	V
Gate Trigger Current (Continuous DC) (Note 5) *($V_{AK} = 7.0$ Vdc, $R_L = 100$ Ω) $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = -40^\circ\text{C}$	I_{GT}	-	-	200 350	μA
Gate Trigger Voltage (Continuous DC) (Note 5) *($V_{AK} = 7.0$ Vdc, $R_L = 100$ Ω) $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = -40^\circ\text{C}$	V_{GT}	-	-	0.8 1.2	V
*Gate Non-Trigger Voltage ($V_{AK} = \text{Rated } V_{DRM}$, $R_L = 100$ Ω) $T_C = 110^\circ\text{C}$	V_{GD}	0.1	-	-	V
Holding Current (Note 5) *($V_{AK} = 7.0$ Vdc, initiating current = 20 mA) $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = -40^\circ\text{C}$	I_H	-	-	5.0 10	mA
Turn-On Time Delay Time Rise Time ($I_{GT} = 1.0$ mA, $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, Forward Current = 1.0 A, $di/dt = 6.0$ A/ μs)	t_d t_r	-	3.0 0.2	-	μs
Turn-Off Time (Forward Current = 1.0 A pulse, Pulse Width = 50 μs , 0.1% Duty Cycle, $di/dt = 6.0$ A/ μs , $dv/dt = 20$ V/ μs , $I_{GT} = 1$ mA) 2N5060, 2N5061 2N5062, 2N5064	t_q	-	10 30	-	μs
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Rated V_{DRM} , Exponential)	dv/dt	-	30	-	V/ μs

Figura 24

TRIAC

El **TRIAC** es un dispositivo semiconductor de tres terminales: los terminales principales **MT1** y **MT2**, y un electrodo de control denominado puerta **G** que permite controlar la corriente entre MT1 Y MT2. Tiene la particularidad de ser bidireccional, es decir para dispositivos típicos la corriente puede fluir en ambas direcciones entre los terminales principales MT1 y MT2 a partir de una corriente aplicada entre el terminal MT1 y la puerta G. El TRIAC puede ser disparado por una polarización positiva o negativa de la puerta.

Se bloquea invirtiendo la tensión o disminuyendo la corriente por debajo del valor de la corriente de mantenimiento. Es un dispositivo de baja velocidad de conmutación.

La estructura básica se muestra en la Figura 25 junto con su símbolo esquemático. Siempre funciona una estructura de cuatro capas. Desde MT2 a MT1 las capas son: P1 N1 P2 N3, y desde MT1 a MT2 las capas son: P2 N1 P1 N4. La capa N2 es la que permite el disparo con tensiones de puerta negativas.

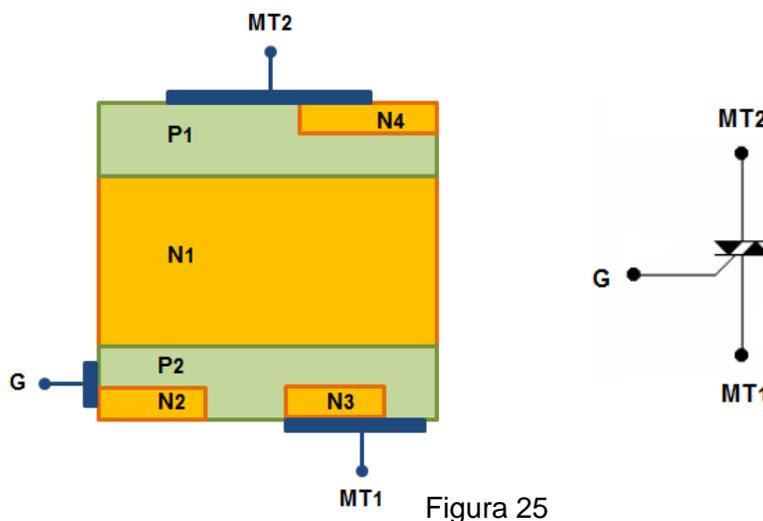


Figura 25

Puede ser considerado como dos SCR conectados en antiparalelo, Figura 26.

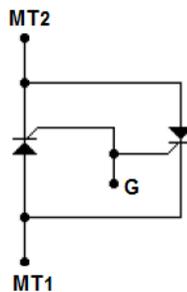


Figura 26

El terminal de puerta G es único y común a los dos tiristores. Los terminales principales MT1 y MT2 están conectados a las regiones P y N del dispositivo. La trayectoria de la corriente a través de las capas del dispositivo depende de la polaridad de la tensión aplicada entre los terminales principales. La polaridad del dispositivo se considera

generalmente con referencia a MT1. El término MT2+ denota que terminal de MT2 es positivo con respecto al terminal MT1.

El TRIAC se puede disparar en cualquier cuadrante según las polaridades aplicadas a la puerta G y al terminal MT2. En la Figura 27 se representan todos los posibles disparos.

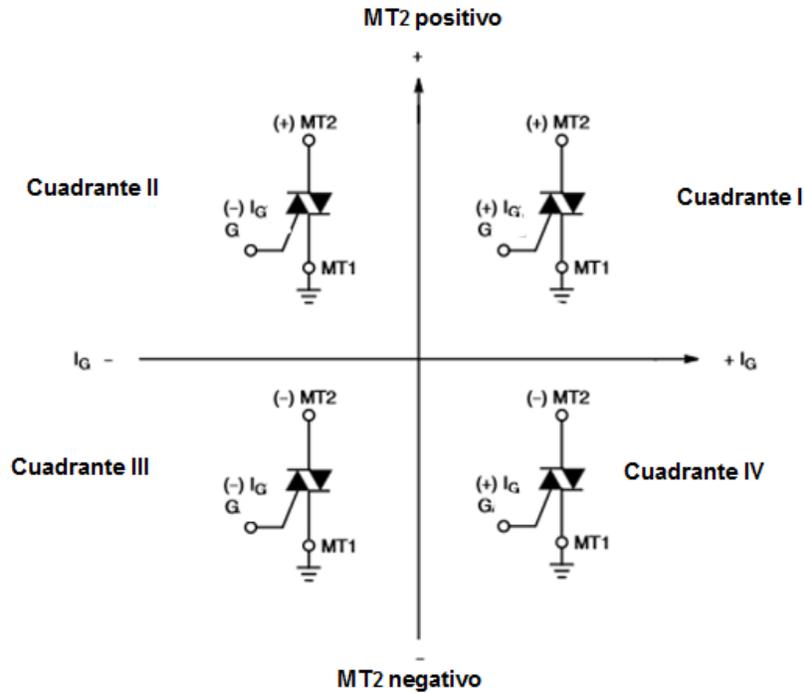


Figura 27

En la práctica, los distintos cuadrantes no tienen las mismas sensibilidades al disparo. Se obtiene la mayor sensibilidad en el primer y tercer cuadrante con tensión de puerta positiva y negativa respectivamente. La Figura 28 muestra la característica I-V.

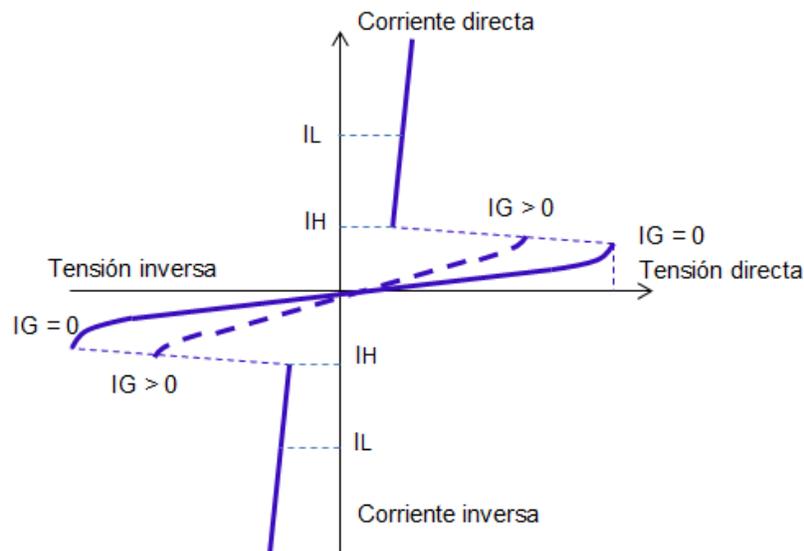


Figura 28

En el funcionamiento del primer cuadrante, que suele designarse I(+), la tensión aplicada al terminal MT2 y la tensión aplicada a la puerta G son positivas con respecto al terminal MT1. La corriente de la puerta G circula internamente hasta MT1, en parte por la unión P2 N3 y en parte a través de la zona P2. Se produce una inyección de electrones desde N3 a P2, favorecida por la caída de tensión que produce en P2 la circulación lateral de la corriente de puerta, representada por (+ -) en la capa P2 mostrada en la Figura 29. Los electrones inyectados se difunden desde P2 hacia N1 produciendo el inicio de la conducción desde MT2 a MT1.

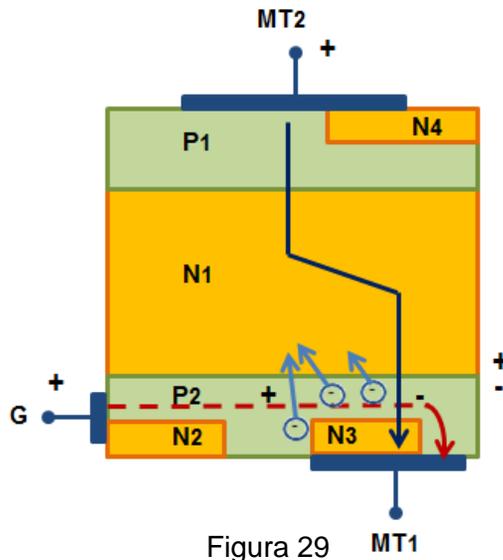


Figura 29

En el funcionamiento del tercer cuadrante, que suele designarse III(-), la tensión aplicada al terminal MT1 y la tensión aplicada a la puerta G son negativas respecto a MT2. La conducción se realiza por las capas P2 N1 P1 N4. N2 inyecta electrones en P2 haciendo más conductora la unión P2 N1. La tensión positiva aplicada a MT1 polariza más positiva la región cercana a P2 N1 que la más cercana a la puerta G, permitiendo la inyección de huecos desde P2 hacia N1 que llegan a P1 y se inicia la conducción, Figura 30.

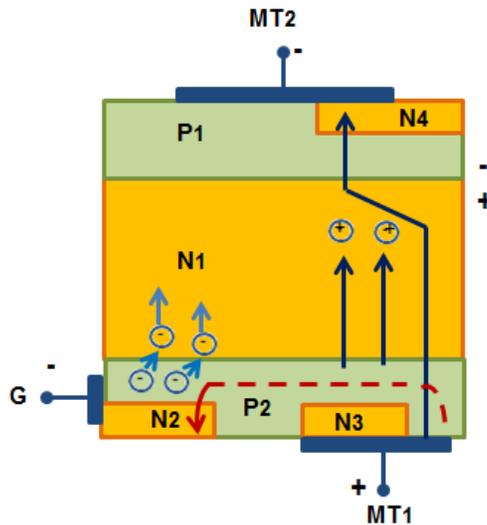


Figura 30

Características de disparo

Puede ocurrir un disparo no deseado si el dispositivo está sometido a la presencia de ruido. Si la tensión de ruido supera cierto nivel que provee una corriente de puerta mínima se puede iniciar el disparo. Suele colocarse un resistor de 1 kΩ o menos entre los terminales de puerta G y MT1 para disminuir la sensibilidad de la puerta. Una solución alternativa para entornos ruidosos es usar dispositivos especialmente diseñados tales como la serie denominada Hi-TRIAC (High noise immunity). Estos dispositivos son insensibles al disparo para una corriente mínima de puerta típica de pocos mA.

Otro problema asociado al disparo no deseado se presenta cuando la carga es muy reactiva y se puede exceder el valor dV_{com}/dt permitido para el dispositivo (velocidad crítica de cambio de la tensión de conmutación). Si la carga es muy reactiva hay un desfase importante entre la tensión y la corriente, Figura 31. Cuando el TRIAC conmuta, la corriente pasa por cero pero la tensión sobre el dispositivo no es nula, como se ve en la Figura 32 con más detalle.

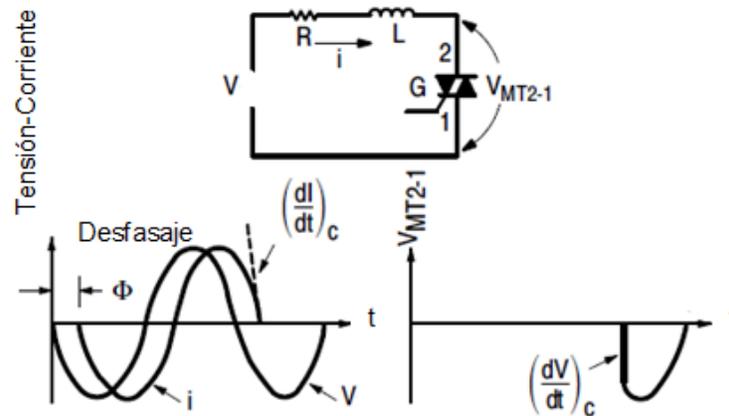


Figura 31

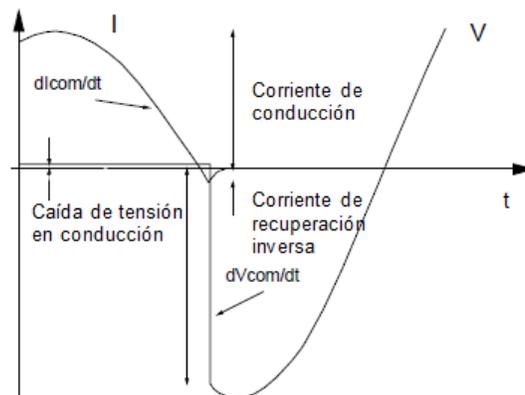


Figura 32

El dispositivo trata repentinamente de bloquear esta tensión y puede volver a conducir si se excede el valor permitido dV_{com}/dt , debido a la existencia de portadores en la juntura.

La tensión sobre el dispositivo es alta y de polaridad opuesta a la dirección de conducción. El apagado del dispositivo requiere que la tensión a través del TRIAC cambie instantáneamente a una velocidad menor que la velocidad de conmutación máxima para poder evitar el redisparo del dispositivo. Para solucionar este problema se recomienda colocar entre los terminales MT1 y MT2 una red RC, denominada **red de amortiguación** o red **Snubber**, que permite limitar las variaciones rápidas de tensión, Figura 33. Al colocar este circuito la tensión sobre el dispositivo aumentará según la carga del capacitor. Los valores usuales son un resistor de 100 Ω en serie con un capacitor de 100 nF. La presencia del resistor limita el valor de la corriente impidiendo que se supere el di/dt máximo para el TRIAC en caso que el capacitor se descargue sobre MT1 y MT2.

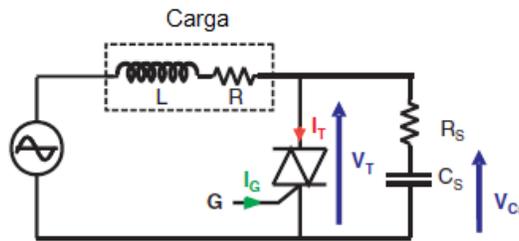


Figura 33

Altos valores de di_{com}/dt pueden aparecer por la circulación de corrientes muy elevadas, altas frecuencias o cargas con circulación de corriente no senoidales, Figura 34.

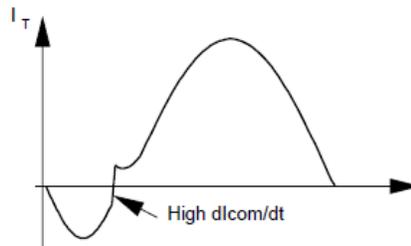


Figura 34

En estos casos se pueden producir elevados di_{com}/dt que afectan el funcionamiento del dispositivo. Una posible solución es colocar un inductor de pocos mH en serie con la carga, Figura 35.

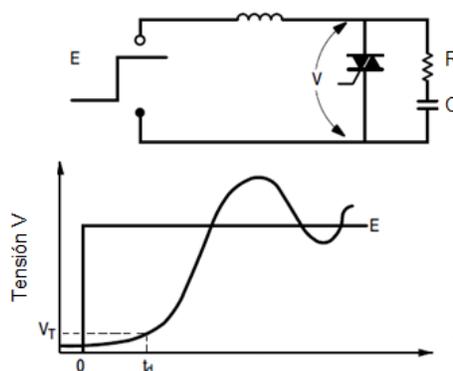


Figura 35

Una solución alternativa es utilizar los dispositivos denominados H Triac. Por ejemplo, los dispositivos Hi-Com Triac son diseñados para brindar un rendimiento de conmutación superior a un Triac común. Son adecuados para su uso en una amplia variedad de circuitos con cargas inductivas sin la necesidad de un circuito de protección.

Constructivamente se diferencian de la estructura física de un Triac convencional haciendo que los dos tiristores se encuentren lo suficientemente separados como para evitar la influencia mutua. Poseen mayores valores de dV_{com}/dt y de dI_{com}/dt permitiendo la conmutación a mayores frecuencias.

DIAC

El dispositivo denominado **DIAC (Diode Alternating Current)** está formado por tres capas de silicio con una estructura de la forma NPN o PNP. Es bidireccional y no posee terminal de control. En la Figura 36 se muestra el esquema constructivo y el símbolo circuital. Se puede considerar como un transistor con la base abierta.



Figura 36

Su característica I-V es simétrica, Figura 37. Cuando la tensión aplicada, tanto positiva como negativa es inferior a la tensión de ruptura V_{Bo} , el DIAC se comporta como un dispositivo de muy alta impedancia. Cuando se dispara presenta una pendiente negativa, aumenta la intensidad de la corriente y la tensión disminuye un valor ΔV pasando a un estado de baja impedancia. Tiene como aplicación básica el disparo del SCR y TRIAC. En la Figura 38 se muestra un circuito típico.

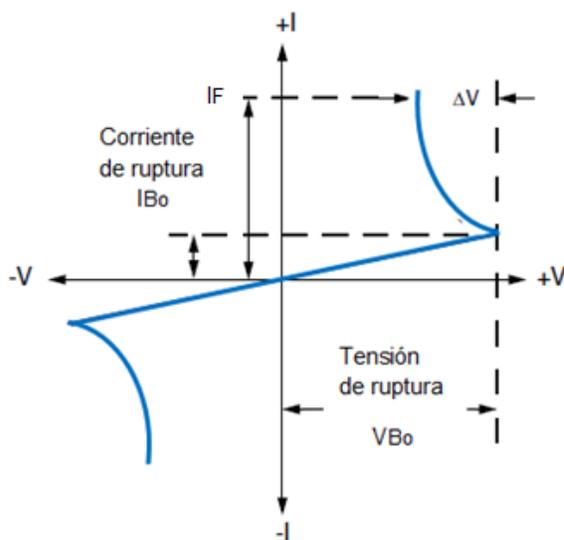


Figura 37

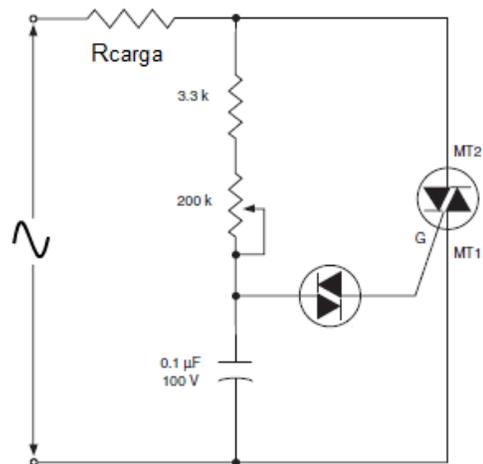


Figura 38

Al conectarse la fuente de alimentación el capacitor comienza a cargarse a través de la red formada por el resistor fijo y el potenciómetro. Cuando el capacitor alcanza el valor de la tensión de disparo del DIAC, éste se dispara permitiendo que el capacitor se descargue sobre la puerta del TRIAC que al dispararse permite la alimentación de la carga R_{carga} . Al variar el potenciómetro se puede regular el ángulo de disparo del TRIAC. Debido a la carga residual del capacitor el ajuste del potenciómetro es distinto si se reduce o aumenta la potencia en la carga presentando un fenómeno de histéresis. Este fenómeno puede solucionarse a través de una red RC adicional. En la Figura 39 se muestra un circuito que permite regular el apagado de una lámpara conocido con el nombre de *dimmer*.

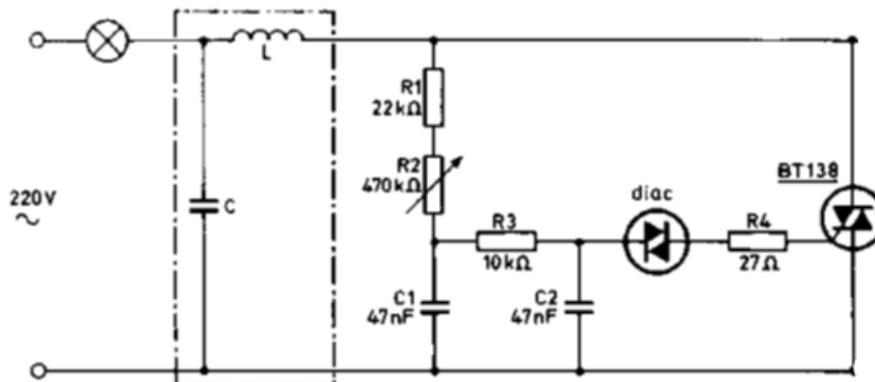


Figura 39

El BT138 es un TRIAC que actúa como elemento de control de potencia y su conducción se produce a través del disparo del DIAC. El ajuste del potenciómetro R2 determina la diferencia de fase entre la corriente de onda sinusoidal y la tensión a través de C2, fijando el ángulo de disparo del TRIAC y en consecuencia la intensidad de la lámpara. El DIAC se encuentra en un estado de alta impedancia cuando la tensión se encuentra entre los límites $-V_{Bo}$ y $+V_{Bo}$. El capacitor C2 se carga a través de la red de resistores R1, R2 y R3 hasta que la tensión del DIAC alcanza la tensión de ruptura. C2 se descarga sobre la puerta del TRIAC y éste se dispara. Si no se coloca C1 cambia bruscamente la tensión sobre C2 después del disparo. La tensión sobre C2 va cambiando a lo largo de los ciclos causando el efecto de histéresis. La tensión sobre C1 restaura parcialmente la tensión en C2 minimizando el efecto de histéresis. El filtro LC permite reducir interferencias electromagnéticas.

Bibliografía

Silicon Controlled Rectifiers AN-309, International Rectifier

Fundamental Characteristics of Thyristors, AN1001, <http://www.littelfuse.com>

RC Snubber Networks for Thyristor Power Control and Transient Suppression, Templeton G., AN1048/D, <http://onsemi.com>

Power Control with Thyristors and Triacs, Chapter 6, Power Semiconductor Applications
Philips Semiconductors

Parameter list for SCRs, TRIACs, AC switches, and DIACS, AN2703 Application note,
STMicroelectronics, www.st.com

Thyristors Used as AC Static Switches and Relays, AN1007, <http://www.littelfuse.com>
Introduction to Power MOSFETs and Their Applications, AN-558, National Semiconductor

Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Rashid M., 3era Edición,
Pearson

Power Electronics Handbook, Rashid M. Editor, Academic Press

Power Electronics Semiconductor Devices, Robert Perret, Ed. Wiley