

Capítulo 2

Dispositivos de Electrónica de Potencia

2.1 Introducción

Los dispositivos semiconductores utilizados en Electrónica de Potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos, de acuerdo con su grado de controlabilidad:

1. Dispositivos no controlados: en este grupo se encuentran los Diodos. Los estados de conducción o cierre (ON) y bloqueo o abertura (OFF) dependen del circuito de potencia. Por tanto, estos dispositivos no disponen de ningún terminal de control externo.
2. Dispositivos semicontrolados: en este grupo se encuentran, dentro de la familia de los Tiristores, los SCR (“Silicon Controlled Rectifier”) y los TRIAC (“Triode of Alternating Current”). En éste caso su puesta en conducción (paso de OFF a ON) se debe a una señal de control externa que se aplica en uno de los terminales del dispositivo, comúnmente denominado *puerta*. Por otro lado, su bloqueo (paso de ON a OFF) lo determina el propio circuito de potencia. Es decir, se tiene control externo de la puesta en conducción, pero no así del bloqueo del dispositivo.
3. Dispositivos totalmente controlados: en este grupo encontramos los transistores bipolares BJT (“Bipolar Junction Transistor”), los transistores de efecto de campo MOSFET (“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”), los transistores bipolares de puerta aislada IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”) y los tiristores GTO (“Gate Turn-Off Thyristor”), entre otros.

En los siguientes apartados se detallan las características más importantes de cada uno de estos dispositivos.

2.2 Diodo de Potencia

Un diodo semiconductor es una estructura P-N que, dentro de sus límites de tensión y corriente, permite la circulación de corriente en un único sentido. Detalles de funcionamiento, generalmente despreciados para los diodos de señal, pueden ser significativos para componentes de mayor potencia, caracterizados por un área mayor (para permitir mayores corrientes) y mayor longitud (para soportar tensiones inversas más elevadas). La figura 2.1 muestra la estructura interna de un diodo de potencia.

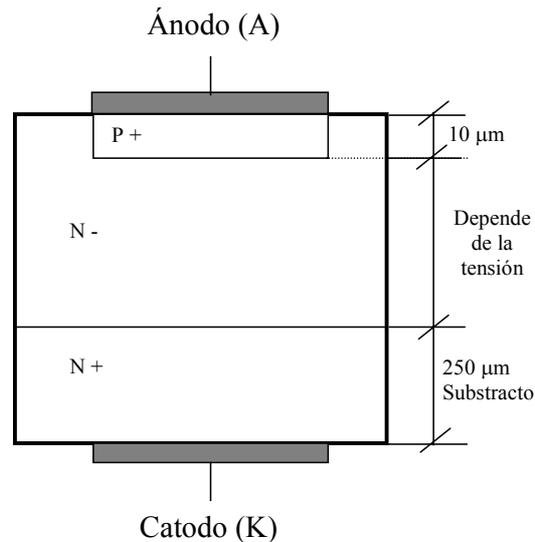


Figura 2.1. Estructura interna de un diodo de potencia

Como se puede observar en la figura anterior, el diodo está formado por una sola unión PN, aunque la estructura de un diodo de potencia es algo diferente a la de un diodo de señal, puesto que en este caso existe una región N intermedia con un bajo dopaje. El papel de esta región es permitir al componente soportar tensiones inversas más elevadas. Esta región de pequeña densidad de dopaje dará al diodo una significativa característica resistiva en polarización directa, la cual se vuelve más significativa cuanto mayor sea la tensión que ha de soportar el componente. Las capas que hacen los contactos externos son altamente dopadas, para obtener un contacto con características óhmicas y no del tipo semiconductor.

La figura siguiente muestra el símbolo y la característica estática corriente-tensión de un diodo de potencia.

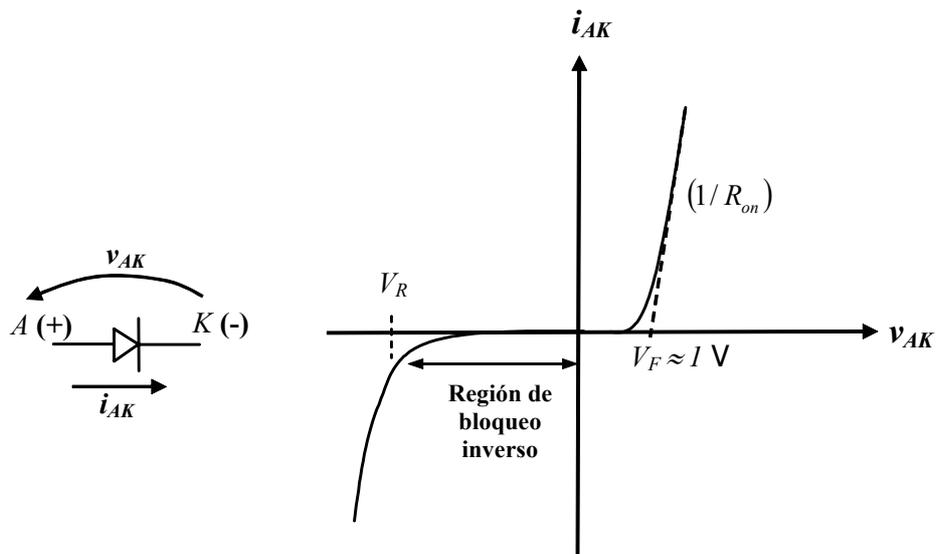


Figura 2.2. Símbolo y característica estática corriente-tensión de un diodo de potencia

La tensión V_F que se indica en la curva estática corriente-tensión se refiere a la caída de tensión cuando el diodo está conduciendo (polarización directa). Para diodos de potencia, esta tensión de caída en conducción directa oscila aproximadamente entre 1 y 2 Volts. Además, esta caída depende de la corriente que circule, teniéndose una característica corriente - tensión bastante lineal en la zona de conducción. Esta relación se conoce como la resistencia en conducción del diodo, abreviada por R_{on} y que se puede obtener como el inverso de la pendiente de la asíntota de la curva estática en la zona de polarización directa. La tensión V_R representa la tensión de ruptura del dispositivo (“Breakdown Voltage”) o, lo que es lo mismo, la máxima tensión inversa que puede soportar el diodo cuando éste está bloqueado (polarización inversa).

Un diodo de potencia puede soportar tensiones inversas elevadas. Si se supera el valor de tensión de ruptura especificado por el fabricante, el diodo puede llegar a destruirse por excesiva circulación de corriente inversa y en definitiva, por excesiva disipación de potencia. Los diodos de potencia pueden llegar a soportar tensiones de ruptura de kiloVolts (kV), y pueden conducir corrientes de kiloAmperes (kA). Evidentemente, el tamaño del diodo condiciona sus características eléctricas, llegándose a tener diodos con tamaños del orden de varios cm^2 .

Como ya se ha mencionado, los diodos son interruptores unidireccionales en los cuales no puede circular corriente en sentido contrario al de conducción. El único procedimiento de control consiste en invertir la tensión ánodo cátodo, no disponiendo de ningún terminal de control. En régimen transitorio cabe destacar dos fenómenos:

- 1) Recuperación Inversa: El paso de conducción a bloqueo no se efectúa instantáneamente. Cuando el diodo conduce una corriente I en polarización directa, la zona central de la unión está saturada de portadores mayoritarios, y aunque un circuito

externo fuerce la anulación de la corriente aplicándole una tensión inversa, cuando la corriente pasa por cero aún existe una cantidad de portadores que cambian su sentido de movimiento y permiten la conducción de una corriente inversa durante un tiempo, denominado tiempo de recuperación inverso (t_{rr}), tal como se muestra en la figura 2.3. Los parámetros definidos en el proceso de bloqueo dependen de la corriente directa, de la derivada de la corriente (di/dt) y de la tensión inversa aplicada. El tiempo de recuperación de un diodo normal es del orden de $10\ \mu\text{s}$, siendo el de los diodos rápidos del orden de algunos nanosegundos.

- 2) Recuperación Directa: Es otro fenómeno de retardo de menor importancia que el anterior, cuando el diodo pasa de bloqueo a conducción, y cuyo efecto se muestra también en la figura 2.3.

En el proceso de puesta en conducción, la respuesta del diodo es inicialmente de bloqueo a la corriente. Siendo esta respuesta quien provoca una sobre tensión V_{fp} , ocasionada por la modulación de la conductividad del diodo durante la inyección de portadores minoritarios. Así el diodo se asemeja a una resistencia donde su valor decrece con el tiempo. Esta resistencia equivalente está relacionada con la concentración de portadores minoritarios inyectados. Por tanto V_{fp} depende de la anchura y resistividad de la zona central del diodo.

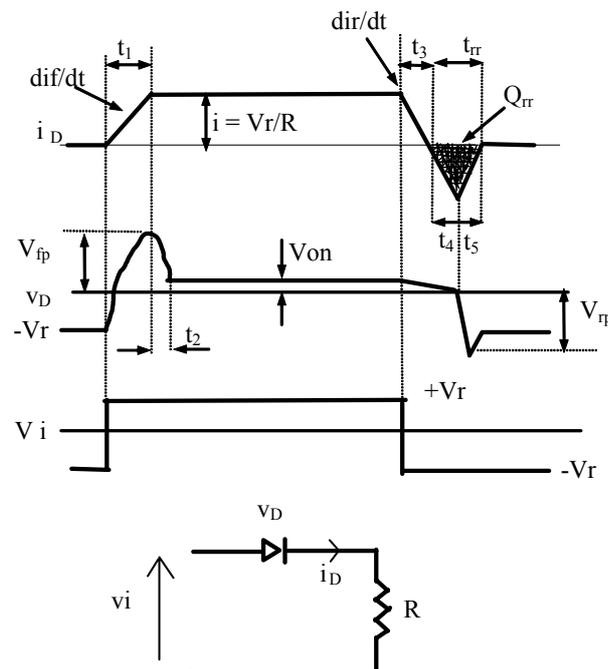


Figura 2.3. Conmutación de un diodo.

Dependiendo de las aplicaciones, existen varios tipos de diodos:

- Diodos Schottky: Se utilizan cuando se necesita una caída de tensión directa muy pequeña ($0,3\ \text{V}$ típicos) para circuitos con tensiones reducidas de salida. No soportan

tensiones inversas superiores a 50 – 100 V.

- Diodos de recuperación rápida: Son adecuados en circuitos de frecuencia elevada en combinación con interruptores controlables, donde se necesitan tiempos de recuperación pequeños. Para unos niveles de potencia de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos poseen un tiempo de recuperación inversas (t_{rr}) de pocos nanosegundos.
- Diodos rectificadores o de frecuencia de línea: La tensión en el estado de conducción (ON) de estos diodos es la más pequeña posible, y como consecuencia tienen un t_{rr} grande, el cual es únicamente aceptable en aplicaciones de la frecuencia de línea. Estos diodos son capaces de bloquear varios kilovoltios y conducir varios kiloamperios. Se pueden conectar en serie y/o paralelo para satisfacer cualquier rango de tensión o de corriente.

2.3 Tiristores

El nombre de Tiristor proviene de la palabra griega “ηθυρα”, que significa “una puerta”. El tiristor engloba una familia de dispositivos semiconductores que trabajan en conmutación, teniendo en común una estructura de cuatro capas semiconductoras en una secuencia P-N-P-N, la cual presenta un funcionamiento biestable (dos estados estables).

La conmutación desde el estado de bloqueo (“OFF”) al estado de conducción (“ON”) se realiza normalmente por una señal de control externa. La conmutación desde el estado “ON” al estado “OFF” se produce cuando la corriente por el tiristor es más pequeña que un determinado valor, denominada corriente de mantenimiento, (“holding current”), específica para cada tiristor.

Dentro de la familia de los tiristores podemos destacar los SCRs (tiristores unidireccionales) y TRIACs (tiristores bidireccionales).

2.3.1 SCR (Rectificador Controlado de Silicio)

De las siglas en inglés “Silicon Controlled Rectifier”, es el miembro más conocido de la familia de los tiristores. En general y por abuso del lenguaje es más frecuente hablar de tiristor que de SCR.

El SCR es uno de los dispositivos más antiguos que se conocen dentro de la Electrónica de Potencia (data de finales de los años 50). Además, continua siendo el dispositivo que tiene mayor capacidad para controlar potencia (es el dispositivo que permite soportar mayores tensiones inversas entre sus terminales y mayor circulación de corriente).

El SCR está formado por cuatro capas semiconductoras, alternadamente P-N-P-N,

teniendo 3 terminales: *ánodo (A)* y *cátodo (K)*, por los cuales circula la corriente principal, y la *puerta (G)* que, cuando se le inyecta una corriente, hace que se establezca una corriente en sentido ánodo-cátodo. La figura 2.4 ilustra una estructura simplificada del dispositivo.

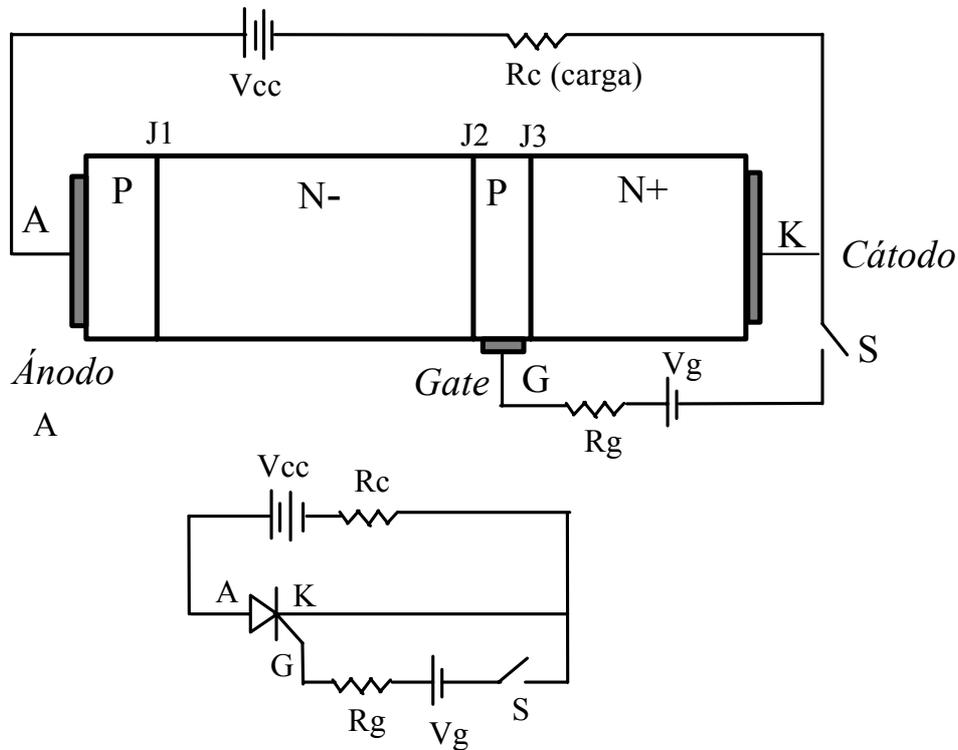


Figura 2.4. Estructura simplificada y símbolo del SCR

Si entre ánodo y cátodo tenemos una tensión positiva, las uniones J1 y J3 estarán directamente polarizadas, en cuanto que la unión J2 estará inversamente polarizada. No habrá conducción de corriente hasta que la tensión V_{AK} aumente hasta un valor que provoque la ruptura de la barrera de potencial en J2.

Si hay una tensión V_{GK} positiva, circulará una corriente a través de J3, con portadores negativos yendo del cátodo hacia la puerta. Por la propia construcción, la capa P donde se conecta la puerta es suficientemente estrecha para que parte de los electrones que atraviesen J3 tengan energía cinética suficiente para vencer la barrera de potencial existente en J2, siendo entonces atraídos por el ánodo.

De esta forma, en la unión inversamente polarizada, la diferencia de potencial disminuye y se establece una corriente entre ánodo y cátodo, que podrá persistir aún sin la corriente de puerta.

Cuando la tensión V_{AK} es negativa, J1 y J3 quedarán inversamente polarizadas, en cuanto que J2 quedará directamente polarizada. Teniendo en cuenta que la unión J3 está entre dos regiones altamente dopadas, no es capaz de bloquear tensiones elevadas, de modo que

cabe a la unión J1 mantener el estado de bloqueo del componente.

Existe una analogía entre el funcionamiento del tiristor y el de una asociación de dos transistores bipolares, conforme se muestra en la figura 2.5.

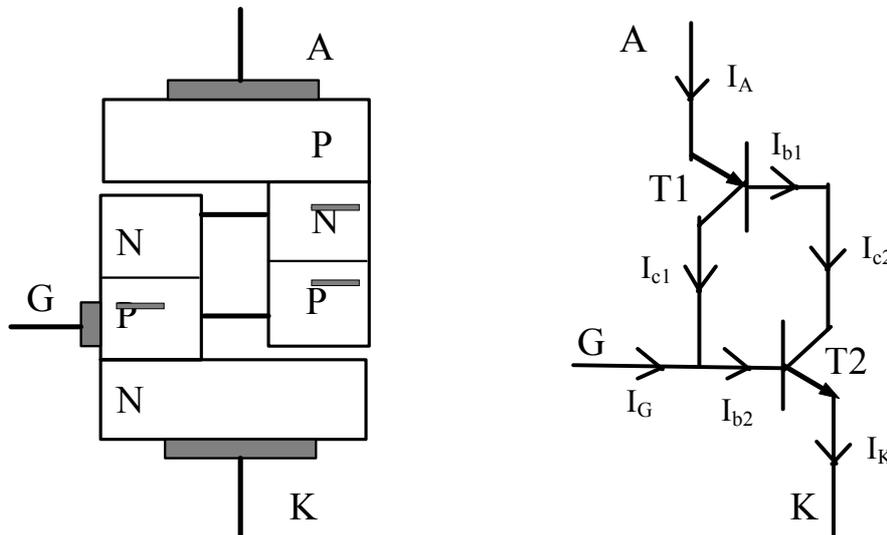


Figura 2.5. Estructura y esquema equivalente simplificado de un SCR

Cuando se aplica una corriente de puerta I_G positiva, I_{c2} e I_K aumentarán. Como $I_{c2} = I_{b1}$, T1 conducirá y tendremos $I_{b2} = I_{c1} + I_G$, que aumentará I_{c2} y así el dispositivo evolucionará hasta la saturación, aunque se elimine la corriente de puerta I_G . Tal efecto acumulativo ocurre si las ganancias de los transistores son mayores que 1. El componente se mantendrá en conducción desde que, después del proceso dinámico de entrada en conducción, la corriente del ánodo haya alcanzado un valor superior al límite I_L , llamada corriente de enclavamiento “latching current”.

Para que el SCR deje de conducir es necesario que su corriente caiga por debajo del valor mínimo de mantenimiento (I_H), permitiendo que se restablezca la barrera de potencial en J2. Para la conmutación del dispositivo no basta con aplicar una tensión negativa entre ánodo y cátodo. Dicha tensión inversa acelera el proceso de desconexión por dislocar en los sentidos adecuados los portadores en la estructura cristalina, pero ella sola no garantiza la desconexión.

Debido a las características constructivas del dispositivo, la aplicación de una polarización inversa del terminal de puerta no permite la conmutación del SCR. Este será un comportamiento de los GTOs, como se verá más adelante.

Características tensión-corriente

En la figura 2.6 podemos ver la característica estática de un SCR. En su estado de apagado o bloqueo (OFF), puede bloquear una tensión directa y no conducir corriente. Así, si

no hay señal aplicada a la puerta, permanecerá en bloqueo independientemente del signo de la tensión V_{AK} . El tiristor debe ser disparado o encendido al estado de conducción (ON) aplicando un pulso de corriente positiva en el terminal de puerta, durante un pequeño intervalo de tiempo, posibilitando que pase al estado de bloqueo directo. La caída de tensión directa en el estado de conducción (ON) es de pocos voltios (1-3 V).

Una vez que el SCR empieza a conducir, éste permanece en conducción (estado ON), aunque la corriente de puerta desaparezca, no pudiendo ser bloqueado por pulso de puerta. Únicamente cuando la corriente del ánodo tiende a ser negativa, o inferior a un valor umbral, por la influencia del circuito de potencia, el SCR pasará a estado de bloqueo.

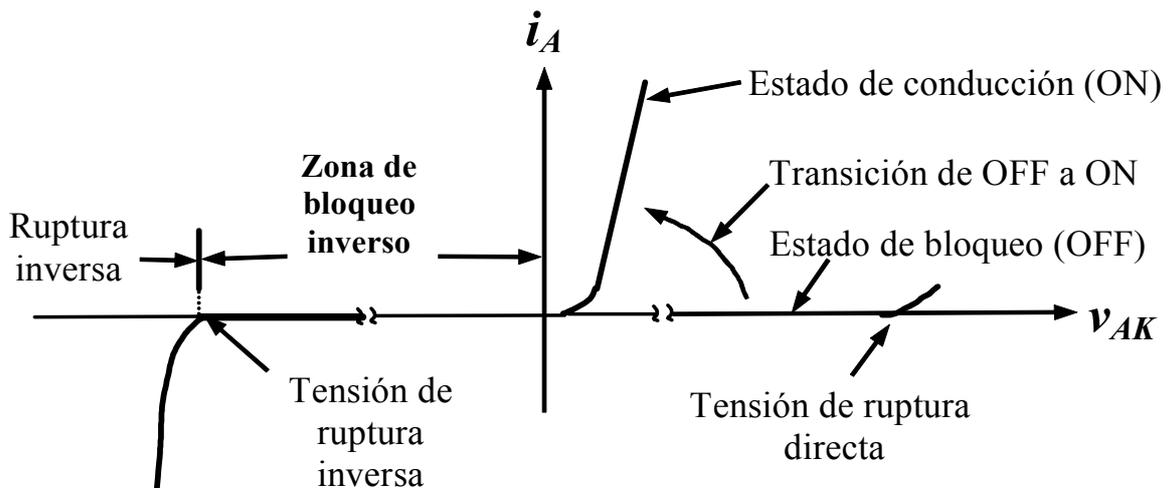


Figura 2.6. Característica principal de los SCRs

En régimen estático, dependiendo de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo podemos distinguir tres regiones de funcionamiento:

1. **Zona de bloqueo inverso ($v_{AK} < 0$):** Ésta condición corresponde al estado de no conducción en inversa, comportándose como un diodo.
2. **Zona de bloqueo directo ($v_{AK} > 0$ sin disparo):** El SCR se comporta como un circuito abierto hasta alcanzar la tensión de ruptura directa.
3. **Zona de conducción ($v_{AK} > 0$ con disparo):** El SCR se comporta como un interruptor cerrado, si una vez ha ocurrido el disparo, por el dispositivo circula una corriente superior a la de enclavamiento. Una vez en conducción, se mantendrá en dicho estado si el valor de la corriente ánodo cátodo es superior a la corriente de mantenimiento.

La figura 2.7 muestra las características corriente-tensión (I-V) del SCR y permite ver claramente cómo, dependiendo de la corriente de puerta (I_G), dichas características pueden variar.

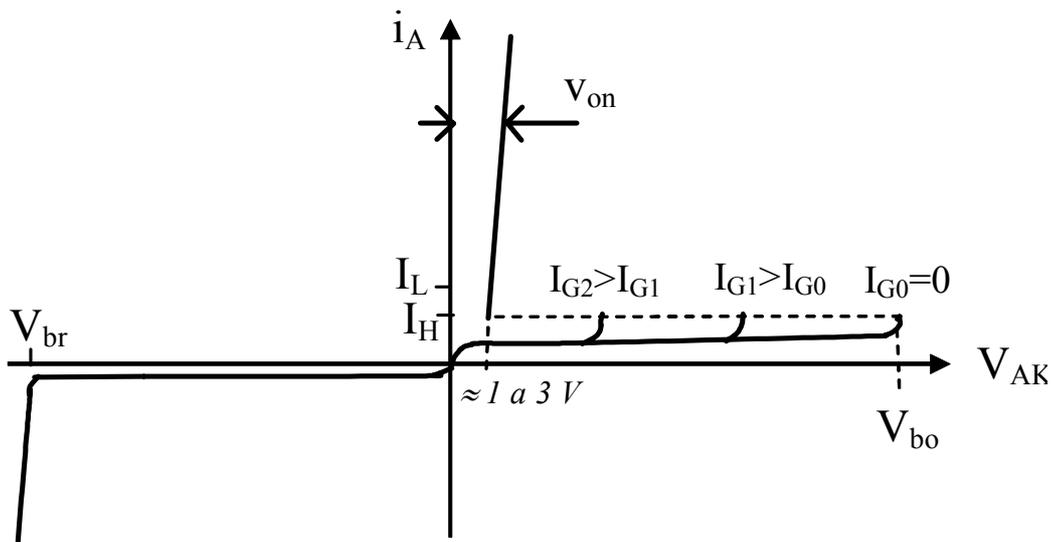


Figura 2.7. Característica I-V de un SCR en función de la corriente de puerta.

Activación o disparo y bloqueo de los SCR

Podemos considerar cinco maneras distintas de hacer que el SCR entre en conducción:

a) *Disparo por tensión excesiva*

Cuando está polarizado directamente, en el estado de bloqueo, la tensión de polarización se aplica sobre la unión J2 (ver figura 2.4). El aumento de la tensión V_{AK} lleva a una expansión de la región de transición tanto para el interior de la capa de la puerta como para la capa N adyacente. Aún sin corriente de puerta, por efecto térmico, siempre existirán cargas libres que penetren en la región de transición (en este caso, electrones), las cuales son aceleradas por el campo eléctrico presente en J2. Para valores elevados de tensión (y, por tanto, de campo eléctrico), es posible iniciar un proceso de avalancha, en el cual las cargas aceleradas, al chocar con átomos vecinos, provoquen la expulsión de nuevos portadores que reproducen el proceso. Tal fenómeno, desde el punto de vista del comportamiento del flujo de cargas por la unión J2, tiene el efecto similar al de una inyección de corriente por la puerta, de modo que, si al iniciar la circulación de corriente se alcanza el límite I_L , el dispositivo se mantendrá en conducción (ver figura 2.7).

b) *Disparo por impulso de puerta*

Siendo el disparo a través de la corriente de puerta la manera más usual de disparar el SCR, es importante el conocimiento de los límites máximos y mínimos para la tensión V_{GK} y la corriente I_G , como se muestra en la figura 2.8.

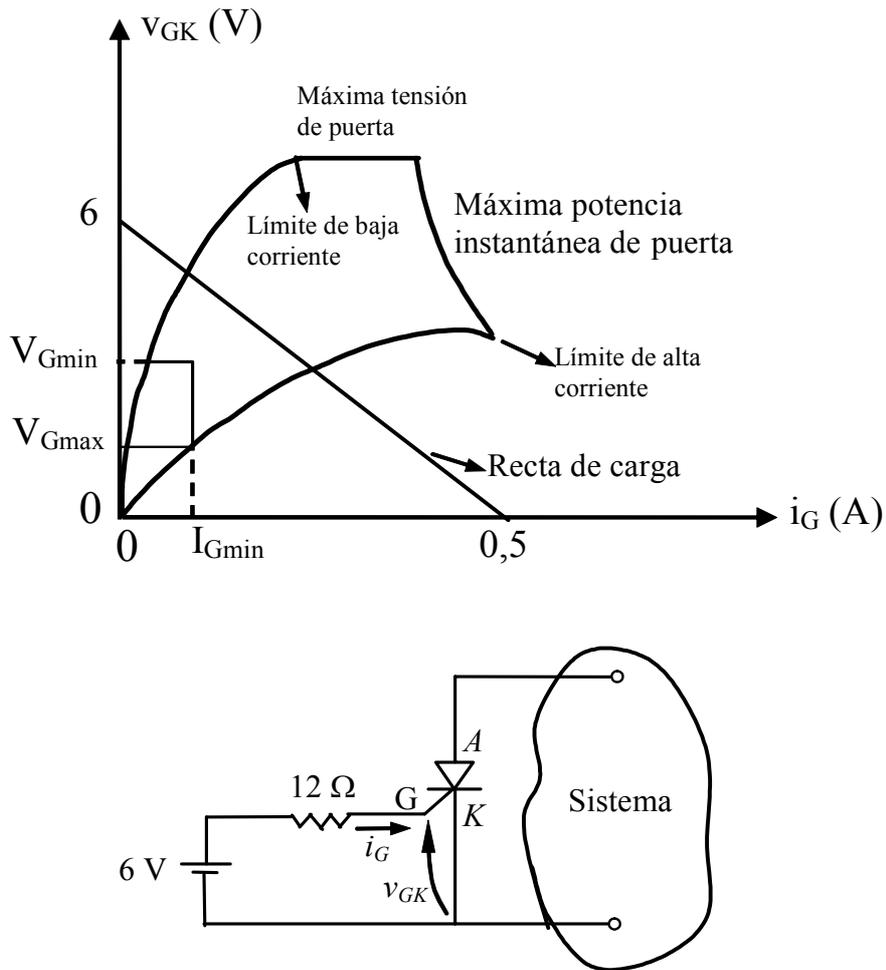


Figura 2.8. Curvas con las condiciones para disparo de un SCR a través de control de puerta y circuito de disparo reducido a su equivalente Thévenin.

El valor V_{Gmin} indica la mínima tensión de puerta que asegura la conducción de todos los componentes de un tipo determinado, para la mínima temperatura especificada.

El valor V_{Gmax} es la máxima tensión de puerta que asegura que ningún componente de un tipo determinado entrará en conducción, para la máxima temperatura de operación.

La corriente I_{Gmin} es la mínima corriente necesaria para asegurar la entrada en conducción de cualquier dispositivo de un cierto tipo, a la mínima temperatura.

El circuito de disparo puede reducirse a su equivalente Thevenin (ver figura 2.8) para determinar la recta de carga sobre las curvas características v_{GK} - i_G . Para el ejemplo de la figura 2.8, la recta de carga cortará los ejes en los puntos 6 V (tensión en vacío de corriente de disparo) y $6 \text{ V} / 12 \Omega = 0,5 \text{ A}$ (intensidad de cortocircuito). Para asegurar la operación correcta del componente, la recta de carga del circuito debe superar los límites V_{Gmin} y I_{Gmin} , sin exceder los demás límites (tensión, corriente y potencia máxima).

c) Disparo por derivada de tensión

Si a un SCR se le aplica un escalón de tensión positivo entre ánodo y cátodo con tiempo de subida muy corto, del orden de microsegundos, los portadores sufren un desplazamiento infinitesimal para hacer frente a la tensión exterior aplicada.

Como se comentó para el caso de disparo por tensión excesiva, si la intensidad de fugas alcanza el valor suficiente como para mantener el proceso regenerativo, el tiristor entrará en conducción estable y permanecerá así una vez pasado el escalón de tensión que lo disparó.

El valor de la derivada de tensión dv/dt depende de la tensión final y de la temperatura, tanto menor cuanto mayores son éstas.

d) Disparo por temperatura

A altas temperaturas, la corriente de fuga en una unión P-N inversamente polarizada aproximadamente se duplica con el aumento de 8° C. Así, el aumento de temperatura puede llevar a una corriente a través de J_2 suficiente para llevar el SCR al estado de conducción.

e) Disparo por luz

La acción combinada de la tensión ánodo-cátodo, temperatura y radiación electromagnética de longitud de onda apropiada puede provocar también la elevación de la corriente de fugas del dispositivo por encima del valor crítico y obligar al disparo.

Los tiristores diseñados para ser disparados por luz o tiristores fotosensibles LASCR (“Light Activated SCR”) suelen ser de pequeña potencia y permiten un aislamiento óptico entre el circuito de control y el circuito de potencia.

2.3.2 TRIAC

El TRIAC (“Triode of Alternating Current”) es un tiristor bidireccional de tres terminales. Permite el paso de corriente del terminal A1 al A2 y viceversa, y puede ser disparado con tensiones de puerta de ambos signos.

Cuando se trabaja con corriente alterna, es interesante poder controlar los dos sentidos de circulación de la corriente. Evidentemente, con un SCR, sólo podemos controlar el paso de corriente en un sentido. Por tanto uno de los motivos por el cual los fabricantes de semiconductores han diseñado el TRIAC ha sido para evitar este inconveniente. El primer TRIAC fue inventado a finales de los años 60. Simplificando su funcionamiento, podemos decir que un TRIAC se comporta como dos SCR en antiparalelo (tiristor bidireccional). De esta forma, tenemos control en ambos sentidos de la circulación de corriente. La figura 2.9 muestra el esquema equivalente de un TRIAC.

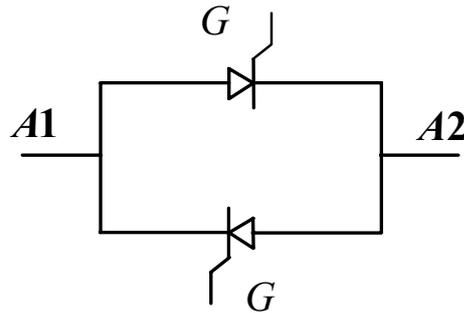


Figura 2.9. Esquema equivalente de un TRIAC.

La figura 2.10 muestra el símbolo utilizado para representar el TRIAC, así como su estructura interna en dos dimensiones. Como se ha mencionado, el TRIAC permite la conducción de corriente de ánodo a cátodo y viceversa, de ahí que los terminales no se denominen ánodo y cátodo, sino simplemente ánodo 1 (A1) y ánodo 2 (A2). En algunos textos dichos terminales se denominan MT1 y MT2.

Como en el caso del SCR, tenemos un terminal de control denominado puerta que nos permite la puesta en conducción del dispositivo en ambos sentidos de circulación. Si bien el TRIAC tiene varios mecanismos de encendido (con corrientes positivas y negativas), lo más usual es inyectar corriente por la puerta en un sentido para provocar la puesta en conducción.

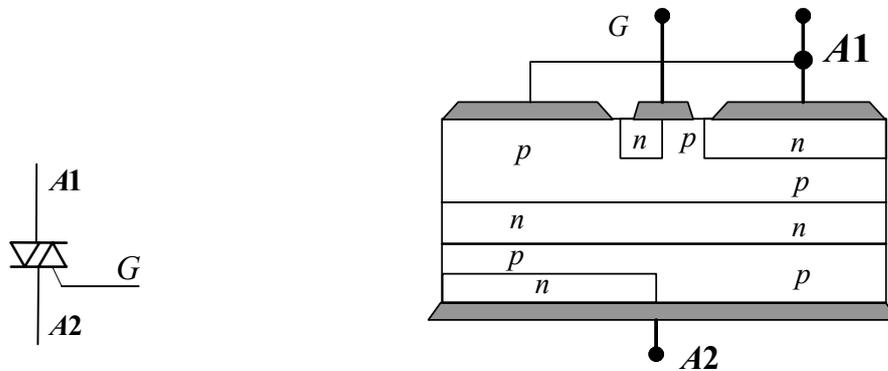


Figura 2.10. Símbolo y estructura interna de un TRIAC

La figura 2.11 muestra la característica estática I-V del TRIAC. Se puede observar que presenta estado de conducción tanto para i_A positiva como negativa, y puede ser disparada desde el estado de corte al de conducción tanto para v_{A1A2} positiva como negativa. Además, la corriente de puerta que fuerza la transición del estado de corte al de conducción puede ser tanto positiva como negativa. En general, las tensiones y corrientes necesarias para producir la transición del TRIAC son diferentes según las polaridades de las tensiones aplicadas.

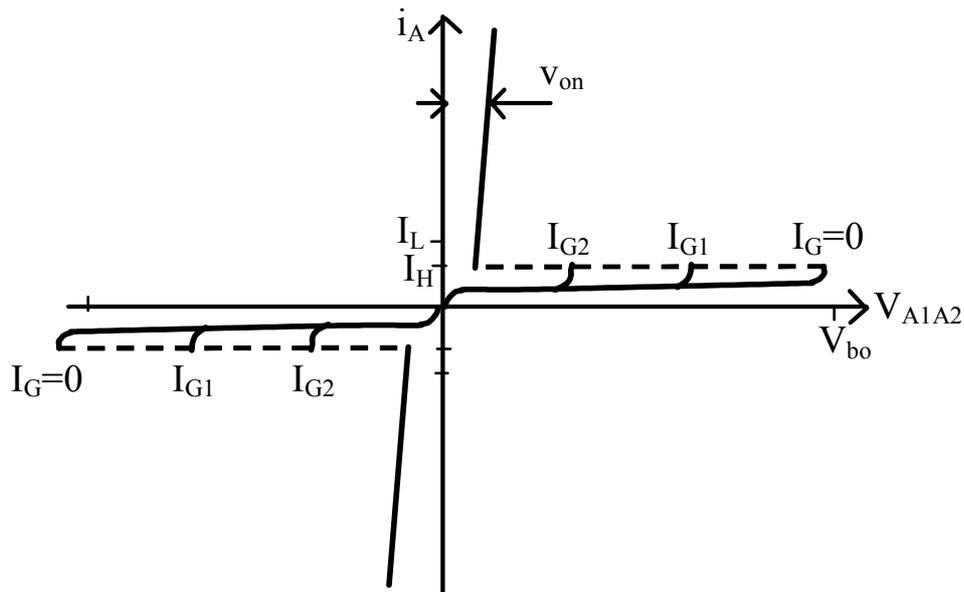


Figura 2.11. Características I-V del TRIAC

Una de las ventajas de este dispositivo es que es muy compacto, requiriendo únicamente un único circuito de control, dado que sólo dispone de un terminal de puerta. Sin embargo, tal y como está fabricado, es un dispositivo con una capacidad de control de potencia muy reducida. En general está pensado para aplicaciones de pequeña potencia, con tensiones que no superan los 1000V y corrientes máximas de 15A. Es usual el empleo de TRIACs en la fabricación de electrodomésticos con control electrónico de velocidad de motores y aplicaciones de iluminación, con potencias que no superan los 15kW. La frecuencia máxima a la que pueden trabajar es también reducida, normalmente los 50-60Hz de la red monofásica.

2.3.3 GTO (“Gate Turn-Off Thyristor”)

A pesar de que el GTO fue inventado en el inicio de la década de los años 60, ha sido poco empleado debido a sus reducidas prestaciones. Con el avance de la tecnología en el desarrollo de dispositivos semiconductores, se han encontrado nuevas soluciones para mejorar tales componentes que hacen que hoy ocupen una franja significativa dentro de la electrónica de potencia, especialmente en aquellas aplicaciones de elevada potencia, con dispositivos que alcanzan los 5000 V y los 4000 A.

Como se ha visto en los apartados anteriores, uno de los inconvenientes de los tiristores tipo SCR o TRIAC es que no tenemos control externo por parte del usuario del paso de conducción a bloqueo. Para aquellas aplicaciones en las que nos interese poder bloquear un interruptor de potencia en cualquier instante es necesario utilizar otro tipo de semiconductores diferentes a los SCRs o TRIACs.

El GTO es un tiristor con capacidad externa de bloqueo. La puerta permite controlar las dos transiciones: paso de bloqueo a conducción y viceversa. El símbolo utilizado para el GTO se muestra en la siguiente figura (Fig. 2.12), así como su estructura interna en dos dimensiones.

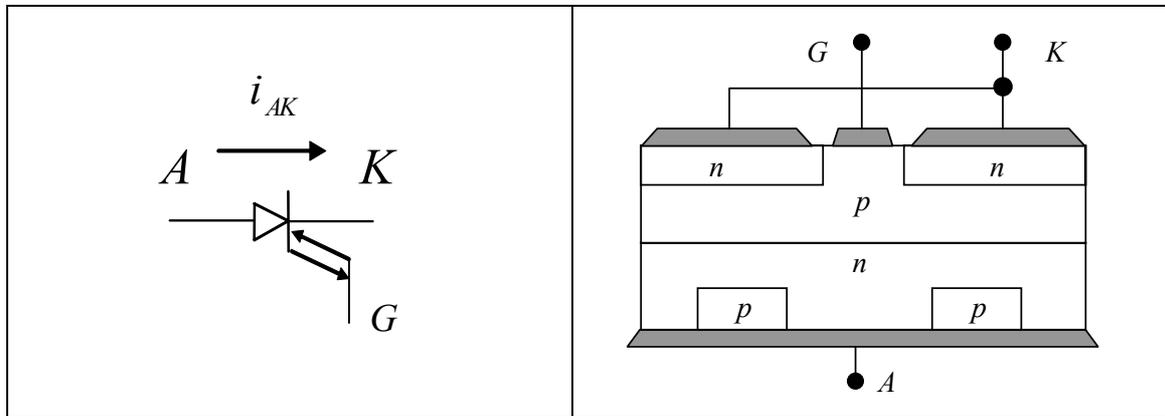


Figura 2.12. Símbolo y estructura interna de un GTO.

Principio de funcionamiento

El GTO tiene una estructura de 4 capas, típica de los componentes de la familia de los tiristores. Su característica principal es su capacidad de entrar en conducción y bloquearse a través de señales adecuadas en el terminal de puerta G.

El mecanismo de disparo es parecido al del SCR: suponiendo que está directamente polarizado, cuando se le inyecta corriente a la puerta, circula corriente entre puerta y cátodo. Como la capa de la puerta es suficientemente fina, gran parte de los portadores se mueven hasta la capa N adyacente, atravesando la barrera de potencial y siendo atraídos por el potencial del ánodo, dando inicio a la corriente anódica. Si ésta corriente se mantiene por encima de la corriente de mantenimiento, el dispositivo no necesita de la señal de puerta para mantenerse en conducción.

La figura 2.13 muestra una representación simplificada de los procesos de entrada y salida de conducción del GTO.

La aplicación de una polarización inversa en la unión puerta-cátodo puede llevar a la apertura o bloqueo del GTO. Portadores libres (agujeros) presentes en las capas centrales del dispositivo son atraídas por la puerta, haciendo que sea posible el restablecimiento de la barrera de potencial en la unión J2.

Aparentemente tal comportamiento también sería posible en el SCR. Pero, en realidad,

las diferencias están en el nivel de construcción del componente. El funcionamiento como GTO depende, por ejemplo, de factores como:

- Facilidad de extracción de portadores por el terminal de puerta – esto es posible debido al uso de impurezas con alta movilidad.
- Rápida desaparición de portadores en las capas centrales – uso de impurezas con bajo tiempo de recombinación. Esto indica que un GTO tiene una mayor caída de tensión en conducción, comparado a un SCR de dimensiones iguales.
- Soportar tensión inversa en la unión puerta-cátodo, sin entrar en avalancha – menor dopado en la región del cátodo.
- Absorción de portadores de toda la superficie conductora – región de puerta-cátodo con gran área de contacto.

Al contrario del SCR, un GTO puede no tener la capacidad de bloquear tensiones inversas.

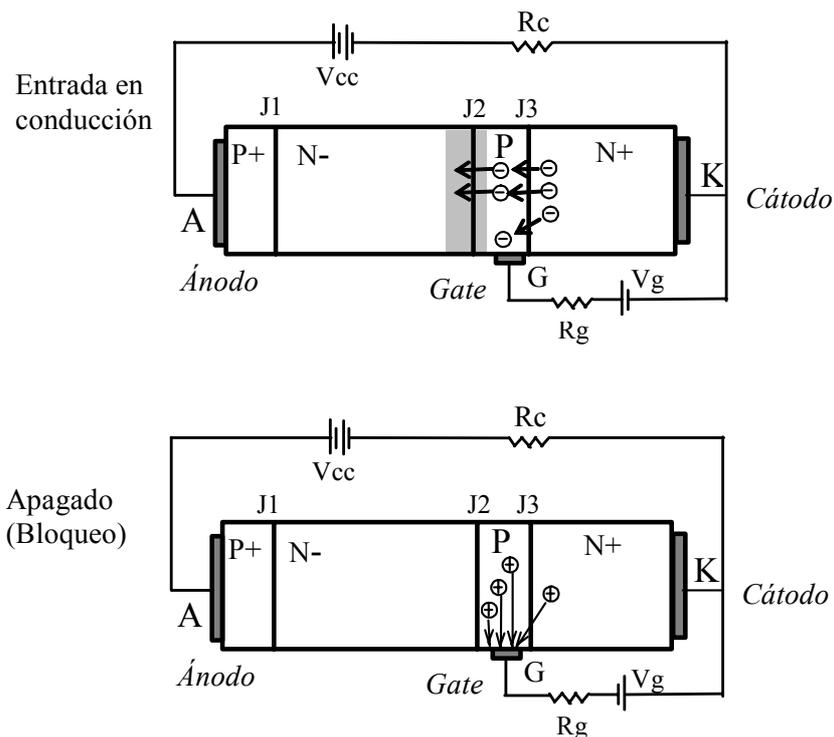


Figura 2.13. Proceso de conmutación (apertura y cierre) del GTO.

La figura siguiente (Fig. 2.14) muestra las características estáticas (corriente – tensión) del GTO.

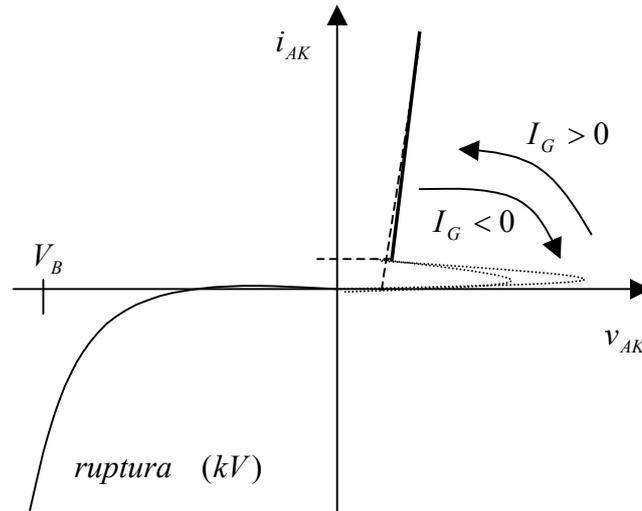


Figura 2.14. Característica estática ($I-V$) de un GTO.

Si la corriente por la puerta es positiva, el semiconductor pasará del estado “OFF” al estado “ON”. Por el contrario, si la corriente por la puerta es negativa, el semiconductor dejará de conducir, pasando del estado de “ON” a “OFF”.

Con ello se tiene un control total del estado del semiconductor en cualquier momento. Nótese que al tratarse de un tiristor, la corriente sólo puede circular de ánodo a cátodo, pero no en sentido contrario. Evidentemente, este dispositivo es más caro que un SCR y además el rango de tensiones y corrientes es más pequeño que en el caso de los SCR. En general se suelen llegar a potencias entorno a los 500kW como máximo. La tensión ánodo-cátodo en conducción directa también es más elevada que para los tiristores convencionales.

2.4 Transistores

En Electrónica de Potencia, los transistores generalmente son utilizados como interruptores. Los circuitos de excitación (disparo) de los transistores se diseñan para que éstos trabajen en la zona de saturación (conducción) o en la zona de corte (bloqueo). Esto difiere de lo que ocurre con otras aplicaciones de los transistores, como por ejemplo, un circuito amplificador, en el que el transistor trabaja en la zona activa o lineal.

Los transistores tienen la ventaja de que son totalmente controlados, mientras que, por ejemplo, el SCR o el TRIAC sólo dispone de control de la puesta en conducción. Los tipos de transistores utilizados en los circuitos electrónicos de potencia incluyen los transistores BJT, los MOSFET y dispositivos híbridos, como por ejemplo, los transistores de unión bipolar de puerta aislada (IGBT). A continuación veremos cada uno de ellos.

2.4.1. Transistor Bipolar de Potencia (TBP)

Más conocidos como BJTs (“Bipolar Junction Transistors”), básicamente se trata de interruptores de potencia controlados por corriente. Como el lector recordará existen dos tipos fundamentales, los “*npn*” y los “*pnp*”, si bien en Electrónica de Potencia los más usuales y utilizados son los primeros. La figura 2.15 muestra un recordatorio de los símbolos empleados para representar los transistores bipolares.

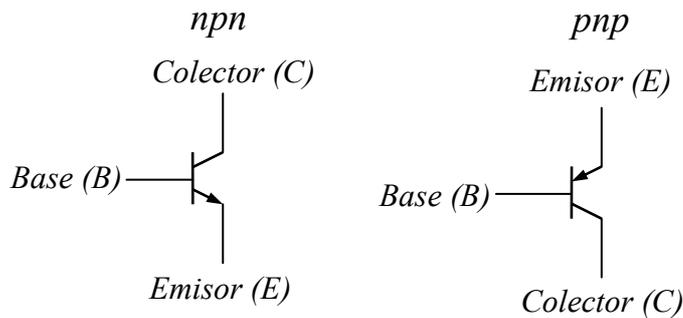


Figura 2.15. Símbolos de los transistores bipolares *npn* y *pnp*.

Principio de funcionamiento y estructura

La figura 2.16 muestra la estructura básica de un transistor bipolar *npn*. La operación normal de un transistor se hace con la unión J1 (B-E) directamente polarizada, y con J2 (B-C) inversamente polarizada.

En el caso de un transistor *npn*, los electrones son atraídos del emisor por el potencial positivo de la base. Esta capa central es suficientemente fina para que la mayor parte de los portadores tenga energía cinética suficiente para atravesarla, llegando a la región de transición de J2, siendo entonces atraídos por el potencial positivo del colector.

El control de V_{be} determina la corriente de base, I_b , que, a su vez, se relaciona con I_c por la ganancia de corriente del dispositivo.

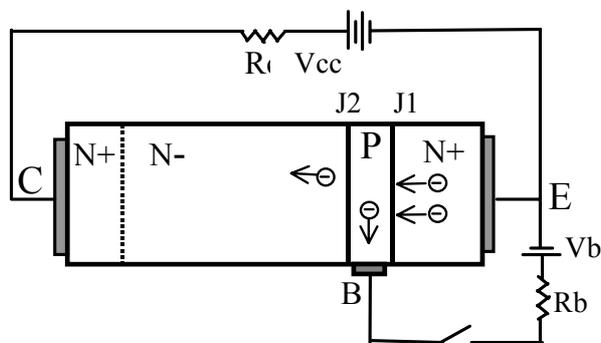


Figura 2.16. Estructura básica del transistor bipolar

En la realidad, la estructura interna de los transistores bipolares de potencia (TBP) es diferente. Para soportar tensiones elevadas, existe una capa intermediaria del colector, con baja concentración de impurezas (bajo dopado), la cual define la tensión de bloqueo del componente.

La figura 2.17 muestra una estructura típica de un transistor bipolar de potencia. Los bordes redondeados de la región de emisor permiten una homogeneización del campo eléctrico, necesaria para el mantenimiento de polarizaciones inversas débiles entre base y emisor. El TBP no soporta tensiones en el sentido opuesto porque la elevada concentración de impurezas (elevado dopado) del emisor provoca la ruptura de J1 en bajas tensiones (5 a 20 V).

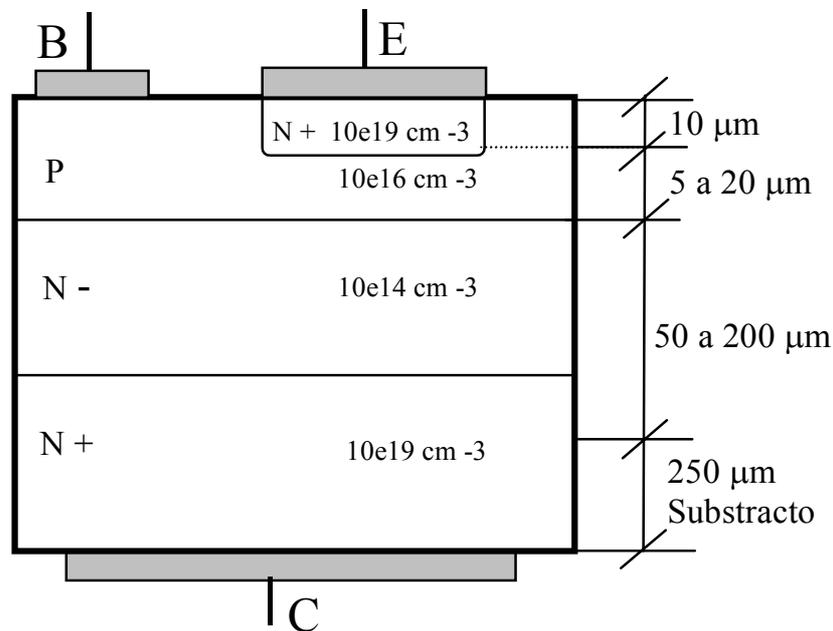


Figura 2.17. Estructura interna de un TBP tipo NPN

La preferencia en utilizar TBP tipo NPN se debe a las menores pérdidas con relación a los PNP, lo cual es debido a la mayor movilidad de los electrones con relación a los agujeros, reduciendo, principalmente, los tiempos de conmutación del componente.

Características estáticas

Los transistores bipolares son fáciles de controlar por el terminal de base, aunque el circuito de control consume más energía que el de los SCR. Su principal ventaja es la baja caída de tensión en saturación. Como inconvenientes destacaremos su poca ganancia con v/i grandes, el tiempo de almacenamiento y el fenómeno de avalancha secundaria.

El transistor, fundamentalmente, puede trabajar en tres zonas de funcionamiento bien diferenciadas, en función de la tensión que soporta y la corriente de base inyectada:

- *Corte*: no se inyecta corriente a la base del transistor. Éste se comporta como un interruptor abierto, que no permite la circulación de corriente entre colector y emisor. Por tanto, en ésta zona de funcionamiento el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones en polarización inversa.

- *Activa*: se inyecta corriente a la base del transistor, y éste soporta una determinada tensión entre colector y emisor. La corriente de colector es proporcional a la corriente de base, con una constante de proporcionalidad denominada ganancia del transistor, típicamente representada por las siglas β_F o h_F . Por tanto, en la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante la ganancia y el voltaje v_{CE} disminuye con la corriente de base: la unión CB tiene polarización inversa y la BE directa.

- *Saturación*: se inyecta suficiente corriente a la base para disminuir la v_{CE} y conseguir que el transistor se comporte como un interruptor cuasi ideal. La tensión que soporta entre sus terminales es muy pequeña y depende del transistor. En éste caso ambas uniones están polarizadas directamente. Se suele hablar de la tensión colector-emisor en saturación.

La figura 2.18 muestra la característica estática de un transistor bipolar *npn*. Tal como se muestra en su característica V-I, una corriente de base suficientemente grande $I_B > I_C/\beta$ (dependiendo de la I de colector) llevará al componente a la plena conducción. En el estado de conducción (saturación) la tensión $v_{CE(sat)}$ está normalmente entre 1-2 V.

La característica de transferencia se muestra en la figura 2.19.

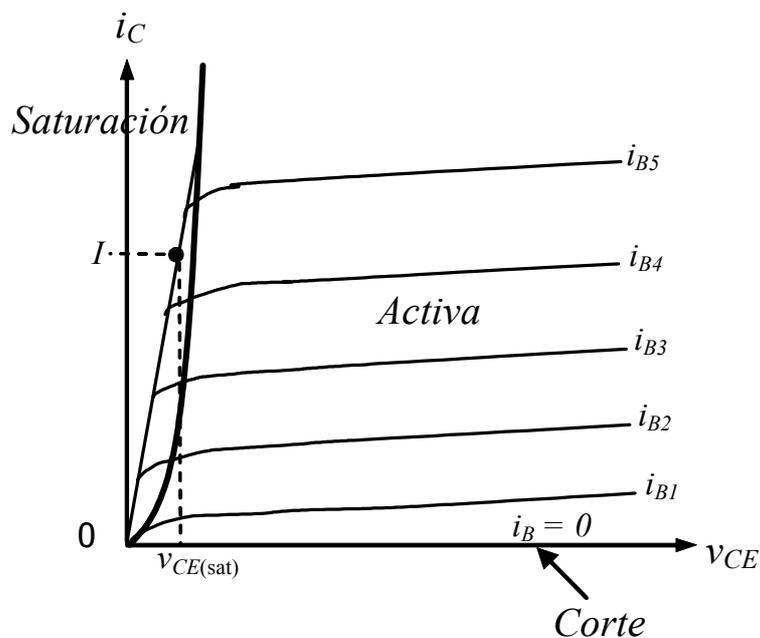


Figura 2.18. Características V-I de los transistores bipolares

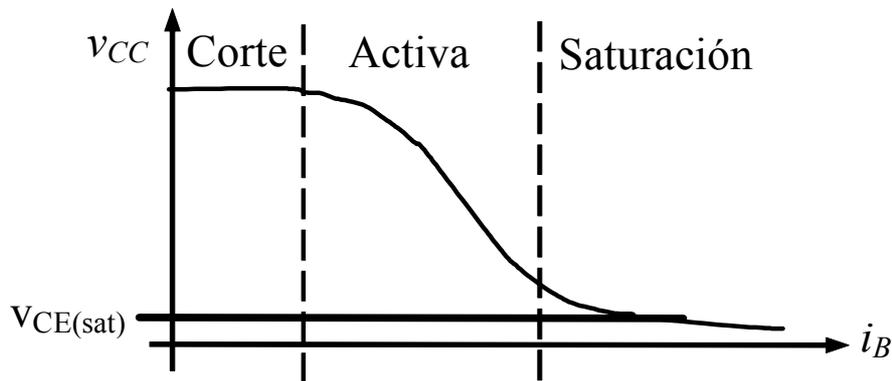


Figura 2.19. Características de transferencia en un transistor bipolar

En Electrónica de Potencia, obviamente, interesa trabajar en la zona de corte y en la zona de saturación, dado que en la zona activa se disipa mucha potencia y en consecuencia el rendimiento del sistema puede llegar a ser muy pequeño. Además téngase en cuenta que dado que en Electrónica de Potencia se trabaja con tensiones y corrientes elevadas, esa disipación de potencia debe evacuarse de algún modo, o de lo contrario podemos llegar a destruir el semiconductor por una excesiva temperatura en su interior.

Las diferencias básicas entre los transistores bipolares de señal y los de potencia son bastante significativas. En primer lugar, la tensión colector-emisor en saturación suele estar entre 1 y 2 Volts, a diferencia de los 0,2-0,3 Volts de caída en un transistor de señal.

Conexión Darlington

Otra diferencia importante es que la ganancia de un transistor de potencia elevada suele ser bastante pequeña. Ello conlleva que debido a las grandes corrientes de colector que se deben manejar, la corriente por la base debe ser también elevada, complicando el circuito de control de base del transistor. Para transistores de señal se suelen obtener valores de ganancia entorno a 200, mientras que para transistores de potencia es difícil llegar a obtener valores de ganancia de 50. Si por ejemplo un TBP con $\beta = 20$ va a conducir una corriente de colector de 60 A, la corriente de base tendría que ser mayor que 3 A para saturar el transistor. El circuito de excitación (“driver”) que proporciona esta alta corriente de base es un circuito de potencia importante por sí mismo.

Para evitar esta problemática se suelen utilizar transistores de potencia en configuraciones tipo Darlington, donde se conectan varios transistores de una forma estratégica para aumentar la ganancia total del transistor. Ésta configuración se muestra en la figura 2.20.

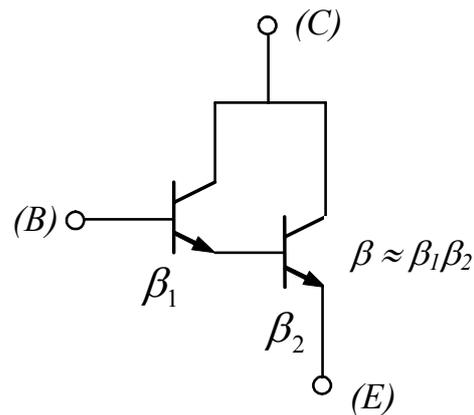


Figura 2.20. Conexión Darlington

Las principales características de esta configuración son:

- Ganancia de corriente $\beta = \beta_1 \cdot (\beta_2 + 1) + \beta_2$
- T2 no satura, pues su unión B-C está siempre inversamente polarizada
- Tanto el disparo como el bloqueo son secuenciales. En el disparo, T1 entra en conducción primero, dándole a T2 una corriente de base. En el bloqueo (apagado), T1 debe conmutar antes, interrumpiendo la corriente de base de T2.

Debido a que la ganancia de corriente efectiva de la combinación o conexión es, aproximadamente, igual al producto de las ganancias individuales ($\beta = \beta_1 \cdot (\beta_2 + 1) + \beta_2$), se puede, por tanto, reducir la corriente extraída del circuito de excitación (driver). La configuración Darlington puede construirse a partir de dos transistores discretos o puede obtenerse como un solo dispositivo integrado.

En general los transistores bipolares se utilizan para potencias medias, y frecuencias de trabajo medias (hasta unos 40 kHz). La ventaja de este tipo de interruptores es que su caída de tensión en conducción es bastante constante, si bien el precio que se paga es la complejidad del circuito de control, ya que es un semiconductor controlado por corriente. Este tipo de transistores, a diferencia de los que se verán en los siguientes apartados, suelen ser bastante económicos.

2.4.2. MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors)

Así como podemos decir que el transistor bipolar se controla por corriente, los MOSFET son transistores controlados por tensión. Ello se debe al aislamiento (óxido de Silicio) de la puerta respecto al resto del dispositivo. Existen dos tipos básicos de MOSFET, los de canal n y los de canal p , si bien en Electrónica de Potencia los más comunes son los primeros, por presentar menores pérdidas y mayor velocidad de conmutación, debido a la mayor movilidad de los electrones con relación a los agujeros.

La figura 2.21 muestra un recordatorio de los símbolos utilizados para estos dispositivos.

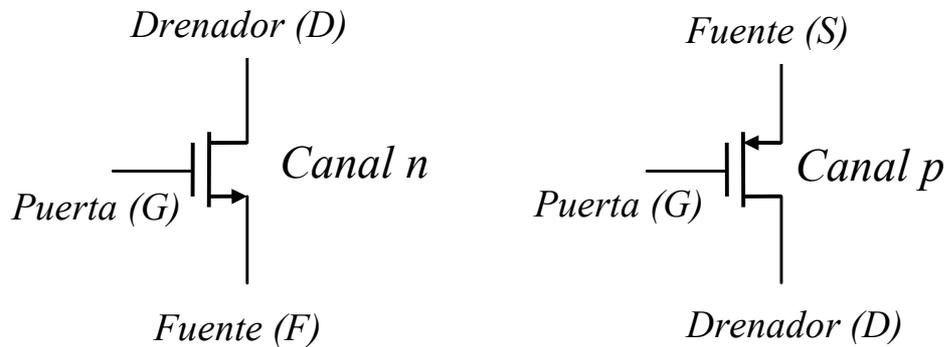


Figura 2.21. Símbolos de los transistor MOSFET de canal n y canal p.

Si bien el TBP fue inventado a finales de los años 40, ya en 1925 fue registrada una patente que se refería a un método y un dispositivo para controlar el flujo de una corriente eléctrica entre dos terminales de un sólido conductor. Así mismo, tal patente, que se puede considerar como la precursora de los Transistores de Efecto de Campo, no redundó en un componente práctico, puesto que entonces no había tecnología que permitiese la construcción de los dispositivos. Esto se modificó en los años 60, cuando surgieron los primeros FETs, pero aún con limitaciones importantes con respecto a las características de conmutación. En los años 80, con la tecnología MOS, fue posible construir dispositivos capaces de conmutar valores significativos de corriente y tensión, con velocidad superior al que se obtenía con los bipolares.

Principio de funcionamiento y estructura

El terminal de puerta G (Gate) está aislado del semiconductor por óxido de silicio (SiO_2). La unión PN define un diodo entre la Fuente S (Source) y el Drenador D (Drain), el cual conduce cuando $V_{DS} < 0$. El funcionamiento como transistor ocurre cuando $V_{DS} > 0$. La figura 2.22 muestra la estructura básica del transistor.

Cuando una tensión $V_{GS} > 0$ es aplicada, el potencial positivo en la puerta repele los agujeros en la región P, dejando una carga negativa, pero sin portadores libres. Cuando esta tensión alcanza un cierto valor umbral (V_T), electrones libres (generados principalmente por efecto térmico) presentes en la región P son atraídos y forman un canal N dentro de la región P, por el cual se hace posible la circulación de corriente entre D y S. Aumentando V_{GS} , más portadores son atraídos, ampliando el canal, reduciendo su resistencia (R_{DS}), permitiendo el aumento de I_D . Este comportamiento caracteriza la llamada “región óhmica”.

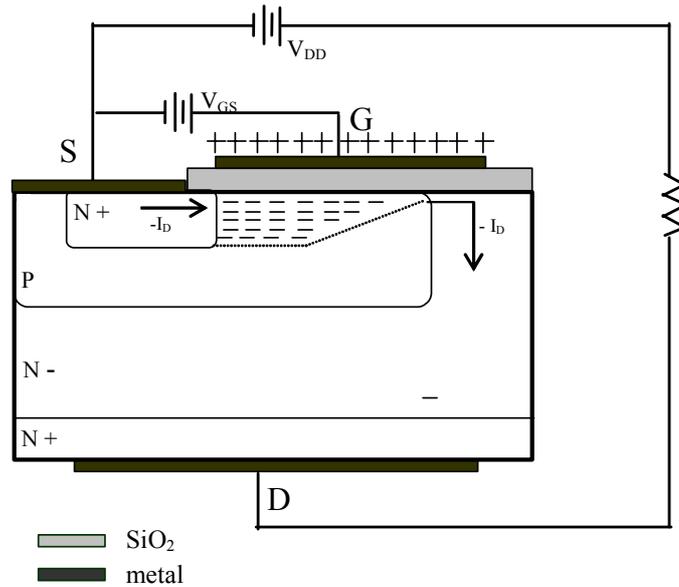


Figura 2.22. Estructura básica del transistor MOSFET

La circulación de I_D por el canal produce una caída de tensión que produce un “*efecto embudo*”, o sea, el canal es más ancho en la frontera con la región N+ que cuando se conecta a la región N-. Un aumento de I_D lleva a una mayor caída de tensión en el canal y a un mayor “*efecto embudo*”, lo que conduciría a su colapso y a la extinción de la corriente. Obviamente el fenómeno tiende a un punto de equilibrio, en el cual la corriente I_D se mantiene constante para cualquier V_{DS} , caracterizando una región activa o de saturación del MOSFET. La figura 2.23 muestra la característica estática del MOSFET de potencia.

Una pequeña corriente de puerta es necesaria apenas para cargar y descargar las capacidades de entrada del transistor. La resistencia de entrada es del orden de 10^{12} Ohms.

De forma análoga a los bipolares, tenemos fundamentalmente tres zonas de trabajo bien diferenciadas:

- *Corte*: La tensión entre la puerta y la fuente es más pequeña que una determinada tensión umbral (V_T), con lo que el dispositivo se comporta como un interruptor abierto.
- *Óhmica*: Si la tensión entre la puerta y la fuente (o surtidor) es suficientemente grande y la tensión entre el drenador y la fuente es pequeña, el transistor se comporta como un interruptor cerrado, modelado por una resistencia, denominada R_{ON} .
- *Saturación*: Si el transistor está cerrado pero soporta una tensión drenador-surtidor elevada, éste se comporta como una fuente de corriente constante, controlada por la tensión entre la puerta y el surtidor. La disipación de potencia en este caso puede ser elevada dado que el producto tensión-corriente es alto.

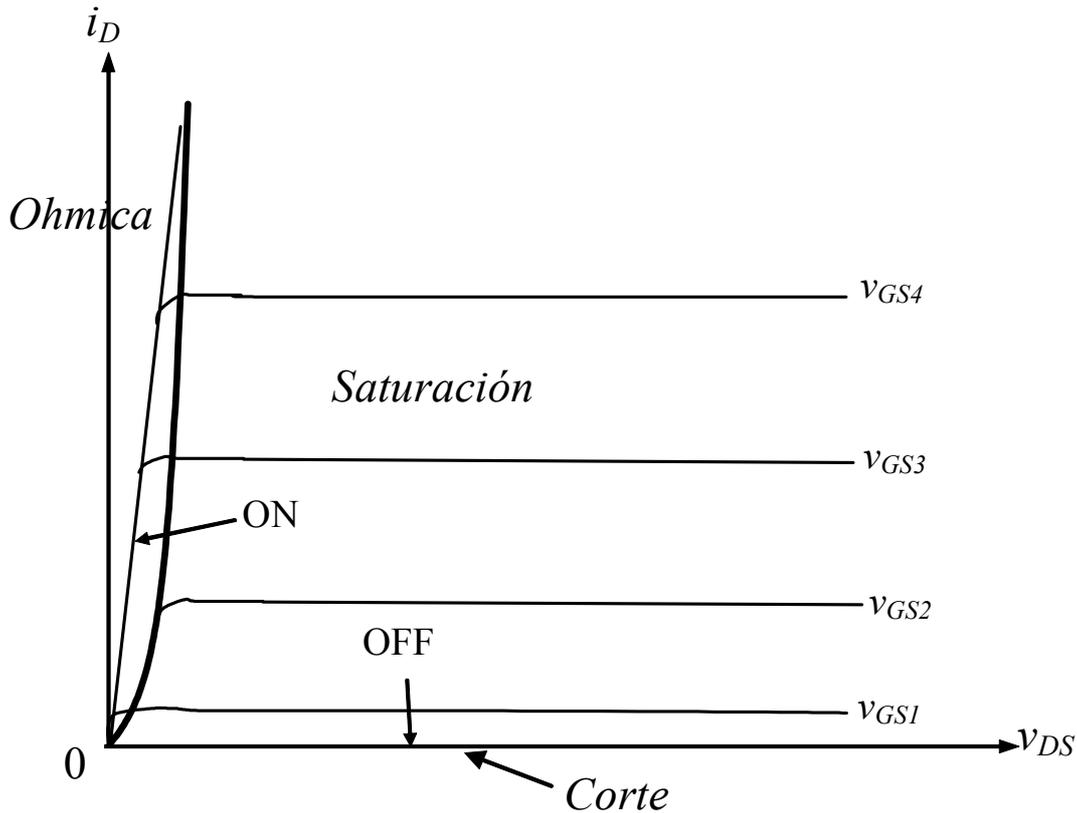


Figura 2.23. Característica estática del transistor MOSFET canal n

Obviamente, en Electrónica de Potencia nos interesa que un MOSFET trabaje en corte o en óhmica (interruptor abierto o cerrado). Atención con los nombres de las zonas de trabajo, que pueda causar confusión al lector cuando se habla de un bipolar y de un MOSFET. Observar que la zona de saturación de un BJT corresponde a la zona Óhmica del MOSFET y que la zona de saturación de éste corresponde a la zona activa del BJT.

Uno de los inconvenientes de los transistores MOSFET es que la potencia que pueden manejar es bastante reducida. Para grandes potencias es inviable el uso de estos dispositivos, en general, por la limitación de tensión. Sin embargo, son los transistores más rápidos que existen, con lo cual se utilizan en aplicaciones donde es necesario altas velocidades de conmutación (se pueden llegar a tener aplicaciones que trabajan a 1MHz, algo impensable para los bipolares).

Otro de los inconvenientes de este tipo de transistores es que la resistencia en conducción R_{ON} varía mucho con la temperatura y con la corriente que circula, con lo que no se tiene un comportamiento de interruptor casi ideal como en el caso de los bipolares. Sin embargo, su ventaja más relevante es la facilidad de control gracias al aislamiento de la puerta. El consumo de corriente de puerta es pequeño y se simplifica el diseño del circuito de disparo (driver) y control correspondiente.

Para evitar los inconvenientes del MOSFET y del bipolar y aprovechar las ventajas de ambos, los fabricantes han introducido un dispositivo nuevo, denominado IGBT que se describe en el siguiente apartado.

2.4.3. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

El transistor IGBT, de las siglas en inglés “Isolated Gate Bipolar Transistor”, es un dispositivo híbrido, que aprovecha las ventajas de los transistores descritos en los apartados anteriores, o sea, el IGBT reúne la facilidad de disparo de los MOSFET con las pequeñas pérdidas en conducción de los BJT de potencia. La puerta está aislada del dispositivo, con lo que se tiene un control por tensión relativamente sencillo. Entre el colector y el emisor se tiene un comportamiento tipo bipolar, con lo que el interruptor es muy cercano a lo ideal. La figura 2.24 muestra la simbología para este tipo de transistores.

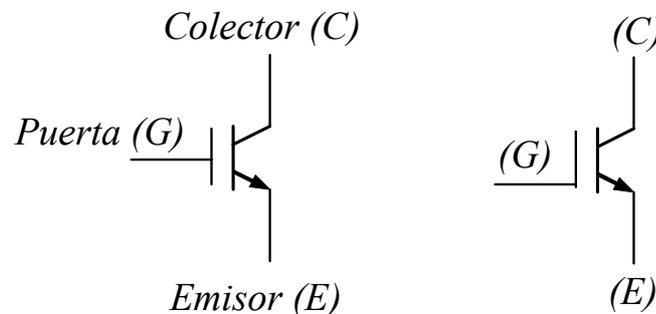


Figura 2.24. Símbolos alternativos de los transistores IGBTs.

Su velocidad de conmutación, en principio, similar a la de los transistores bipolares, ha crecido en los últimos años, permitiendo que funcione a centenas de kHz, en componentes para corrientes del orden de algunas decenas de Amperios.

Principio de funcionamiento y estructura

La estructura del IGBT es similar a la del MOSFET, pero con la inclusión de una capa P+ que forma el colector del IGBT, como se puede ver en la figura 2.25.

Gracias a la estructura interna puede soportar tensiones elevadas, típicamente 1200V y hasta 2000V (algo impensable en los MOSFETs), con un control sencillo de tensión de puerta. La velocidad a la que pueden trabajar no es tan elevada como la de los MOSFETs, pero permite trabajar en rangos de frecuencias medias, controlando potencias bastante elevadas.

En términos simplificados se puede analizar el IGBT como un MOSFET en el cual la región N- tiene su conductividad modulada por la inyección de portadores minoritarios (agujeros), a partir de la región P+, una vez que J1 está directamente polarizada. Esta mayor conductividad produce una menor caída de tensión en comparación a un MOSFET similar.

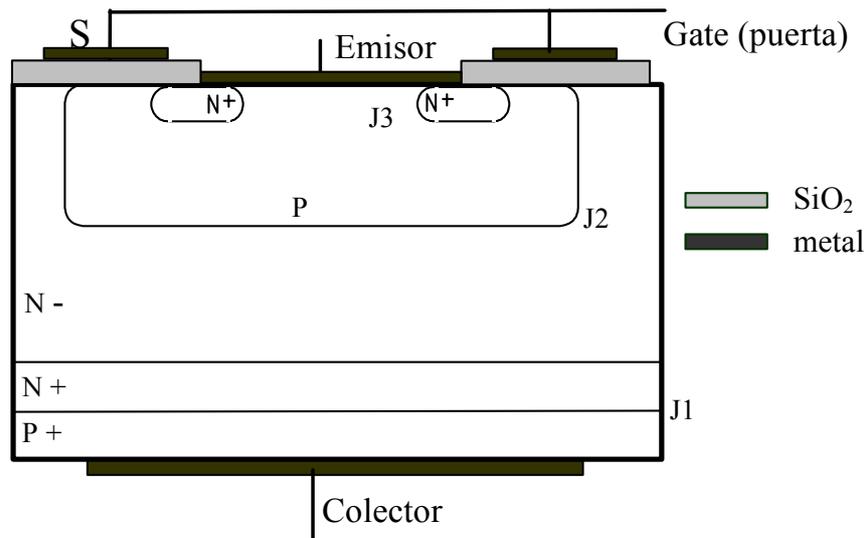


Figura 2.25. Estructura básica del transistor IGBT

El control del componente es análogo al del MOSFET, o sea, por la aplicación de una polarización entre puerta y emisor. También para el IGBT el accionamiento o disparo se hace por tensión.

La máxima tensión que puede soportar se determina por la unión J2 (polarización directa) y por J1 (polarización inversa). Como J1 divide 2 regiones muy dopadas, se puede concluir que un IGBT no soporta tensiones elevadas cuando es polarizado inversamente.

Los IGBT presentan un tiristor parásito. La construcción del dispositivo debe ser tal que evite el disparo de este tiristor, especialmente debido a las capacidades asociadas a la región P. Los componentes modernos no presentan problemas relativos a este elemento indeseado.

En la figura 2.26 se muestra la característica I-V del funcionamiento de un IGBT.

El IGBT tiene una alta impedancia de entrada como el MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo como el Bipolar, pero no presenta ningún problema de ruptura secundaria como los BJT.

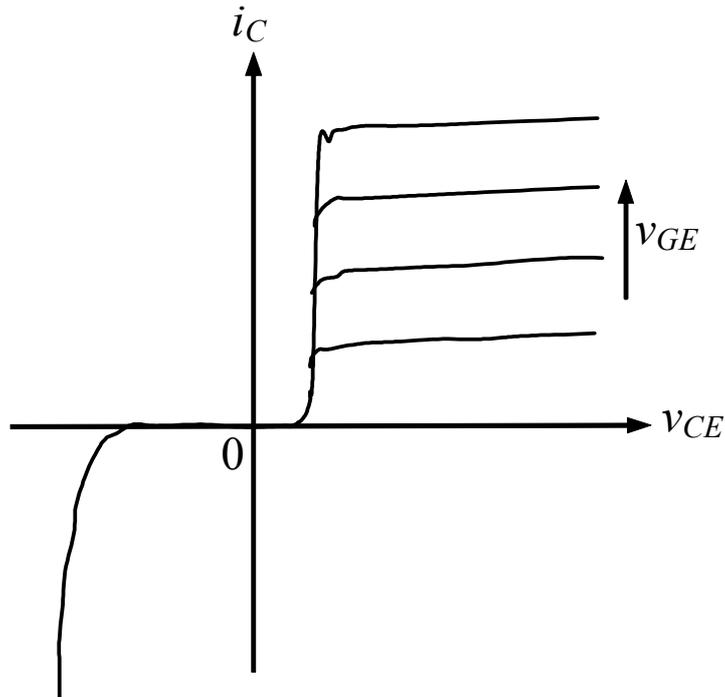


Figura 2.26. Símbolo y característica estática del transistor IGBT

El IGBT es inherentemente más rápido que el BJT. Sin embargo, la velocidad de conmutación del IGBT es inferior a la de los MOSFETs.

2.4.4. Comparación entre los diferentes transistores de potencia

A continuación se presenta una breve tabla de comparación de tensiones, corrientes, y frecuencias que pueden soportar los distintos transistores descritos.

BJT	MOSFET	IGBT
1000-1200V	500-1000V	1600-2000V
700-1000A	20-100A	400-500A
25kHz	Hasta 300-400kHz	Hasta 75kHz
P medias	P bajas, <10kW	P medias - altas

Los valores mencionados no son exactos, dada la gran disparidad que se puede encontrar en el mercado. En general, el producto tensión-corriente es una constante (estamos limitados en potencia), es decir, se puede encontrar un MOSFET de muy alta tensión pero con corriente reducida. Lo mismo ocurre con las frecuencias de trabajo. Existen bipolares de poca potencia que trabajan tranquilamente a 50kHz, aunque no es lo más usual.

2.5 Pérdidas en conducción y en conmutación

Una problemática de los semiconductores de potencia está relacionada con sus pérdidas y con la máxima disipación de potencia que pueden alcanzar. Como se ha mencionado anteriormente, si se supera la temperatura máxima de la unión (uniones entre distintos tipos de semiconductores) en el interior de un dispositivo, éste se destruye rápidamente. Para ello es necesario evacuar la potencia que se disipa mediante radiadores, que en algunos casos pueden ser de gran tamaño.

La disipación de potencia no es otra cosa que las pérdidas que tiene el dispositivo semiconductor. Existen dos mecanismos que provocan las pérdidas. Lo que se denominan pérdidas en conducción, es decir, cuando el interruptor está cerrado y por tanto hay circulación de corriente. Por ejemplo, un MOSFET cuando está cerrado se comporta como una resistencia de valor R_{on} , de manera que disipa una potencia que vale aproximadamente $R_{on} I^2$. Además existen unas pérdidas adicionales, denominadas pérdidas en conmutación, que se producen cuando un semiconductor pasa del estado de bloqueo a conducción y viceversa. Las transiciones de corriente y tensión en el semiconductor no son instantáneas ni perfectas, con lo que en cada conmutación se producen unas determinadas pérdidas. El lector rápidamente entenderá que las pérdidas en conmutación dependen de la frecuencia de conmutación, es decir, cuantas más veces por segundo abra y cierre un transistor, más potencia estará disipando el semiconductor. Es decir, las pérdidas en conmutación dependen directamente de la frecuencia de trabajo del dispositivo. De ahí que se debe limitar la frecuencia de conmutación de cualquier dispositivo en electrónica de potencia para evitar su destrucción. La figura 2.27 muestra las curvas de tensión (V_{DS}), corriente (I_{DS}) y potencia (P) de un MOSFET inicialmente bloqueado (OFF). Se puede ver la conmutación de OFF a ON, después un periodo que se mantiene en conducción para después volver a cerrarse. La figura muestra las pérdidas (potencia disipada) relacionadas con la conmutación y la conducción del dispositivo.

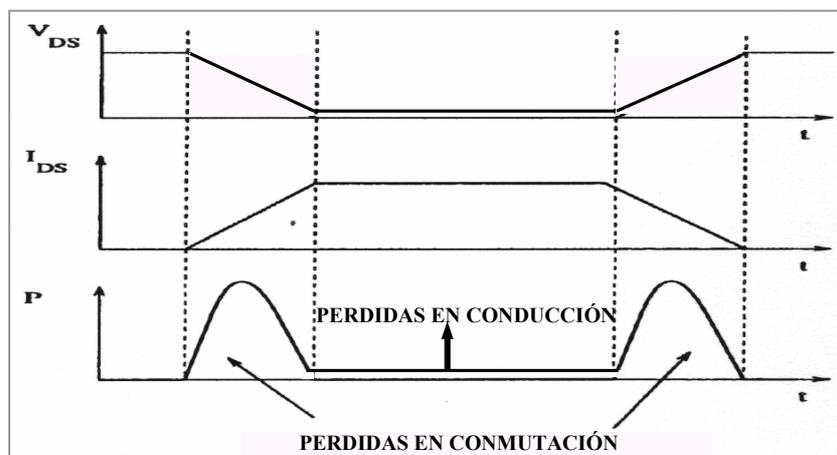


Figura 2.27. Pérdidas en conducción y en conmutación

2.6 Comparación de prestaciones entre los diferentes dispositivos de electrónica de potencia.

A continuación se presenta una tabla con las prestaciones de los dispositivos de potencia más utilizados, haciendo especial hincapié en los límites de tensión, corriente y frecuencia de trabajo.

Tabla de prestaciones:

DISPOSITIVO	TENSIÓN	CORRIENTE	FRECUENCIA
DIODOS	<10kV	<5000A	<10MHz
TIRISTORES	<6000V	<5000A	<500Hz
GTOs	<6000V	<3000A	<500Hz
TRIACs	<1000V	<25A	<500Hz
MOSFETs	<1000V	<100A	<1MHz
BJTs	<1200V	<700A	<25kHz
IGBTs	<2000V	<500A	<75kHz

Regiones de Utilización: en función de las características de cada dispositivo, se suele trabajar en distintas zonas, parametrizadas por la tensión, la corriente y la frecuencia de trabajo. Una clasificación cualitativa se presenta en la siguiente figura:

DISPOSITIVO	POTENCIA	FRECUENCIA
TIRISTORES	Alta	Baja
GTOs	Alta	Baja
TRIACs	Baja	Baja
MOSFETs	Baja	Alta
BJTs	Media	Media
IGBTs	Media-Alta	Media

Por otro lado, la figura 2.28 muestra un gráfico que compara las capacidades de tensión, corriente y frecuencia de los componentes controlables.

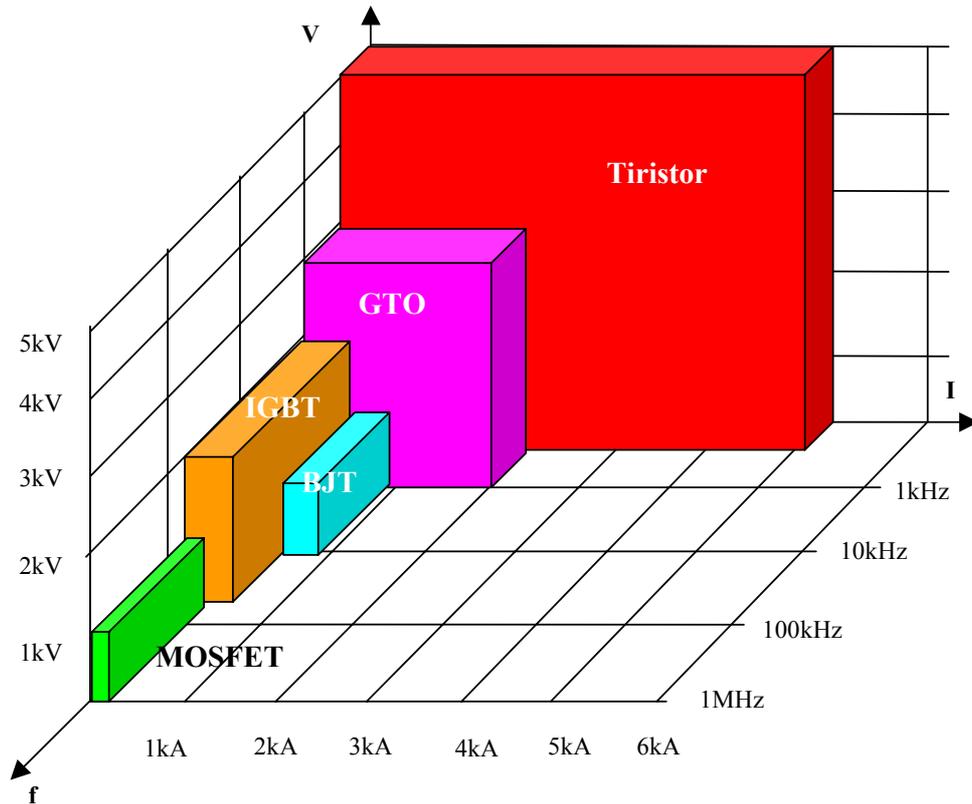


Figura 2.28. Comparativa de los dispositivos de potencia

En la siguiente tabla se añaden otras características importantes a tener en cuenta en el diseño de circuitos de electrónica de potencia.

	<i>Dispositivos</i>					
	DIODO	SCR	GTO	BJT	MOSFET	IGBT
Características de disparo	-----	En corriente	En corriente	En corriente	En tensión	En tensión
Potencia del circuito de mando	-----	Media - Alta	Alta	Media - Alta	Muy baja	Muy Baja
Complejidad del circuito de mando	-----	Baja	Alta	Alta	Muy Baja	Muy Baja
Densidad de corriente	Media p/ Alta	Alta	Media - Alta	Media	Alta - Baja	Alta
Máxima tensión inversa	Media	Alta	Alta	Baja - Media	Media - Baja	Media - Alta
Perdidas en conmutación (circuitos convencionales)	Baja p/ media	Alta	Alta	Media - Alta	Muy Baja	Media - Alta

Por último la figura 2.29 muestra algunas posibles aplicaciones de los distintos dispositivos de electrónica de potencia.

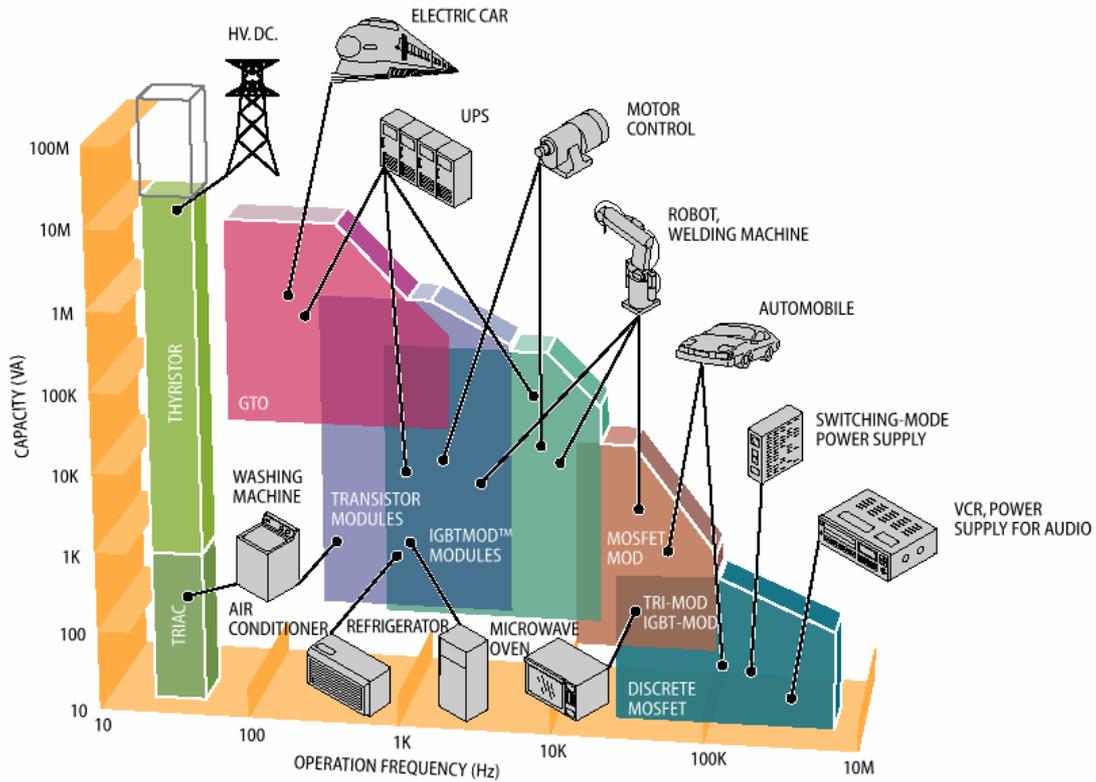


Figura 2.29. Aplicaciones de la Electrónica de Potencia según los dispositivos empleados.

2.7 Bibliografía

- “Power Electronics: Converters, Applications and Design”, Mohan, Undeland y Robbins, John Wiley & Sons, 2ª Ed, Nueva York, 1995.
- “Eletrónica de Potência”, J. A. Pomilio, Universidade Estadual de Campinas, SP - Brasil.
- “Electrónica de Potencia”, D. W. Hart, Valparaíso University, Valparaíso Indiana. Prentice Hall.