

## Dispositivos semiconductores de potencia

La electrónica puede clasificarse, según el tipo de procesamiento de la señal, en tres áreas básicas: analógica, digital y de potencia.

La electrónica analógica trata principalmente de la operación física y eléctrica y de las aplicaciones de dispositivos semiconductores utilizados como amplificadores de señal.

La electrónica digital trata la aplicación de los dispositivos electrónicos como conmutadores o llaves controladas funcionando solo en dos estados: encendido (ON) o apagado (OFF).

La electrónica de potencia trata sobre la operación y aplicaciones de dispositivos electrónicos utilizados para el control y conversión de la potencia eléctrica.

Debido a estas diferencias de aplicación se debe seleccionar el tipo más adecuado de componente electrónico según la función y las especificaciones del sistema a desarrollar. A partir de aquí estudiaremos algunos de los distintos tipos de dispositivos electrónicos, sus características físicas, parámetros y modelos que se utilizan en electrónica de potencia.

Históricamente, los primeros dispositivos para aplicaciones de potencia (ignitrón, tiratrón) se utilizaron desde principios del siglo XX hasta la década de 1950, a partir de la cual se desarrollaron ampliamente los dispositivos de estado sólido, Figura 1. En el año 1956 se desarrolló en los Laboratorios Bell el tiristor o SCR. Desde entonces se perfeccionaron gran cantidad de dispositivos aplicables en esta área de la electrónica.



Figura 1



Figura 2: Módulo de potencia inteligente

Actualmente, con la incorporación de la Microelectrónica se integra en un mismo dispositivo elementos de control, de potencia y de procesamiento de señales dando lugar a los Módulos de Potencia integrados, que poseen múltiples aplicaciones, Figura 2.

En forma general, los circuitos electrónicos de potencia permiten convertir la potencia eléctrica de una forma a otra, trabajando en condiciones de conmutación entre los estados abierto y cerrado para realizar estas conversiones. Se pueden clasificar en varios tipos, según el tipo de conversión de energía que realicen.

Por ejemplo, los circuitos rectificadores convierten una tensión alterna en una tensión continua. Pueden ser básicos utilizando diodos o realizar rectificación controlada. En este caso el valor promedio de la salida se controla a través de la conducción de un dispositivo de control. La tensión alterna puede ser monofásica o trifásica.

Otro tipo de circuitos son los convertidores. Pueden ser de varios tipos: de corriente alterna-corriente continua (rectificadores controlados), corriente alterna-corriente alterna (controlador de tensión de corriente alterna) y corriente continua-corriente continua (convertidor de corriente continua).

La conversión de energía de corriente continua a corriente alterna se realiza por circuitos de potencia denominados inversores.

Como los dispositivos de potencia pueden trabajar como interruptores tanto en corriente alterna como en corriente continua, su uso en estas aplicaciones se conocen como interruptores estáticos o contactores de corriente alterna o de corriente continua.

En estas aplicaciones los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar en tres grandes tipos: diodos de potencia, transistores de potencia y tiristores.

Los diodos de potencia funcionan de forma similar a los diodos comunes pero pueden manejar niveles de tensión y de corriente muy elevados. Presentan dos estados de funcionamiento bien definidos: conducción y corte. El paso de un estado a otro no se realiza en tiempo cero, por lo que el tiempo necesario para las transiciones entre estados es un factor que limita el uso del dispositivo en alta frecuencia. Este efecto está asociado con el comportamiento capacitivo de la juntura semiconductor, Capacitancia de difusión y Capacitancia de barrera, y se tiene en cuenta a través del **tiempo de recuperación inversa trr**. El tiempo de recuperación inversa se mide desde el momento que la corriente pasa por cero hasta el 25% de la corriente inversa máxima "Irr". El valor de trr está dado por la suma de dos tiempos parciales  $trr = ta + tb$  donde:

ta: se debe al almacenamiento de cargas en la zona de la juntura.

tb: es el tiempo de almacenamiento en el cuerpo del semiconductor

ta/tb: se le denomina factor de suavidad.

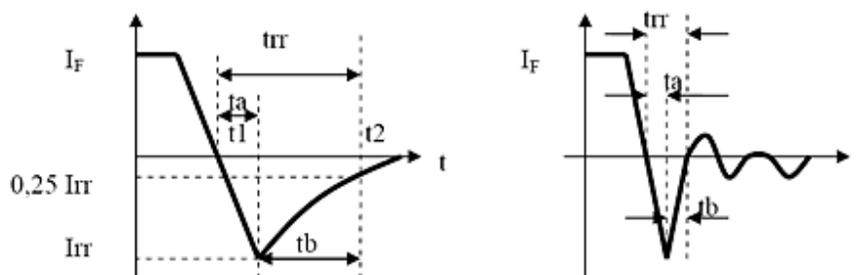


Figura 3

La Figura 3 muestra dos casos de tiempos de recuperación inversa: recuperación suave y recuperación abrupta.

Los diodos de potencia pueden ser de propósito general, de alta velocidad o recuperación rápida y diodos Schottky. Los primeros se usan en aplicaciones donde el tiempo de conmutación no es un valor crítico. Cubren un amplio rango de corrientes y tensiones, desde 1 A hasta miles de A con tensiones desde 50 V hasta varios kV.

Los diodos de recuperación rápida tienen un tiempo de recuperación bajo, generalmente menor que 5  $\mu\text{s}$  por lo que son muy adecuados para usar en conmutadores de alta frecuencia. Pueden manejar corrientes de hasta 1000 A.

Los diodos Schottky presentan una juntura metal-semiconductor. Dado que tienen menores capacitancias se obtienen mayores frecuencias de conmutación. Los valores límites de tensión y corriente son relativamente bajos, aproximadamente 100 V con un rango de corriente entre 1 A y 400 A. Actualmente, se ha incorporado la tecnología de Carburo de Silicio (SiC) ya que tiene mejores propiedades que el Silicio y el Arseniuro de Galio. Con tensiones de hasta 1200 V son diodos ultrarrápidos con tiempos de conmutación menores a 50 ns. En la Figura 4 puede verse la forma constructiva de diodos de SiC comunes y de montaje superficial. La Figura 4 también muestra una comparación entre diodos observando el menor tiempo de recuperación inversa para el diodo de SiC (Infineon Technologies).

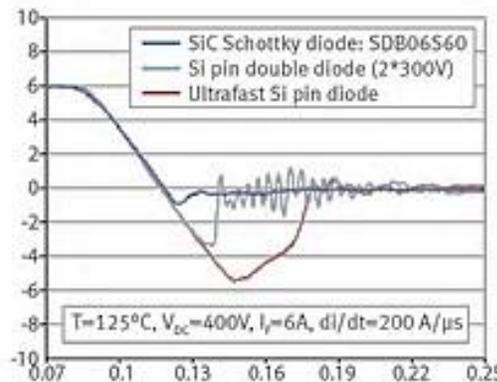


Figura 4

Para obtener mayores niveles de corriente o de tensión sobre la carga los diodos de potencia pueden conectarse en serie y/o en paralelo. Un problema asociado con estas conexiones es la importancia de la diferencias en las características de los diodos reales ya que provocan desigual reparto en la carga.

Por ejemplo, la conexión en serie de los diodos permitirá obtener una mayor tensión, pero las diferencias entre ellos pueden producir desequilibrios en las tensiones, especialmente en polarización inversa. Si los tiempos de recuperación inversa de los diodos son desiguales al pasar de una polarización directa a inversa, el diodo que haya almacenado menor carga absorberá toda la tensión inversa. Este efecto se corrige mediante la conexión de redes equilibradoras de tensión. Estas se construyen con resistores conectados en paralelo con cada diodo. Se colocan también capacitores en paralelo que

permiten absorber el exceso de carga almacenada produciendo una distribución de tensión más uniforme, Figura 5.

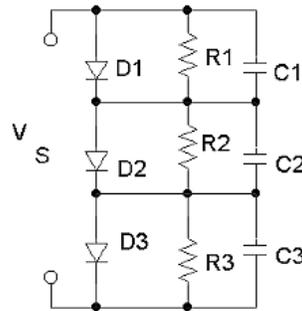


Figura 5

La conexión en paralelo requiere una adecuada distribución de las corrientes. Al conectar los diodos en paralelo están sometidos a la misma tensión. El diodo que tenga menor resistencia absorberá la mayor intensidad de la corriente. Para reducir este efecto se colocan resistores idénticos en serie con cada diodo, Figura 6. Un problema asociado es la pérdida de potencia en los resistores que afecta al rendimiento del sistema.

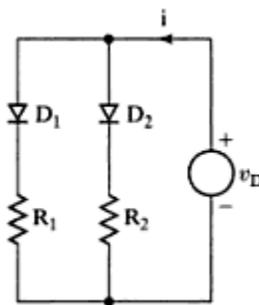


Figura 6

La Figura 7 muestra distintos tipos de encapsulados para diodos de potencia.



Figura 7

Los transistores de potencia son dispositivos semiconductores utilizados en aplicaciones de conmutación que presentan una pequeña caída de tensión en estado de conducción. Si bien presentan velocidades de conmutación mayores que los tiristores poseen menores rangos de tensión y de corriente máximas, siendo utilizados en aplicaciones de baja a pequeña potencia. Dentro de esta familia de dispositivos se encuentran: el transistor bipolar de unión (BJT), el transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET), el transistor de inducción estática (SIT) y el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, Insulated Gate Bipolar Transistor).

El funcionamiento y uso de los transistores BJT y MOSFET de potencia son similares a los de baja potencia, sólo que pueden manejar elevadas tensiones y corrientes, resultando altas potencias. Por ejemplo, los BJT de potencia pueden trabajar con frecuencias de hasta 10 kHz con tensiones de hasta 1200 V y corrientes de hasta 400 A. Para su uso como dispositivo de potencia el BJT se utiliza en conmutación alternando entre los estados de corte y saturación. Como inconveniente el BJT de potencia puede presentar, durante la conmutación, un fenómeno denominado Segunda Ruptura que origina la concentración de la corriente en zonas localizadas dando lugar a la formación de puntos calientes (Hot spot), que pueden llevar a la destrucción del dispositivo.

### **MOSFET de potencia**

Los transistores MOSFET de potencia trabajan en forma similar a los dispositivos para pequeña señal. Aplicando tensión entre la puerta G y la fuente S se controla la formación y altura del canal conductor entre la fuente S y el drenador D. Al aplicar una tensión  $V_{DS}$  adecuada se controla el flujo de carga que atraviesa el dispositivo. Difieren en sus características constructivas de los MOSFET de baja potencia.

A diferencia de los dispositivos MOSFET de canales laterales en los cuales los terminales de la puerta, la fuente y el drenador se encuentran sobre una misma superficie de la oblea de silicio, el MOSFET de potencia presenta una estructura de canal vertical, en la cual la fuente y el drenador se encuentran en posiciones opuestas con el fin de aumentar la potencia nominal dispositivo. En la Figura 8 se muestra una estructura básica.

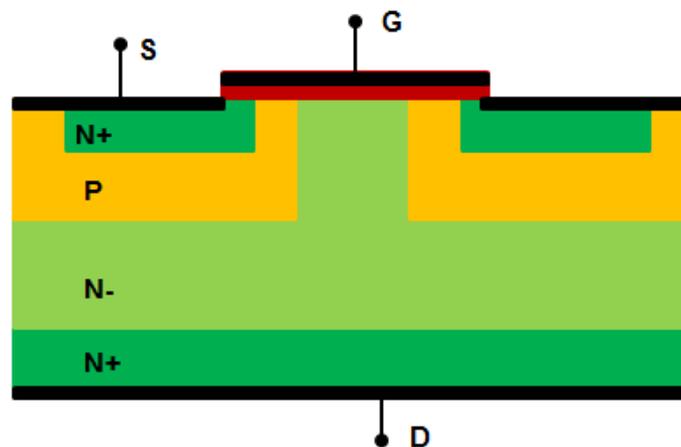


Figura 8

Para que fluya corriente entre el drenador y la fuente se debe establecer una trayectoria conductora desde la región N+ y N- a través de la región de tipo P.

Cuando se aplica una tensión VGS positiva se atraen electrones del substrato P y se acumulan en la superficie debajo de la capa de óxido. Si VGS es mayor o igual al potencial umbral VT, se acumula una cantidad suficiente de electrones para formar un canal N, y puede circular corriente entre drenador y fuente, si se aplica una tensión entre estos terminales.

Los MOSFET de potencia presentan alta velocidad de conmutación y muy pequeña corriente de entrada. Presentan el inconveniente de ser muy sensibles a las descargas electrostáticas requiriendo sistemas de protección y cuidado en su manejo. Como ventaja se pueden conectar fácilmente en paralelo.

Para obtener dispositivos con mayor manejo de intensidades de corriente se modifica la estructura física. En la Figura 9 se muestran tres tipos: ranura en V, doble difusión y ranura en U. El primero tiene una ranura en V en la zona de la puerta y fue el primero en ser comercializado, en la década de 1970. La máxima corriente que puede circular a través del dispositivo está limitada por el efecto de concentración de corriente en el vértice de la V. Además, en este punto se produce un elevado valor del campo eléctrico, lo cual limita la máxima tensión VDS aplicable. Debido a estas dificultades fue reemplazado por otros diseños, como la estructura en U. El diseño en ranura U se comercializó a partir de la década de los noventa. Presenta un canal más alto y la ventaja es la reducción de la resistencia en conducción disminuyendo el consumo de potencia. Actualmente, la estructura de doble difusión es el diseño más comercializado, conocido como VDMOS.

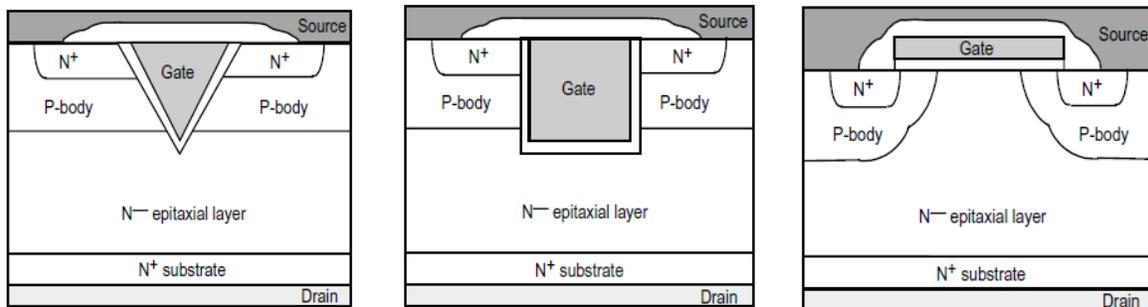


Figura 9

Todos los MOSFET de potencia utilizan este tipo de tecnología y se construyen a partir de muchas celdas de MOSFET puestas en paralelo (hasta 80.000 celdas por  $\text{cm}^2$ ). Esto permite aumentar su capacidad de corriente y reduce la resistencia de canal. Cada fabricante ha patentado su técnica particular. Por ejemplo, International Rectifiers denomina a sus dispositivos HexFET debido a la geometría usada. La empresa Siemens los llama SIPMOS y RCA los llama TMOS. Todos los MOSFET de potencia son de tecnología DMOS o VMOS.

En la Figura 10 se muestra un esquema y una microfotografía de una estructura HexFET.

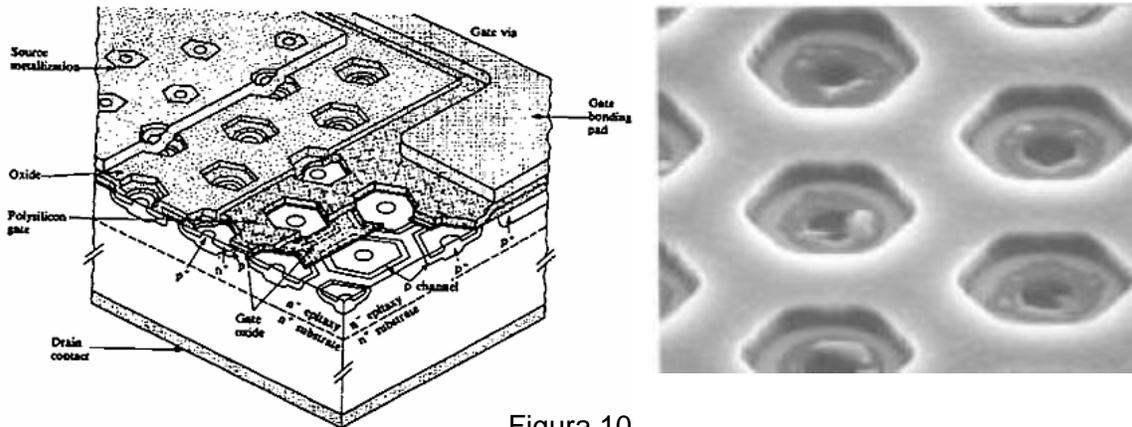


Figura 10

El MOSFET de potencia presenta un diodo interno llamado diodo de cuerpo conectado entre la fuente y el drenador como se muestra en la Figura 11.

Debido a su extensa área de unión, los valores de corriente y resistencia térmica de este diodo son los mismos que el MOSFET de potencia, limitando el comportamiento en conmutación en altas frecuencias debido a su gran tiempo de recuperación inversa. Una forma de eliminar este problema para usar al dispositivo en frecuencias altas es colocar en paralelo con el diodo interno un diodo ultra-rápido que asegure que el diodo parásito no conduzca.

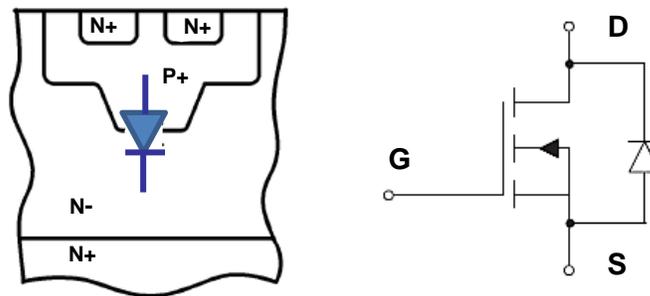


Figura 11

Cuando el MOSFET se usa en conmutación la región de trabajo alterna entre las regiones de corte y saturación. En esta última región el canal se comporta como un resistor  $R_{DS(on)}$  constante, cuyo valor es directamente proporcional a la variación  $v_{DS}$  e  $i_D$  para cada valor de  $v_{GS}$ .

$$R_{DS(on)} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{v_{GS} = \text{cte}}$$

La pérdida de potencia durante el estado de conducción estará determinada por:

$$PD(on) = I_D^2 R_{DS(on)}$$

El valor de  $R_{DS(on)}$  varía entre decenas de  $m\Omega$  y algunos  $\Omega$ . La resistencia  $R_{DS(on)}$  es un importante parámetro de la hoja de datos, ya que permite determinar la caída de tensión a través del dispositivo y sus pérdidas de energía. Para reducir el valor de  $R_{DS(on)}$  se utilizan varias técnicas constructivas.  $R_{DS(on)}$  tiene coeficiente positivo con la temperatura, debido a que la movilidad de electrones y huecos decrece con el aumento de la temperatura.

La Figura 12 muestra las características de salida, de transferencia y  $R_{DS(on)}$  para el MOSFET de potencia AU1RF1324S-7P HexFET (International Rectifier)

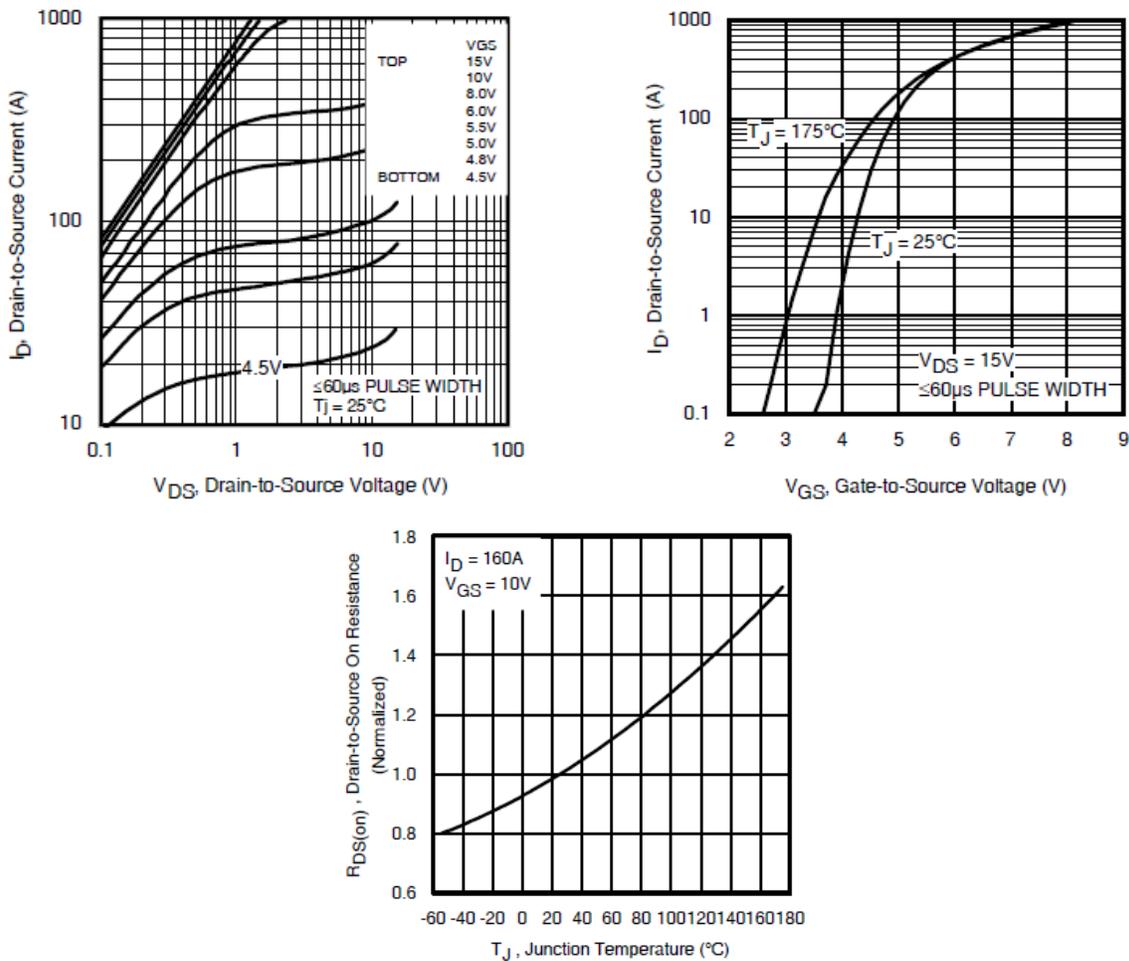


Figura 12

**Transistor de inducción estática (SIT)**

Otro tipo de dispositivo de potencia es el transistor de inducción estática (SIT). El SIT es un dispositivo que puede manejar alta potencia y alta frecuencia. Su construcción es similar a un JFET de canal corto. Se activa y corta por una tensión aplicada a la puerta

maneja tensiones de hasta 1200 V y corrientes de hasta 300 A con velocidades de conmutación de 100 kHz. Como desventaja la caída de tensión en conducción es de valor alto limitando las aplicaciones. Además es muy sensible al proceso de fabricación.

El SIT es un dispositivo unipolar o de portadores mayoritarios donde el flujo de electrones de la fuente al drenador se controla por un potencial de barrera con forma de silla de montar entre las puertas metálicas, Figura 13. Dependiendo del dopado y la geometría la altura del potencial de barrera se modula entre la puerta y el drenador. Las características de salida del SIT son no saturadas parecidas a una válvula triodo de vacío, Figura 14. Se utiliza como dispositivo de microondas.

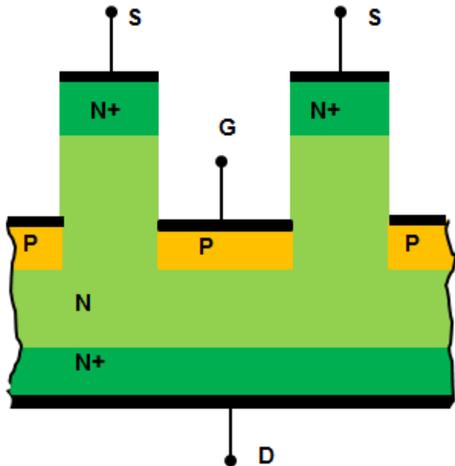


Figura 13

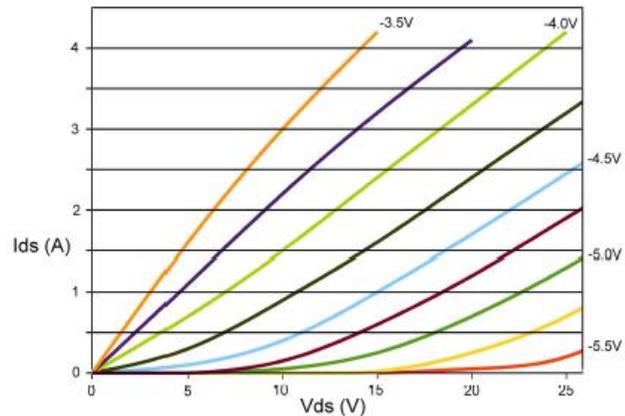


Figura 14

### Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)

El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) es un dispositivo que combina características de los MOSFET y los BJT. En su estructura física es similar al MOSFET y en su operación eléctrica al BJT. Se controla por tensión como el MOSFET. Presenta muy alta impedancia de entrada y pocas pérdidas durante la conducción. Se pueden conectar en paralelo formando módulos que manejan altas intensidades de corriente. Es más rápido que un BJT pero más lento que un MOSFET.

La Figura 15 muestra el símbolo esquemático, la estructura física y el modelo equivalente simplificado.

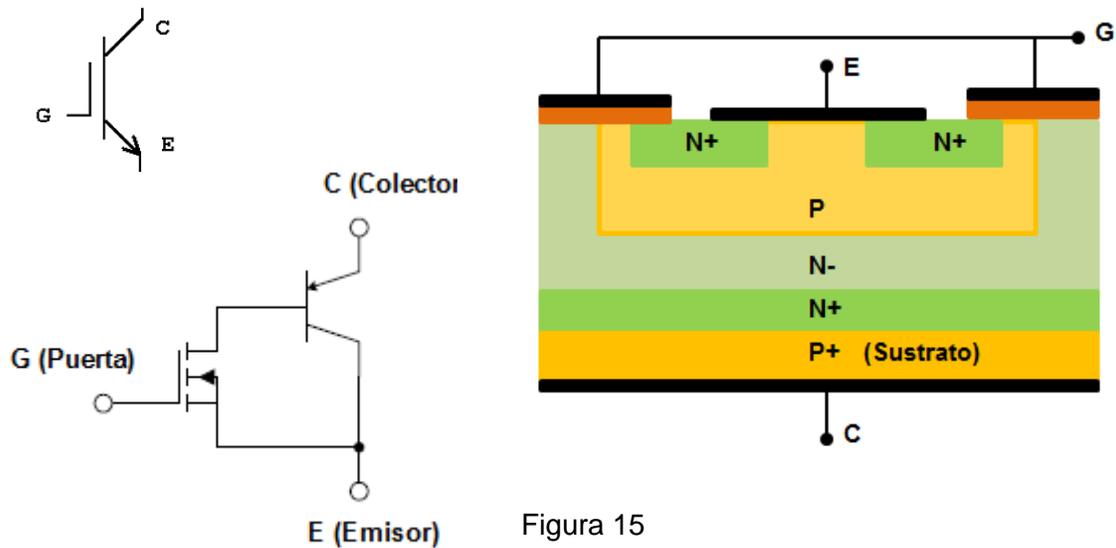


Figura 15

El IGBT es un dispositivo controlado por tensión que se activa aplicando una tensión positiva en la puerta y se desactiva al quitar esta polarización. Cuando se polariza positiva la puerta respecto al emisor, electrones son atraídos al canal P cerca de la región de la compuerta, produciendo una polarización directa de la base del transistor NPN encendiendo al dispositivo. Como puede verse en el modelo equivalente simplificado de la Figura 15, la caída de tensión a través del IGBT es la suma de dos componentes: una caída de tensión debida a la unión PN y una caída de tensión a través del MOSFET en conducción. Por lo tanto, a diferencia del MOSFET, la caída de tensión en el estado de conducción a través de un IGBT nunca pasa por debajo de la tensión umbral de un diodo. Los IGBT se fabrican mediante dos tecnologías diferentes, la tecnología de perforación PT (Punch Through) y la tecnología no perforación NPT (Non Punch Through). Los PT-IGBT se construyen con un sustrato de tres capas P+ N+ y N-, como muestra la Figura 16, donde además se dibujan los componentes intrínsecos que permiten obtener el circuito equivalente más completo de la Figura 17.

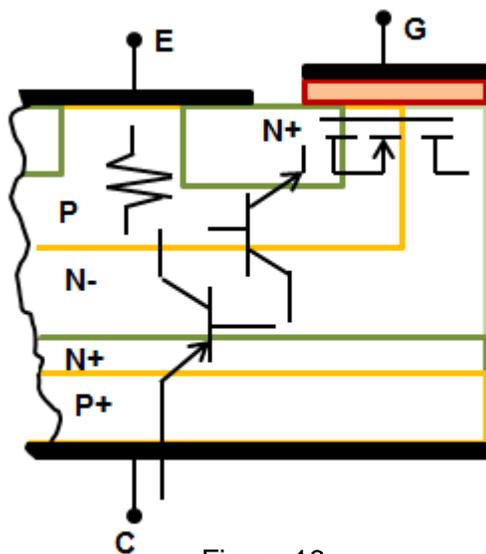


Figura 16

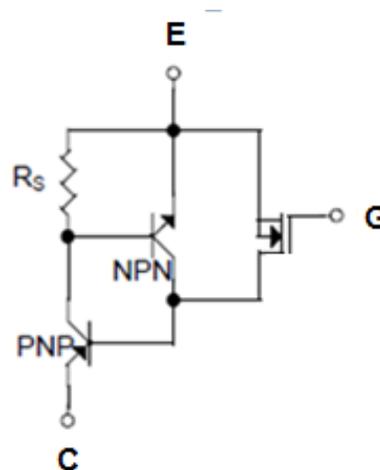


Figura 17

En cualquiera de las dos tecnologías los transistores PNP y NPN forman un tiristor parásito interno entre el colector y emisor del IGBT. El disparo de este tiristor parásito puede provocar una pérdida de control y la posible destrucción del dispositivo. El disparo de este tiristor parásito se debe a la presencia de  $R_s$  que es la resistencia parásita de la región de emisor. La corriente que fluye a través de  $R_s$  puede dar lugar a una tensión de polarización por encima del umbral de conducción de la unión base-emisor del transistor NPN. Si esto sucede el transistor NPN conducirá y llevará a la conducción al transistor PNP. En los IGBT comerciales, tanto de tecnología PT como NPT, se ha reducido la probabilidad de disparo de este tiristor parásito mediante una fuerte reducción del valor de la resistencia  $R_s$  que podría polarizar al transistor NPN. Cada tecnología emplea técnicas diferentes para lograr este propósito.

El IGBT tiene dos estados de funcionamiento estables que son el de saturación y el de corte. Para mantener el IGBT en conducción se mantiene la tensión puerta-emisor ( $V_{GE}$ ) por encima de la tensión umbral de puerta  $V_{GE(th)}$  (Gate Threshold Voltage), valor cercano a los 5 V, como se ve en la Figura 18 que muestra las características de conducción del IGBT de Fairchild® FGA20N120FTD (1200 V, 20 A).

En conducción, el IGBT se comporta como un transistor bipolar con una tensión de saturación colector a emisor  $V_{CEsat}$  (Collector to Emitter Saturation Voltage), cuyo valor es función de  $V_{GE}$ , la corriente de colector ( $I_C$ ) y la temperatura. El IGBT se encuentra en corte cuando, una vez terminado el proceso de apagado, la tensión  $V_{GE}$  se mantiene por debajo de la tensión umbral.

**Electrical Characteristics of the IGBT**  $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>Off Characteristics</b>						
$BV_{CES}$	Collector to Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0V, I_C = 1mA$	1200	-	-	V
$I_{CES}$	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	-	-	1	mA
$I_{GES}$	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0V$	-	-	$\pm 250$	nA
<b>On Characteristics</b>						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 20mA, V_{CE} = V_{GE}$	3.5	5.9	7.5	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$ $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.59	2	V
		$I_C = 20A, V_{GE} = 15V,$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	-	1.85	-	V

Figura 18

La máxima tensión que soporta un IGBT se denomina tensión de ruptura colector-emisor  $BV_{CES}$  (Collector to Emitter Breakdown Voltage). Se mide entre los terminales de colector y emisor con la puerta en cortocircuito con el emisor. Actualmente, hay disponibles comercialmente IGBT que soportan hasta 6.5 kV (MIO 600-65E11).

La Figura 19 muestra la característica de salida y de transferencia para el IGBT de Fairchild® FGA20N120FTD (1200 V, 20 A)

Figure 1. Typical Output Characteristics

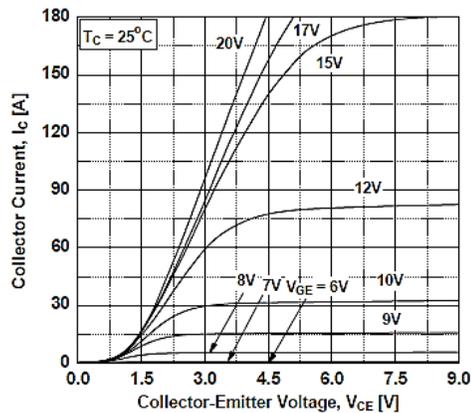


Figure 4. Transfer Characteristics

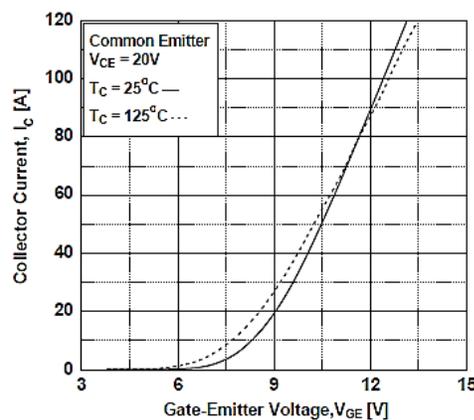


Figura 19

Las características de transferencia del IGBT y del MOSFET son similares. El IGBT está cortado si la tensión entre puerta-emisor está por debajo de la tensión umbral.

Para tensiones de puerta mayores que la tensión umbral la curva de transferencia es lineal sobre la mayor parte de la gama de corriente de colector.

La tensión puerta-emisor cuando el colector está en cortocircuito a emisor ( $V_{GES}$ ) es un parámetro que determina la tensión máxima admisible de la puerta-emisor. Esta tensión está limitada por el espesor y las características del óxido de puerta.

Debido a que estos dispositivos trabajan en conmutación es importante tener en cuenta el comportamiento dinámico. La Figura 20 muestra un circuito equivalente que tiene en cuenta las capacidades parásitas que afectan la respuesta en conmutación.

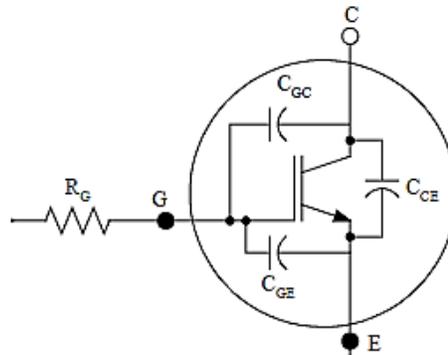


Figura 20

**Cies** (Capacitancia de entrada)

Es la capacitancia de entrada medida entre los terminales de puerta y el emisor con el colector en cortocircuito con el emisor. Cies se compone de la capacitancia entre la puerta y colector (CGC) en paralelo con la capacitancia entre puerta de y el emisor (CGE),

$$C_{ies} = C_{GC} + C_{GE}$$

Como esta capacidad de entrada debe cargarse antes de que el dispositivo comienza a conducir y descargarse antes de que el dispositivo comience a bloquearse Cies tienen una relación directa con los tiempos de retardo en el encendido y apagado.

**Coes** (Capacitancia de salida)

Es la capacitancia de salida medida entre los terminales de colector y emisor con la puerta en cortocircuito con el emisor. Coes se compone de la capacitancia entre colector y emisor (CCE) en paralelo con la capacitancia entre la puerta y colector (CGC).

$$C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}$$

**Cres** (Capacitancia de transferencia inversa)

Es la capacidad medida entre el colector y puerta con el emisor conectado a tierra. Es igual a la capacitancia entre puerta y colector.

$$C_{res} = C_{GC}$$

La capacitancia Cres a menudo se refiere como la capacitancia Miller y es uno de los parámetros principales que afectan los tiempos de subida y de bajada durante la conmutación.

La Figura 21 muestra el valor de estas capacitancias para el IGBT FGA20N120FTD.

Dynamic Characteristics						
C <sub>ies</sub>	Input Capacitance	V <sub>CE</sub> = 30V, V <sub>GE</sub> = 0V, f = 1MHz	-	3080	-	pF
C <sub>oes</sub>	Output Capacitance		-	95	-	pF
C <sub>res</sub>	Reverse Transfer Capacitance		-	60	-	pF

Figura 21

Los IGBT suelen conectarse en paralelo. Esta conexión permite aumentar la potencia a entregar a la carga. La implementación en paralelo de IGBT debe asegurar un reparto equilibrado de la corriente y de las temperaturas en los dispositivos.

La Figura 22 muestra dispositivos discretos e integrados en bloque.



Figura 22

## Tiristores

Los tiristores, que serán tratados en particular en el próximo capítulo, forman una familia de muchos dispositivos que soportan altas tensiones y corrientes. Son dispositivos de tres terminales: A (Ánodo), K (Cátodo) y G (Puerta). En la Figura 23 se muestra su símbolo esquemático y en la Figura 24 varias formas constructivas.

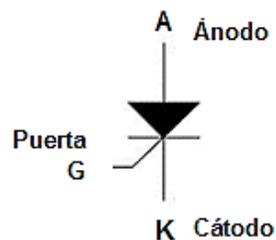


Figura 23

Básicamente funcionan como una llave controlada. El electrodo de control es la Puerta G. Cuando se inyecta corriente en la Puerta hacia el Cátodo, el dispositivo conduce si el terminal de Ánodo es más positivo que Cátodo.

Una vez iniciada la conducción del dispositivo el circuito asociado con la puerta G deja de tener control y la tensión entre Ánodo y Cátodo se reduce a un bajo valor, entre 0.5 V a 2 V. Para apagar al dispositivo se debe invertir la tensión entre A y K. Existen dos tipos de dispositivos según su forma de apagado. Los dispositivos conmutados por línea se apagan siguiendo una tensión sinusoidal de entrada. Los dispositivos de conmutación forzada necesitan un circuito adicional denominado circuito de conmutación.



Figura 24

El tipo más común es el denominado **SCR** (Rectificador controlado de Silicio). Otros tipos de dispositivos de la misma familia son: **GTO** (Tiristor de apagado por puerta), **RCT** (Tiristor de conducción inversa), **SITH** (Tiristor de inducción estática), **LASC** (Rectificador controlado activado por luz), **MCT** (Tiristor controlado por MOS), **ETO** (Tiristor apagado por emisor).

Dado que el funcionamiento de estos dispositivos se asemeja a un conmutador o interruptor, para interpretar las características de estos dispositivos es importante describir las diferencias entre un conmutador ideal y real. Caracterizamos al conmutador ideal como aquel en el cual en el estado de conducción presenta una gran corriente en directa  $I_F$  (teóricamente infinita), una muy baja tensión de conducción  $V_{ON}$  (teóricamente nula) y una muy baja resistencia  $R_{ON}$  (idealmente nula). Para el estado de no conducción es importante que el dispositivo pueda soportar una elevada tensión inversa  $V_{BR}$  (idealmente infinita), muy baja corriente de pérdida  $I_{OFF}$  (idealmente nula) presentando una elevada resistencia  $R_{OFF}$  (idealmente infinita). En conmutación debe presentar bajo tiempo de retardo  $t_d$ , de almacenamiento  $t_s$  y de caída  $t_f$  (idealmente nulos). Para el caso de los dispositivos conmutadores de potencia es deseable el menor consumo de potencia necesario para la activación de la puerta, en condiciones de bajos niveles de tensión y corriente de puerta. Para poder manejar cambios abruptos de tensión es necesario  $dv/dt$  grande (idealmente infinito). Del mismo modo un manejo rápido de aumento de corriente necesita una gran  $di/dt$  (idealmente infinita). Para poder evacuar rápidamente el calor hacia el ambiente será necesaria una impedancia térmica  $Z_{JA}$  lo menor posible.

Las características del conmutador real son: tiempos finitos de subida, almacenamiento y bajada, pérdida de potencia en conmutación y en conducción. Por otra parte, la caída de tensión en conducción no es nula, tomándose como mínimo el valor de 1 V como referencia pero puede llegar varios Volts según el dispositivo.

## Tiristores

Constituyen una amplia familia de dispositivos semiconductores biestables.  
En la Figura 25 se representan algunos de los dispositivos más utilizados de la familia.

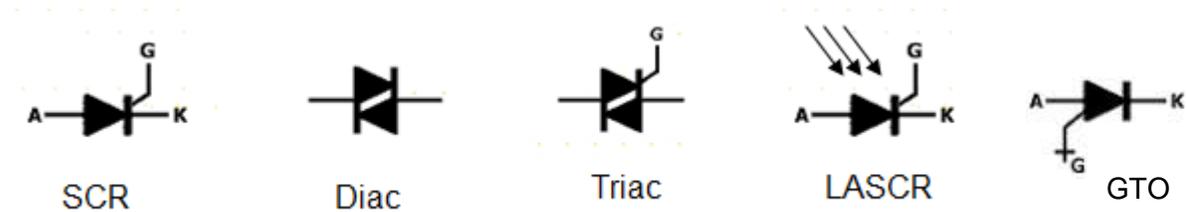


Figura 25

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 IH**. 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, manejan 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 26 muestra distintas formas constructivas.



Figura 26

### 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  $V_{AK} > 0$  V y además, se aplique una señal adecuada en el tercer terminal denominado **G**: Puerta.

Figura 27

La Figura 27 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 junturas: J1, J2 y J3.

**a) Funcionamiento sin excitación en puerta**

En estas condiciones el dispositivo se puede modelizar como tres uniones PN o diodos en serie, como se muestra en la Figura 28.

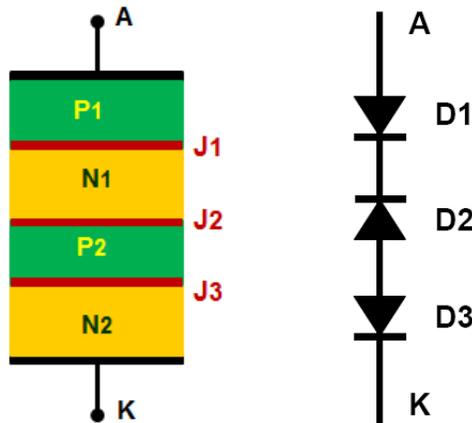


Figura 28

Si la tensión  $V_{AK} < 0$  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 avalanche 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. Resulta 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 29.

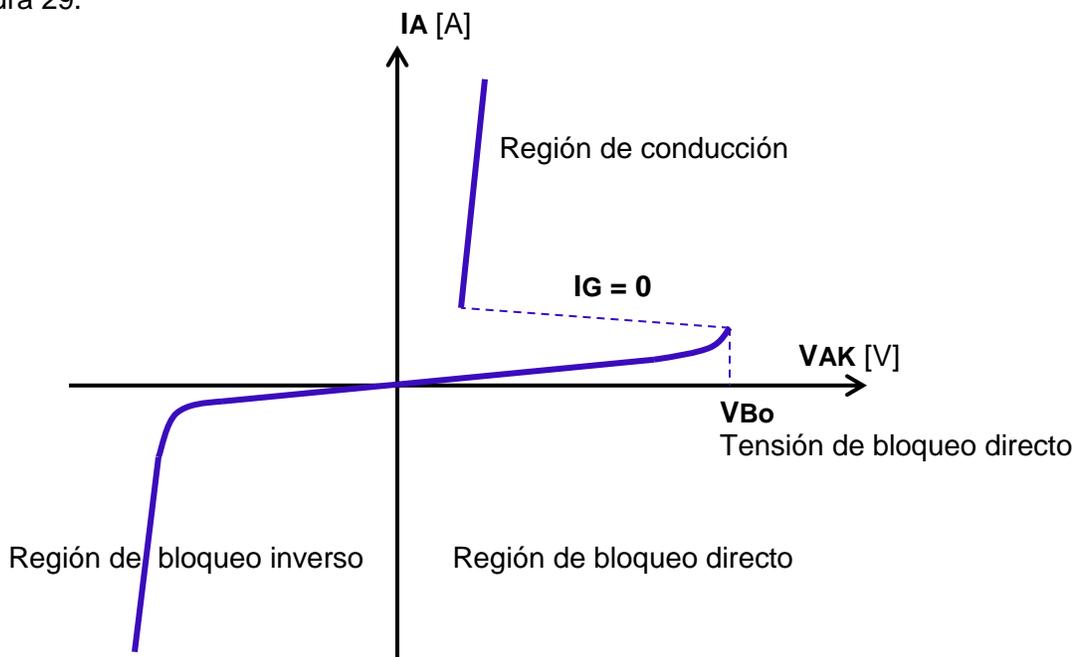


Figura 29

### b) Funcionamiento con excitación en puerta

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 30.

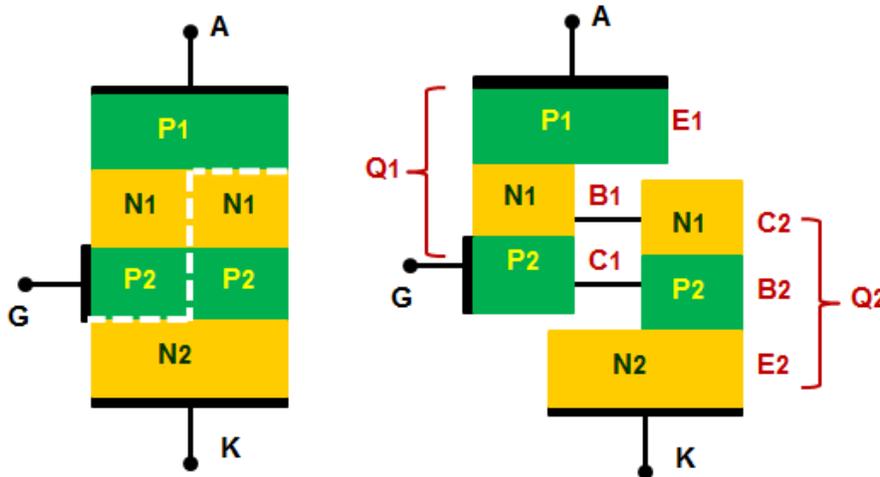


Figura 30

En la Figura 31 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.

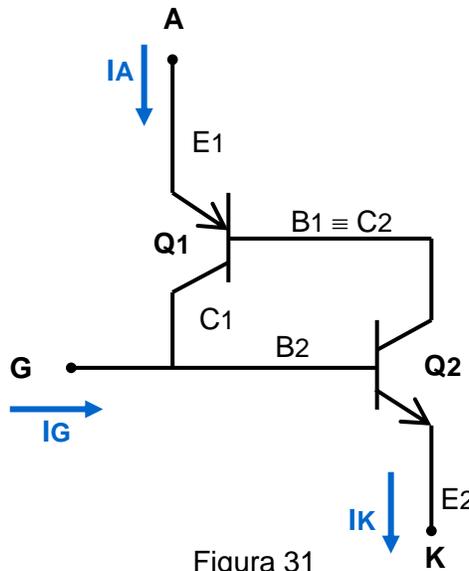


Figura 31

De acuerdo a las componentes representadas en la Figura 31 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:

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

$\alpha_1$  y  $\alpha_2$  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  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ , aumentando nuevamente el valor de  $I_A$ . Se produce un efecto regenerativo o de realimentación positiva. Si  $\alpha_1$  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 32 muestra las características estáticas  $I_A$ - $V_{AK}$  con  $I_G$  como parámetro.

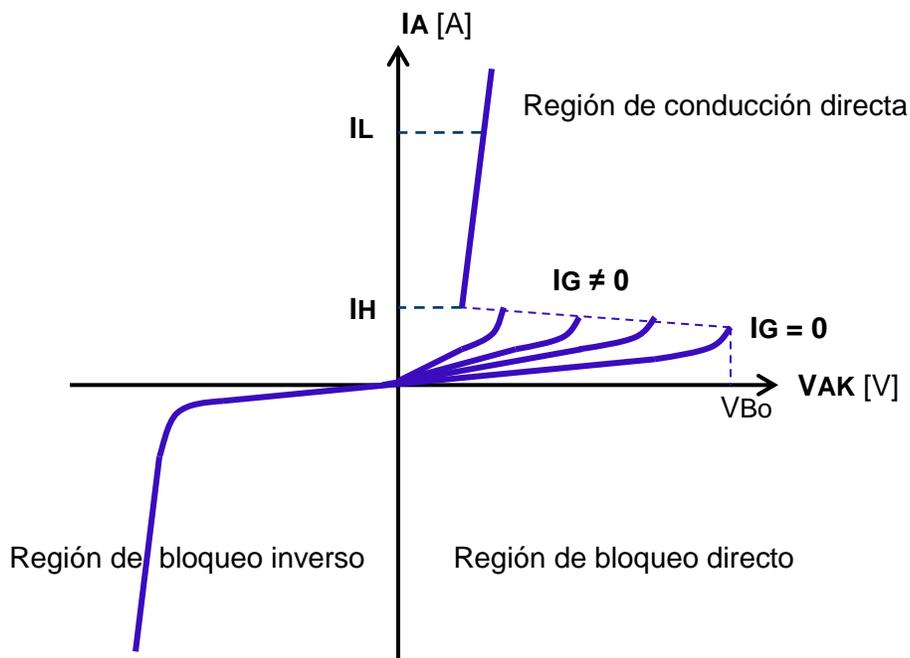


Figura 32

En la característica de la Figura 32 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 33 por las curvas exteriores en trazo más grueso.

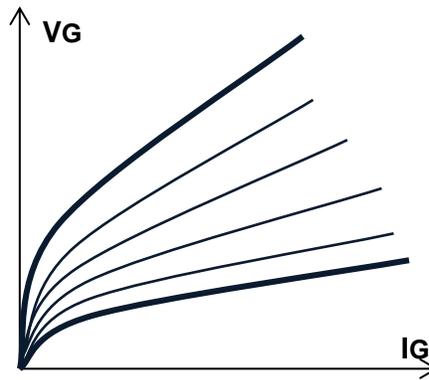


Figura 33

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 34 muestra la característica de puerta para disparo seguro.

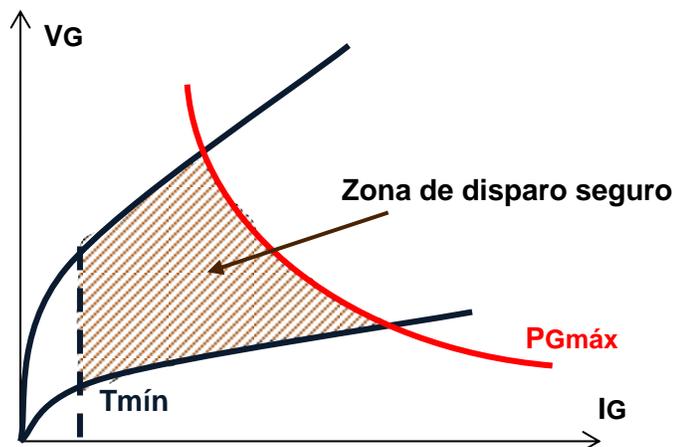


Figura 34

### 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 un generador, manteniendo una tensión positiva entre ánodo y cátodo, Figura 35. 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  $I_H$ .

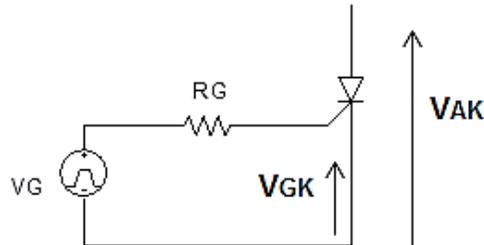


Figura 35

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 36 se muestra el efecto de las capacidades de juntura en el modelo de dos transistores.

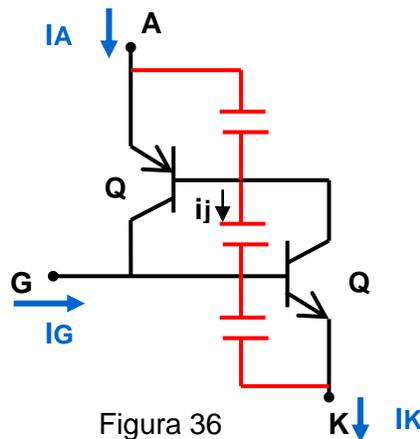


Figura 36

Si la velocidad de crecimiento  $dv/dt$  es elevada, la corriente  $i_{j2} = C_{j2} dv_{j2}/dt$  puede ser suficiente como para incrementar  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ . 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 37 a).

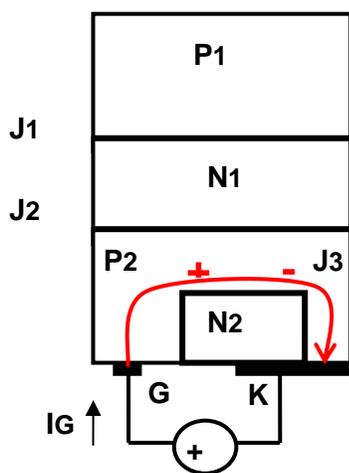


Figura 37 a)

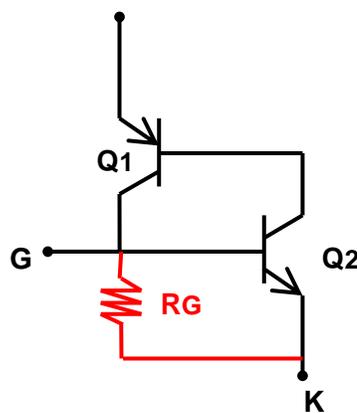


Figura 37 b)

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 37 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  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ . 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  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ . 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** (Light Activated **SCR**). En la Figura 38 se muestra la estructura constructiva de un LASCR.

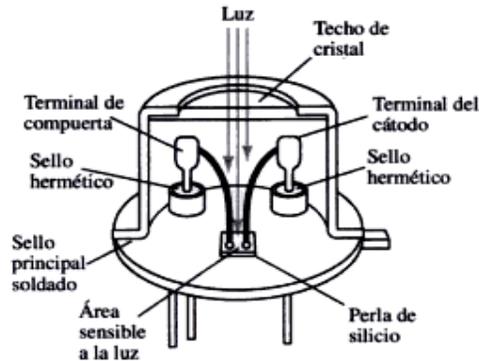


Figura 38

### Sistemas de disparo

#### a) Circuito de disparo por corriente continua

La Figura 39 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 40.

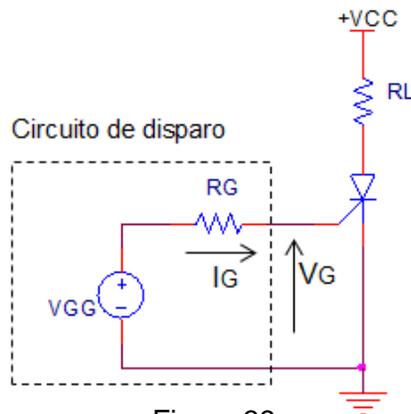


Figura 39

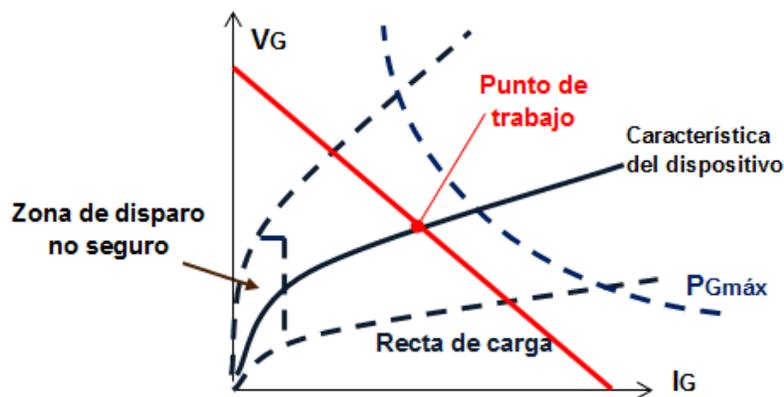


Figura 40

**b) Circuito de disparo por corriente alterna**

La Figura 41 a) muestra un circuito básico para el disparo por corriente alterna y la Figura 41 b) el resultado de la simulación SPICE donde se observan la tensión ánodo-cátodo y la tensión sobre la carga RL.

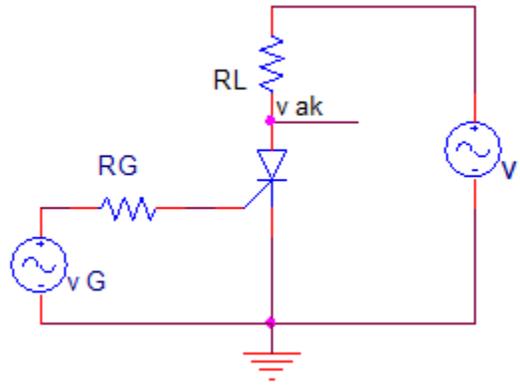


Figura 41 a)

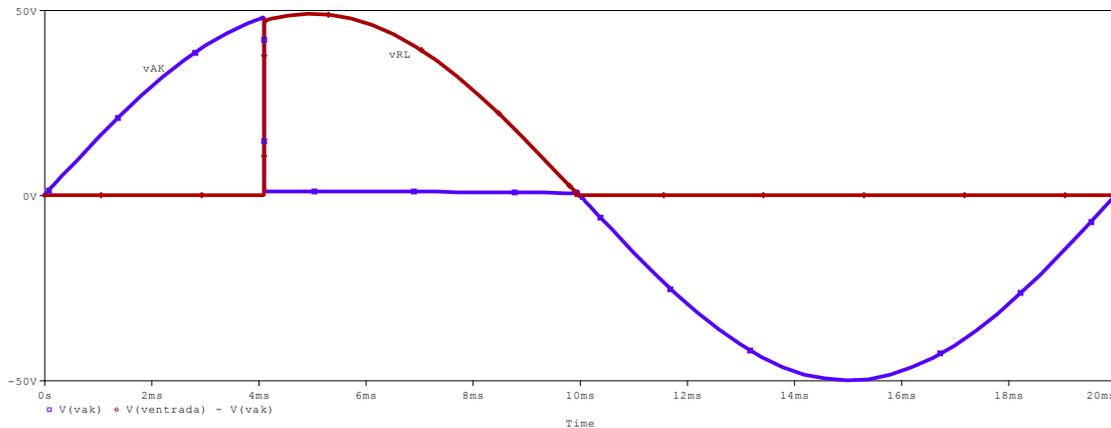


Figura 41 b)

La Figura 42 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  $\theta_d$  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 43 a) y 43 b) se muestran los resultados de una simulación Spice para valores típicos.

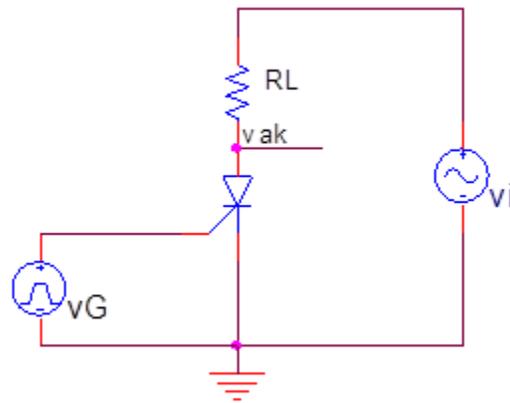


Figura 42

La Figura 43 a) muestra la tensión  $v_{AK}$  respecto a la tensión de entrada  $v_i = V_m \sin \omega t$ . El dispositivo se encuentra en estado de bloqueo hasta  $\theta_d$ . La Figura 43 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  $I_H$ .

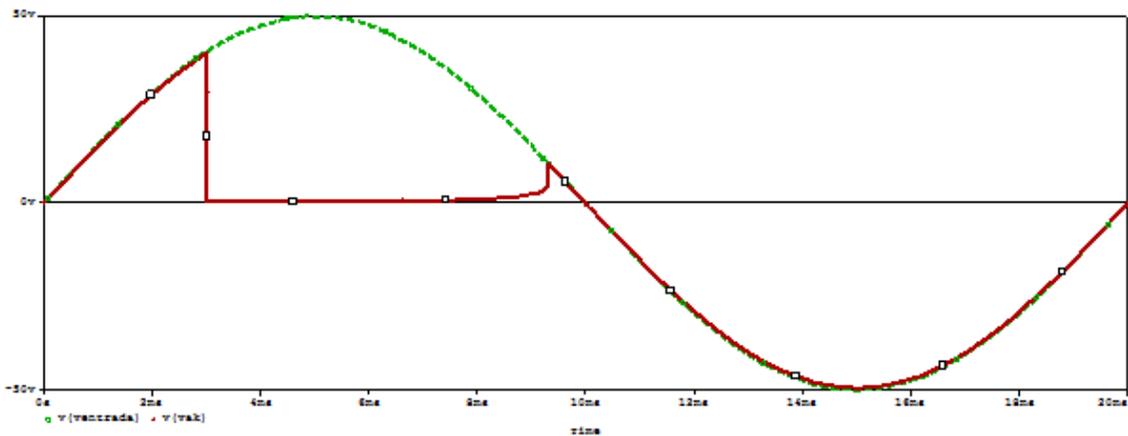


Figura 43 a)

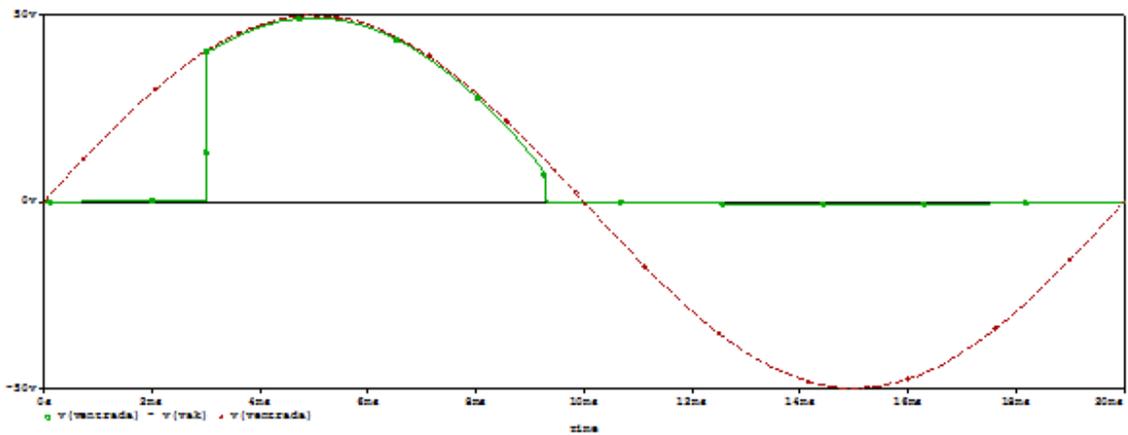


Figura 43 b)

En forma aproximada, dependiendo de cada circuito en particular, el dispositivo comenzará a conducir en  $\omega t = \theta_d$  y dejará de hacerlo en  $\omega t \cong \pi$ . 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 **ton** se compone de la suma de dos tiempos: el tiempo de retardo **td** y el tiempo de subida **tr**, Figura 44.

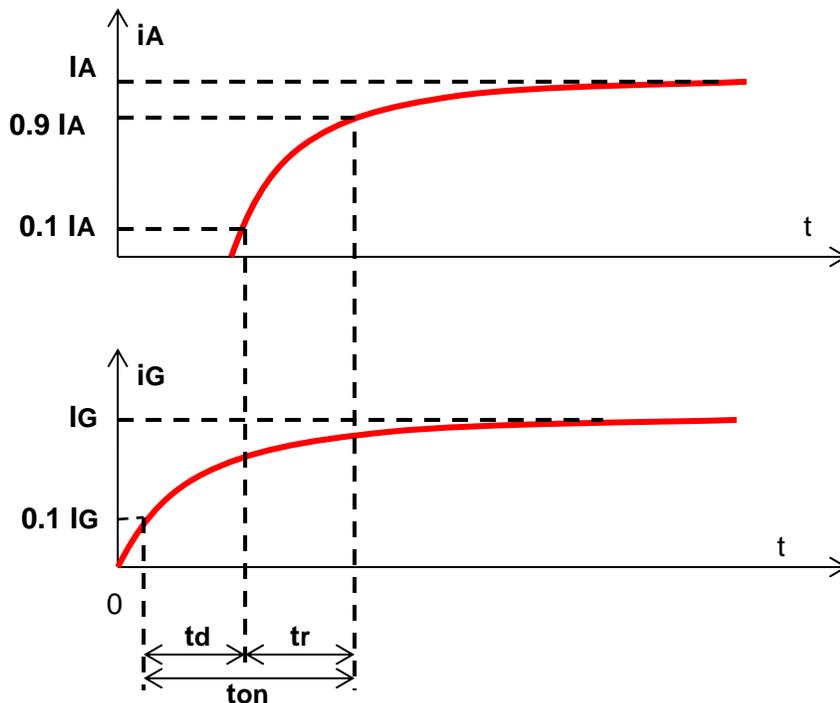


Figura 44

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 45.

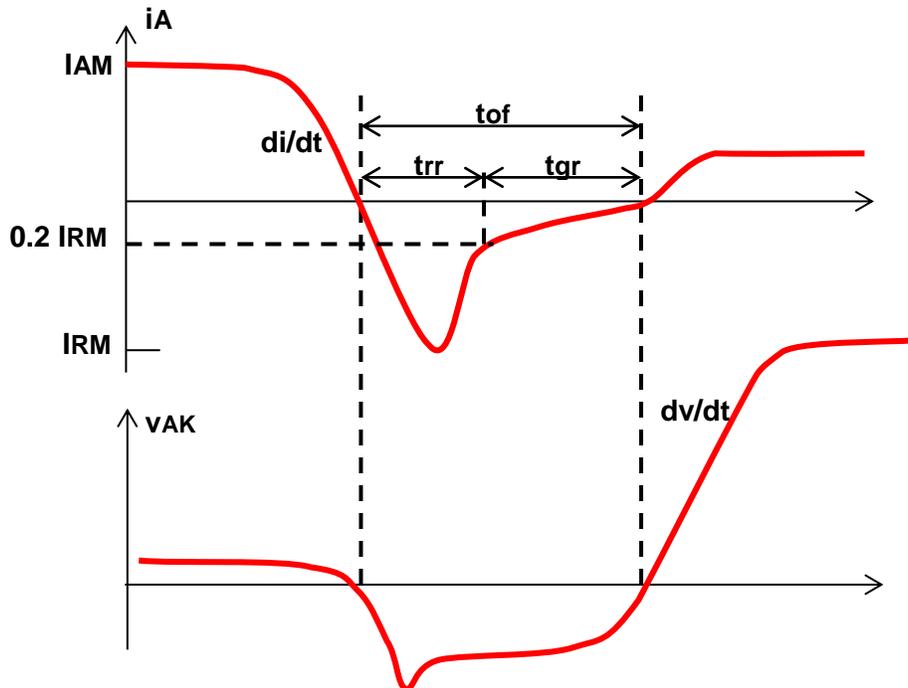


Figura 45

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  $t_{rr}$  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  $t_{gr}$ .

### 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 46 se indican sobre la característica de ánodo.

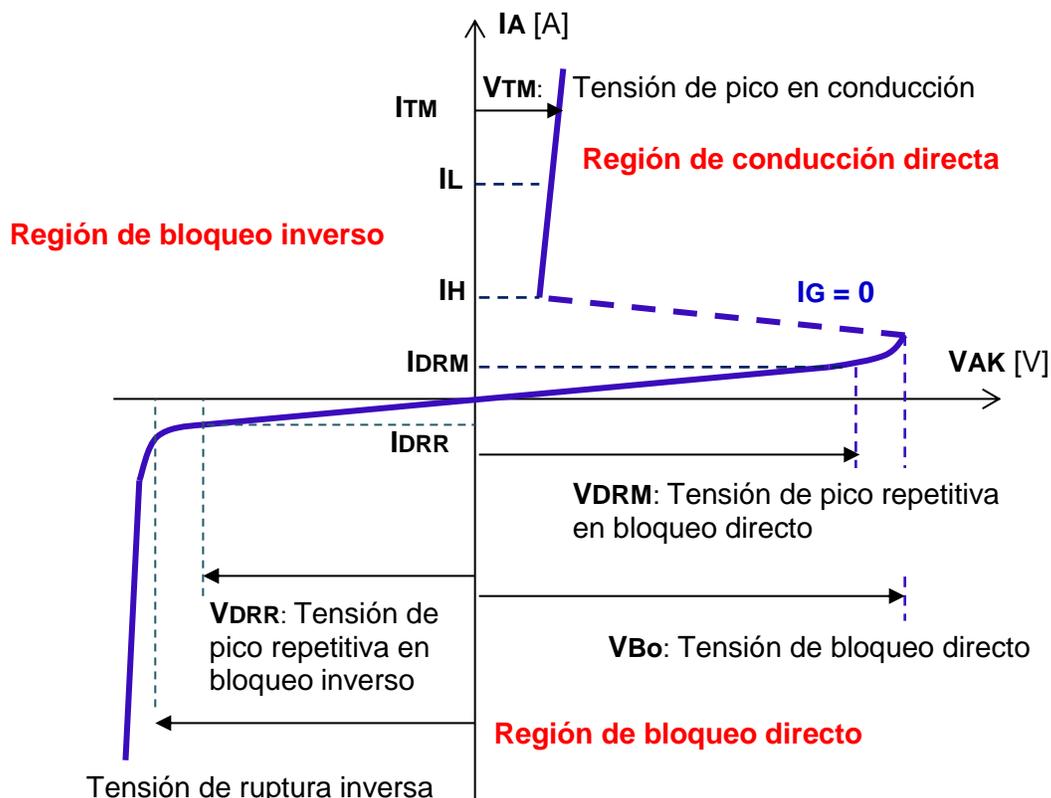


Figura 46

**VDRM:** tensión de pico repetitivo 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 repetitivo 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 cuando el dispositivo está 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 47 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 $110^\circ\text{C}$ , Sine Wave, 50 to 60 Hz, Gate Open) 2N5060 2N5061 2N5062 2N5064	$V_{\text{DRM}}$ , $V_{\text{RRM}}$	30 60 100 200	V
On-State Current RMS (180° Conduction Angles; $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{T(RMS)}}$	0.8	A
*Average On-State Current (180° Conduction Angles) ( $T_C = 67^\circ\text{C}$ ) ( $T_C = 102^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{T(AV)}}$	0.51 0.255	A
*Peak Non-repetitive Surge Current, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (1/2 cycle, Sine Wave, 60 Hz)	$I_{\text{TSM}}$	10	A
Circuit Fusing Considerations ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	0.4	A <sup>2</sup> s
*Average On-State Current (180° Conduction Angles) ( $T_C = 67^\circ\text{C}$ ) ( $T_C = 102^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{T(AV)}}$	0.51 0.255	A
*Forward Peak Gate Power (Pulse Width $\leq 1.0$ $\mu\text{sec}$ ; $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$P_{\text{GM}}$	0.1	W
*Forward Average Gate Power ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $t = 8.3$ ms)	$P_{\text{G(AV)}}$	0.01	W
*Forward Peak Gate Current (Pulse Width $\leq 1.0$ $\mu\text{sec}$ ; $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{GM}}$	1.0	A
*Reverse Peak Gate Voltage (Pulse Width $\leq 1.0$ $\mu\text{sec}$ ; $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{\text{RGM}}$	5.0	V
*Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +110	$^\circ\text{C}$
*Storage Temperature Range	$T_{\text{stg}}$	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

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

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

Figura 47

## 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 48 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.

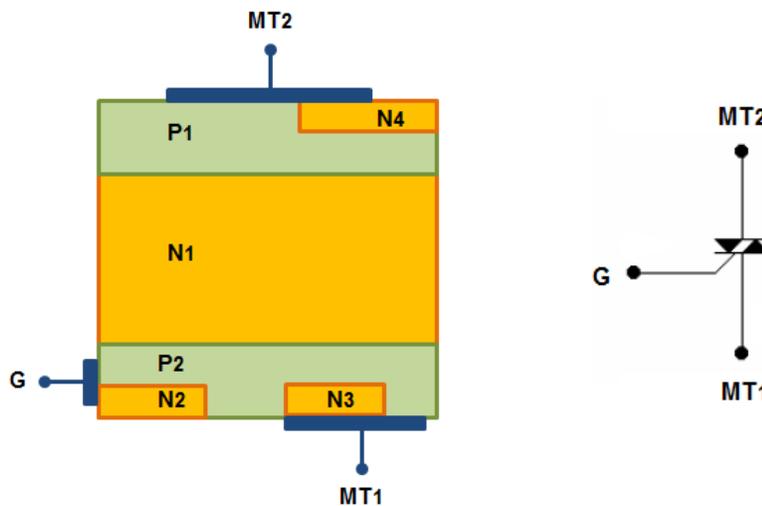


Figura 48

Puede ser considerado como dos SCR conectados en antiparalelo, Figura 49.

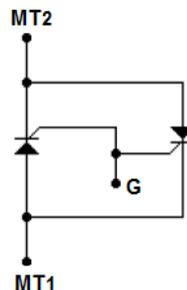


Figura 49

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 50 se representan todos los posibles disparos.

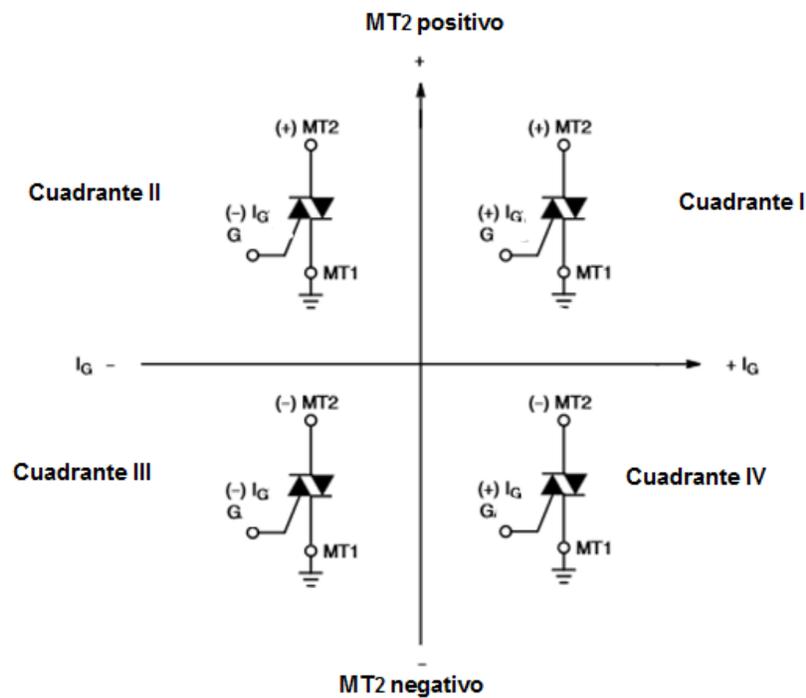


Figura 50

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 51 muestra la característica I-V.

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 52. Los electrones inyectados se difunden desde P2 hacia N1 produciendo el inicio de la conducción desde MT2 a MT1.

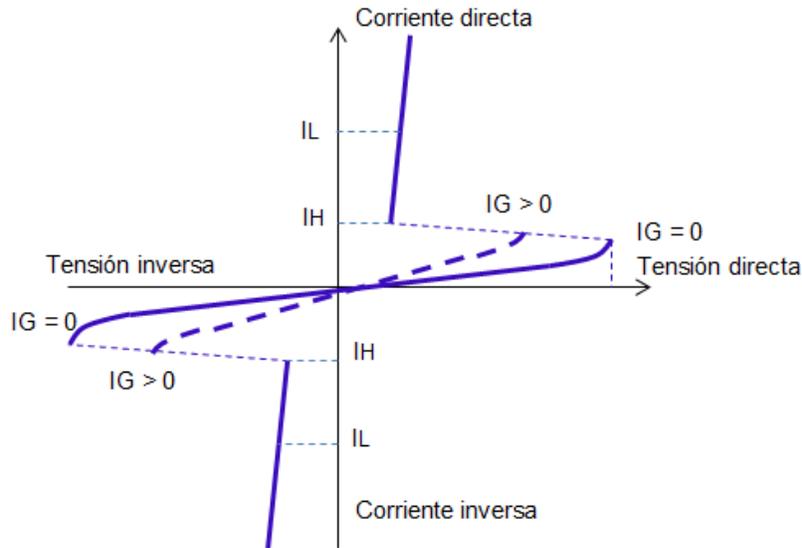


Figura 51

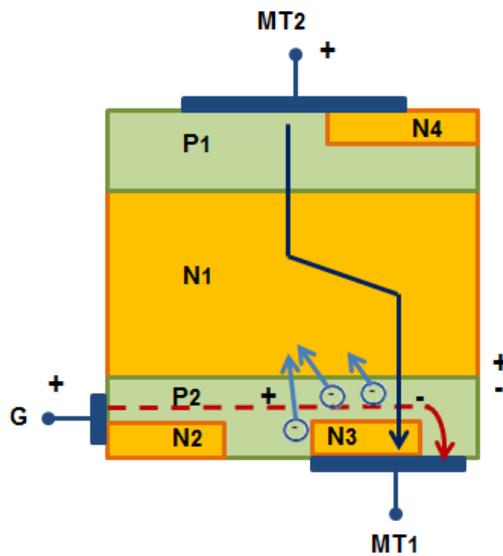


Figura 52

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 con respecto al terminal 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 53.

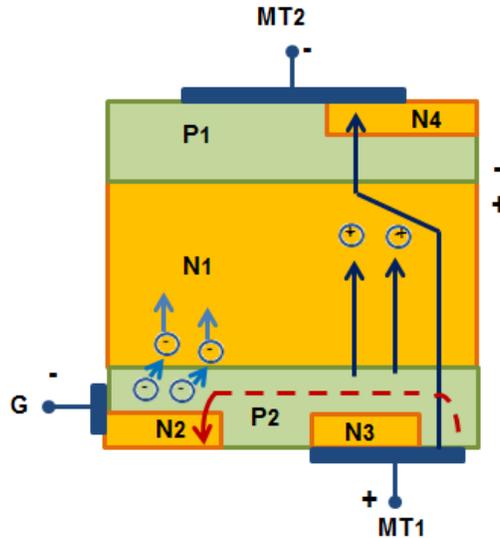


Figura 53

**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 54. Cuando el TRIAC conmuta, la corriente pasa por cero pero la tensión sobre el dispositivo no es nula, como se ve en la Figura 55 con más detalle.

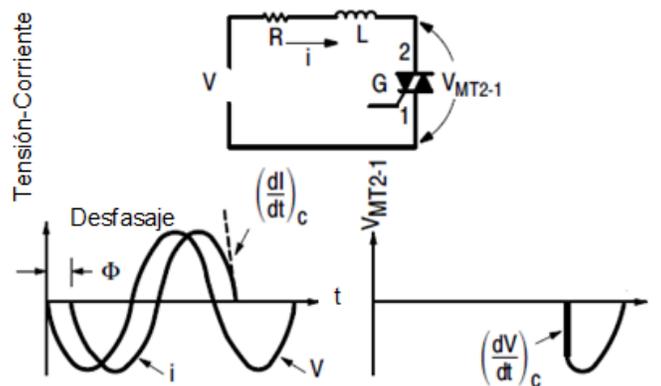


Figura 54

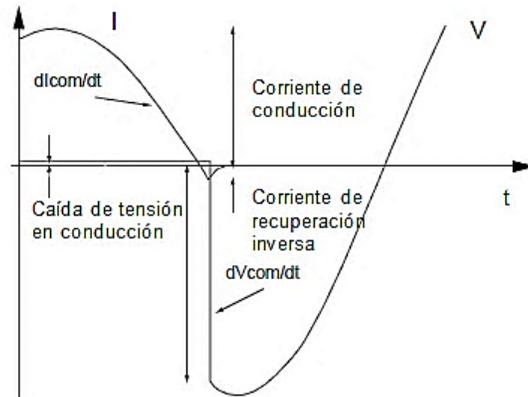


Figura 55

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 56. Al colocar este circuito la tensión sobre el dispositivo aumentará según la carga del capacitor. Los valores usuales son un resistor de  $100\ \Omega$  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.

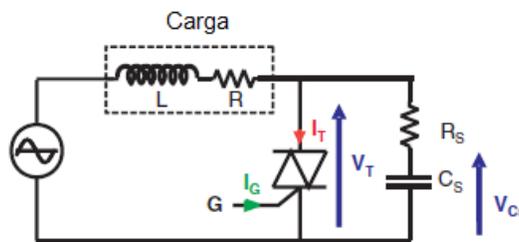


Figura 56

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 57.

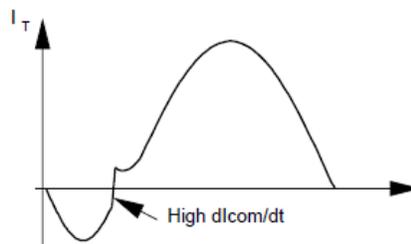


Figura 57

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 58.

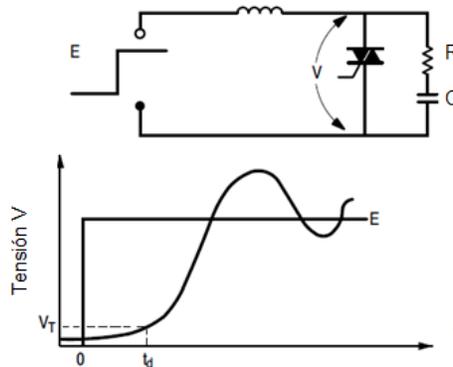


Figura 58

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 Alternative 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 59 se muestra el esquema constructivo y el símbolo circuital. Se puede considerar como un transistor con la base abierta.



Figura 59

Su característica I-V es simétrica, Figura 60. 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  $\Delta V$  pasando a un estado de baja impedancia. Tiene como aplicación básica el disparo del SCR y TRIAC. En la Figura 61 se muestra un circuito típico.

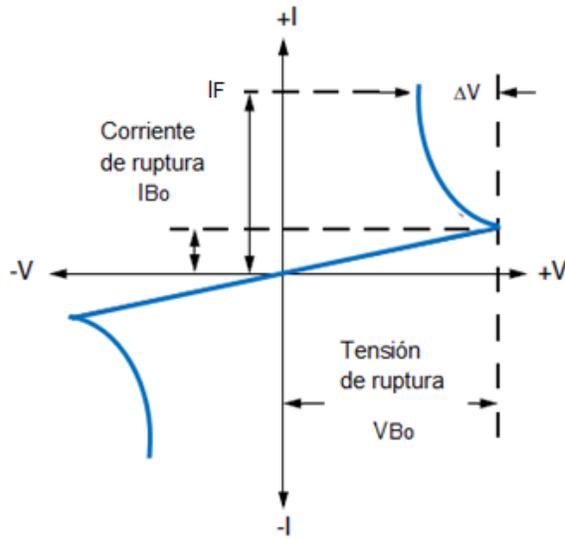


Figura 60

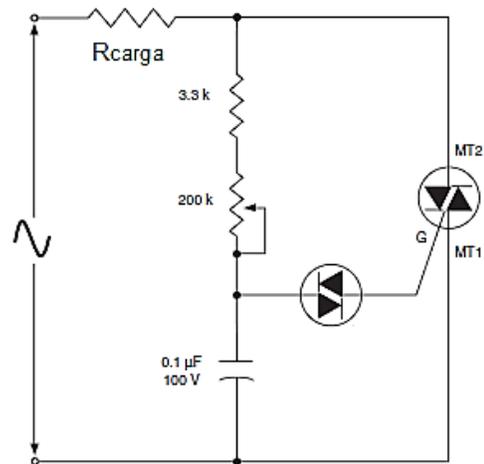


Figura 61

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 62 se muestra un circuito que permite regular el apagado de una lámpara conocido con el nombre de *dimmer*.

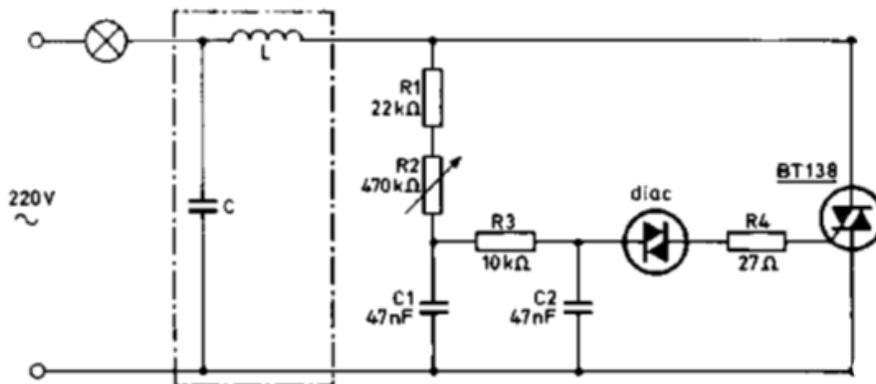


Figura 62

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  $R_2$  determina la diferencia de fase entre la corriente de onda sinusoidal y la tensión a través de  $C_2$ , fijando el ángulo de disparo del TRIAC y en consecuencia la intensidad de la lámpara. El DIAC se

encuentra es un estado de alta impedancia cuando la tensión se encuentra entre los límites  $-V_{Bo}$  y  $+V_{Bo}$ . El capacitor  $C_2$  se carga a través de la red de resistores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  hasta que la tensión del DIAC alcanza la tensión de ruptura.  $C_2$  se descarga sobre la puerta del TRIAC y éste se dispara. Si no se coloca  $C_1$  cambia bruscamente la tensión sobre  $C_2$  después del disparo. La tensión sobre  $C_2$  va cambiando a lo largo de los ciclos causando el efecto de histéresis. La tensión sobre  $C_1$  restaura parcialmente la tensión en  $C_2$  minimizando el efecto de histéresis. El filtro LC permite reducir interferencias electromagnéticas.

**INTERRUPTOR BILATERAL DE SILICIO (SBS)**

El SBS (**Silicon Bilateral Switch**) es un dispositivo que se utiliza para disparo de TRIACs. Su ventaja es que tiene una menor tensión de ruptura que los DIAC, generalmente del orden de 7 a 9 V. La característica I-V es similar a la de un DIAC con una menor tensión en estado de conducción, del orden de 1 V. En la Figura 63 se muestra la característica I-V con el terminal de puerta G desconectado, y en la Figura 64 el símbolo esquemático y el circuito equivalente.

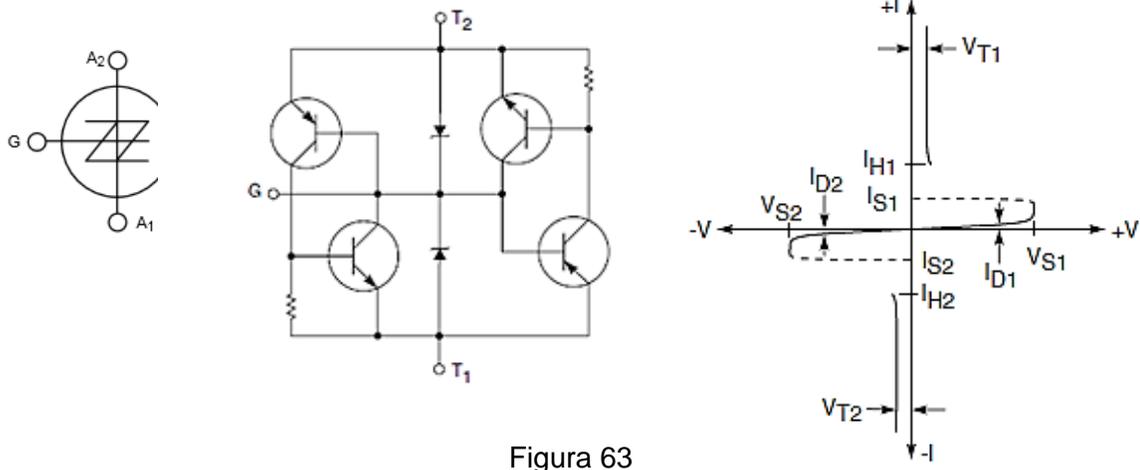


Figura 63

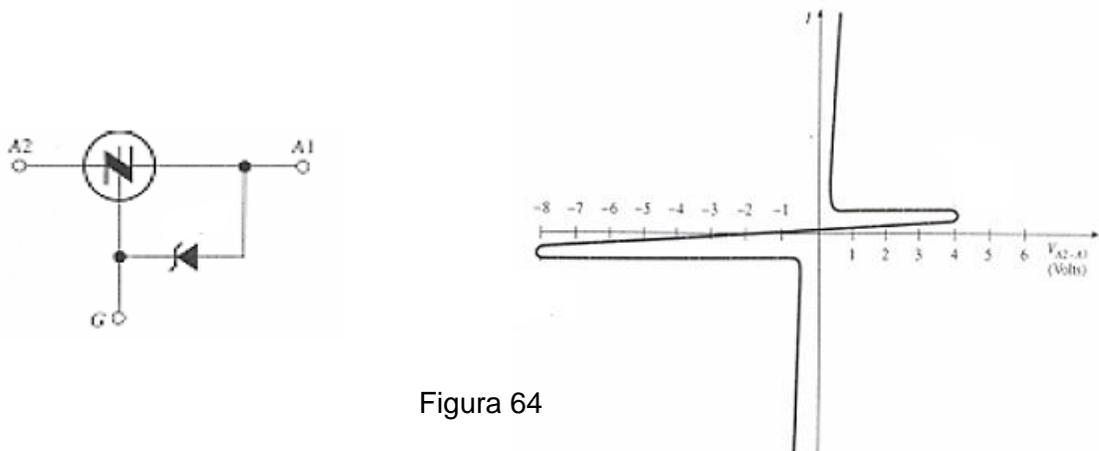


Figura 64

El terminal de puerta G de un SBS se puede usar para modificar el comportamiento de disparo del dispositivo. Suele conectarse un diodo Zener entre la puerta y el terminal A1 como se muestra en la Figura. La tensión de ruptura directa  $V_{Bo}$  cambia al valor de  $V_z + 0.6$  V. Esta última corresponde a la caída interna de una juntura PN. La característica I-V se modifica como se muestra en la Figura. Como se aprecia la tensión de ruptura inversa no se modifica.

La Figura 65 muestra el control de una lámpara reemplazando el DIAC con un SBS.

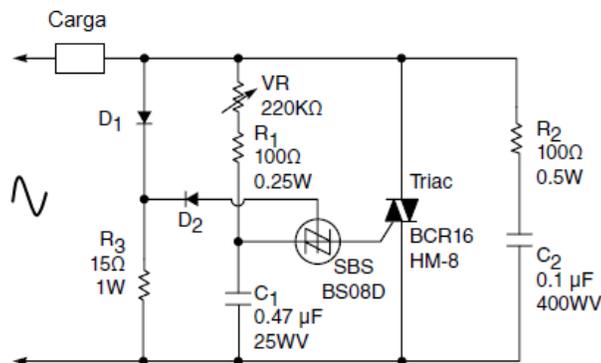


Figura 65

La Figura 66 muestra las características eléctricas del SBS **BS08D-T112** (Powerex)

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Switching Voltage	$V_S$	$T_a = 25^\circ\text{C}$	7	8	9	Volts
Switching Current	$I_S$	$T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	200	$\mu\text{A}$
Absolute Switching Voltage Difference	$ V_{S1} - V_{S2} $	$T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	0.5	Volts
Absolute Switching Current Difference	$ I_{S1} - I_{S2} $	$T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	100	$\mu\text{A}$
Holding Current	$I_H$	$T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.5	mA
Off-state Current	$I_D$	$V_D = 5\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	$\mu\text{A}$
		$V_D = 5\text{V}, T_a = 85^\circ\text{C}$	—	—	10	$\mu\text{A}$
Temperature Coefficient of Switching Voltage	—	$T_a = -55$ to $85^\circ\text{C}$	—	$\pm 0.01$	—	$\% / ^\circ\text{C}$
Peak On-state Voltage	$V_T$	$I_T = 175\text{mA}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.4	Volts
Gate Trigger Current	$I_{GT}$	$V_D = 5\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$	10	—	200	$\mu\text{A}$
Gate Non-trigger Voltage	$V_{GD}$	$V_D = 5\text{V}, T_a = 85^\circ\text{C}$	0.2	—	—	Volts

Figura 66

## GTO

El Tiristor de apagado por puerta **GTO** (Gate turn-off thyristor) es un dispositivo semiconductor de potencia de tres terminales que pertenece a la familia de los tiristores. Tiene la propiedad de controlar el encendido y el apagado por medio del terminal de puerta G, al enviar una señal positiva o negativa respectivamente.

La Figura 67 muestra un GTO típico. Es un dispositivo de cuatro capas PNPN muy similar a un tiristor. Se construyen de dos tipos: asimétricos y simétricos, siendo los primeros los

más comunes. El GTO asimétrico utiliza un diodo en antiparalelo impidiendo el bloqueo inverso. El GTO simétrico tiene la misma capacidad de bloqueo directo e inverso.



Figura 67

Como se ve en la Figura 67 la región de cátodo se ramifica en muchos segmentos que están dispuestos formando anillos concéntricos alrededor del centro del dispositivo. Esta técnica de interdigitación posibilita que la polarización negativa de la puerta extraiga rápidamente los portadores que mantienen al dispositivo en conducción. En las Figuras 68 y 69 se muestra un corte esquemático de un GTO simétrico y un GTO asimétrico y su circuito equivalente.

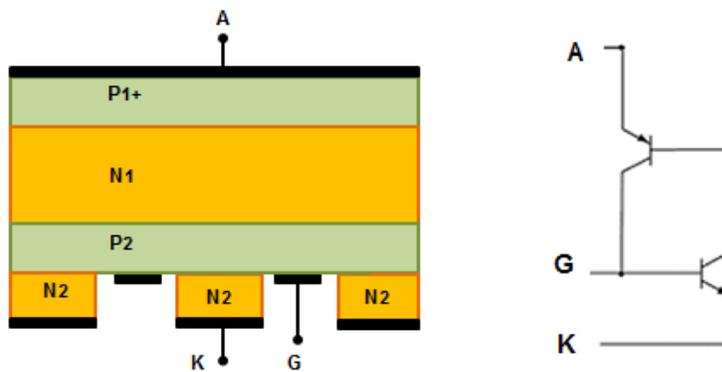


Figura 68

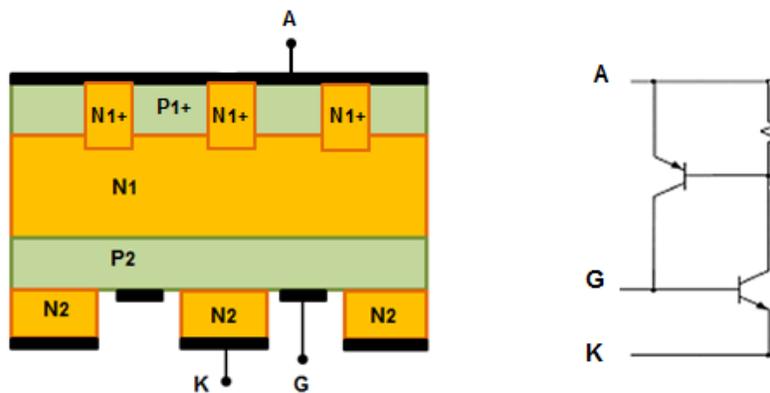


Figura 69

La forma de encendido es similar al de un tiristor, aunque debido a la interdigitación entra en conducción más rápidamente y con niveles más elevados de  $di/dt$ . La activación se

logra con un pulso de corriente entrante, aplicado entre la compuerta y el cátodo. Para lograr la realimentación interna que lo lleve al estado activo o encendido, el pulso de corriente entrante debe cumplir especificaciones, dadas por el fabricante, respecto al gradiente de elevación, corriente máxima y duración del impulso. Una vez activado la corriente en la puerta debe mantenerse durante todo el periodo de conducción. La corriente necesaria para mantener el encendido debe ser un 1% del pulso de activación.

Para desactivar al GTO la puerta se polariza en inversa respecto al cátodo y se extraen los huecos desde el ánodo hacia la base P. Como resultado se produce una caída de tensión la región base P que eventualmente polariza en inversa la unión cátodo puerta e interrumpe la inyección de electrones. A medida que la extracción de huecos continúa la región de base P se agota más llevando al dispositivo al corte.

El tiempo de disparo puede estar entre 4 a 8  $\mu\text{s}$  y el de bloqueo entre 8 a 25  $\mu\text{s}$ . En este caso es necesario extraer por la puerta hasta una tercera parte de la corriente que circula por el ánodo.

Su uso es interesante en convertidores de gran potencia al no necesitar componentes de potencia auxiliares para el bloqueo. Sin embargo, actualmente suele ser reemplazado por un IGBT.

## **Bibliografía**

Silicon Controlled Rectifiers AN-309, International Rectifier

IGBT Characteristics, Application Note AN-983, 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>

RC snubber circuit design for TRIAC, Application note AN437, ST

Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistors, Takesuye J. y Deuty S., AN1541/D, <http://onsemi.com>

MOSFET Basics, AN9010, Oh K. S., Fairchild Semiconductor

Understanding power MOSFET data sheet parameters, AN11158, NXP Semiconductors

Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET Power MOSFETs, Application Note AN-937, ON Semiconductor IGBT Datasheets, AND9068/D, <http://onsemi.com>

MOSFET/IGBT Drivers. Theory and Applications, IXYS Integrated Circuits Division, Application Note AN-401

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

IGBT Tutorial, Application Note APT0201 Rev. B, Advanced Power Technology

Reading ON Semiconductor. IGBT Datasheets, AND9068/D, On Semiconductor

Parameter list for SCRs, TRIACs, AC switches, and DIACS, AN2703 Application note,  
STMicroelectronics, [www.st.com](http://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