

## A.4. Otros componentes electrónicos

### A.4.1. Introducción

Como componentes adicionales vamos a presentar dos de los más utilizados que no se han englobado ni dentro de los unipolares ni los bipolares por ser diferentes a ambos. Su principal aplicación es en electrónica de potencia donde han sido desarrollados para poder ser utilizados en aplicaciones de alta potencia y generalmente como interruptores. Estos dos componentes son el tiristor y el IGBT.

### A.4.2. Caracterización del tiristor

El tiristor o SCR (semiconductor controlled rectifier) fue desarrollado en 1957 y se sigue utilizando hoy en día ampliamente en aplicaciones de alta potencia. Sigue siendo el componente con más capacidad de corriente (kilo Amperios) y soporte de tensión (kilo Voltios) que existe en estado sólido.

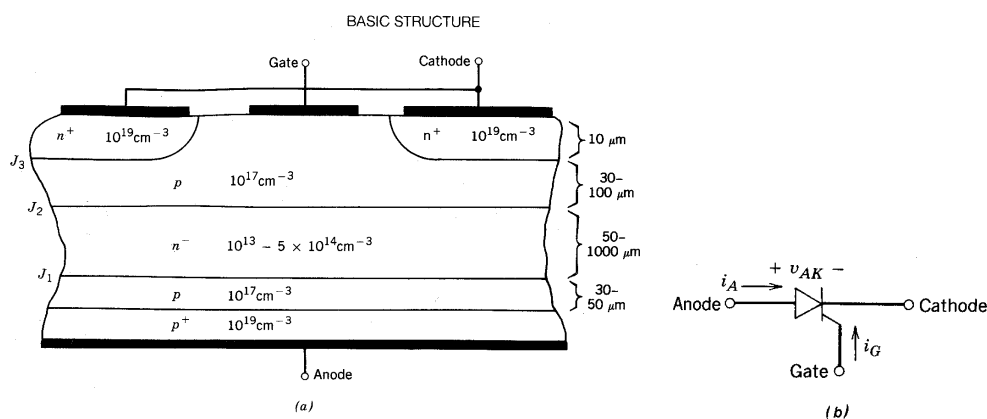


Fig. A.4.1: Tiristor (a) estructura básica y (b) su símbolo.

Su principal característica es que es un componente de cuatro capas semiconductoras colocadas alternativamente una sobre otra. Su funcionamiento como indica su símbolo es un diodo en el que se puede controlar su estado de conducción. Si no se dispara el tiristor con una señal de puerta, bloqueará tensión también en sentido directo. Su estructura física se asemeja más al transistor bipolar, donde la puerta equivale a la base, el cátodo al emisor y la capa n<sup>-</sup> es la que bloquea toda la tensión.

Como ya hemos dicho el tiristor bloquea la tensión si está inversamente polarizado como cualquier otro diodo, hasta que se alcanza su tensión de ruptura a partir de la cual se produce la avalancha. Esta tensión se denomina V<sub>RWM</sub> (puede llegar a los 7 kV). Cuando se polariza el tiristor directamente existen dos estados estables separados por uno metaestable. Uno de ellos es un estado de alta tensión y baja corriente y el tiristor está prácticamente

cortado y el otro estado es de baja tensión y alta corriente donde conduce como cualquier diodo. En este estado es capaz de conducir hasta 3 kA con muy bajas caídas de tensión.

Sus características son la corriente  $I_H$ , que es la corriente ánodo-cátodo por debajo de la que el tiristor se corta y la tensión  $V_{BO}$ , que es la máxima tensión que soporta el tiristor en directo antes de polarizarse a ON. Estos dos valores se dan para  $I_G = 0$ . Si además le damos a  $I_G$  un valor mayor que cero,  $V_{BO}$  disminuye drásticamente, siendo además la corriente por  $I_G$  sólo un pulso inicial y de valor muy pequeño comparado con la capacidad de corriente del tiristor. Una vez en estado de ON el tiristor sólo se podrá cortar si le aplicamos tensión inversa entre ánodo y cátodo o si reducimos la corriente directa a un valor por debajo de  $I_H$ .

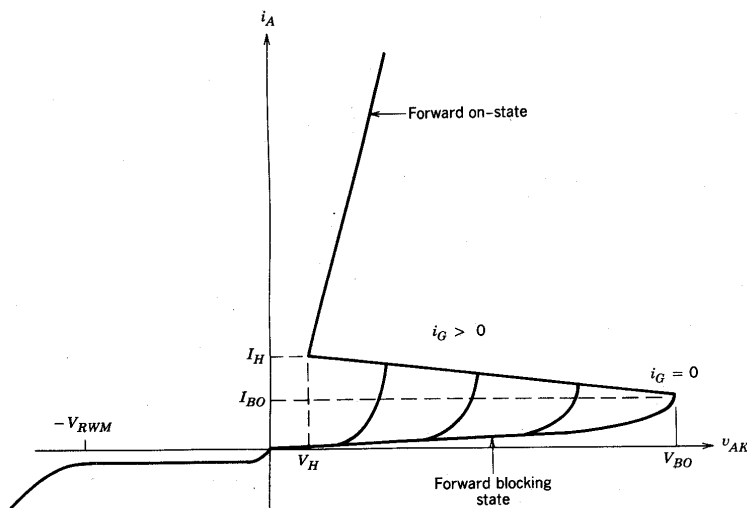


Fig. A.4.2: Curva característica del tiristor.

El funcionamiento del tiristor se asemeja a una combinación de dos transistores bipolares.

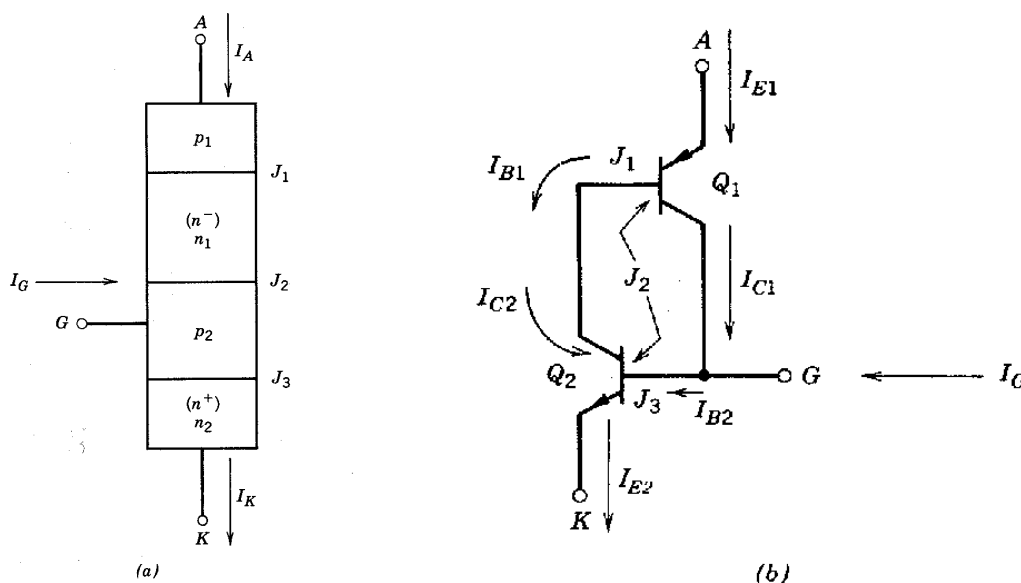


Fig. A.4.3: (a) Estructura equivalente del tiristor; (b) circuito equivalente del tiristor.

En el estado de bloqueo inverso, el ánodo es polarizado negativamente con respecto al cátodo,  $V_{AK} < 0$ . Las uniones  $J_1$  y  $J_3$  están inversamente polarizadas y  $J_2$  está directamente polarizada. La unión  $J_1$  es la que determina la tensión de ruptura inversa debido a la menor concentración de impurezas en  $n_1$ . La capacidad de bloqueo inverso de dicha unión está limitada por la longitud de la región  $n_1$  (límite al crecimiento de la zona de agotamiento). En el estado de bloqueo directo con  $V_{AK} > 0$ , las uniones  $J_1$  y  $J_3$  están directamente polarizadas, mientras la  $J_2$  está inversamente polarizada. Las concentraciones de impurezas en cada zona son tales que la capa  $n_1$  es principalmente donde aparece la zona de agotamiento de la unión  $J_2$  inversamente polarizada, y por tanto es de nuevo la región que determina la capacidad de bloqueo de tensión.

En el estado de bloqueo directo ambos transistores están en la zona activa. Si  $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$  se cumple que:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CBO1} \quad (\text{A.4.1})$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} + I_{CBO2} \quad (\text{A.4.2})$$

como,

$$I_A = I_{E1} \quad (\text{A.4.3})$$

y, al tratarse de un dispositivo de tres terminales:

$$I_{E2} = I_A + I_G \quad (\text{A.4.4})$$

Si ahora tenemos en cuenta que la suma de corrientes alrededor de un transistor es 0,

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = I_{C1} + I_{C2}$$

$$I_{E1} - I_{C1} - I_{C2} = 0 \quad (\text{A.4.5})$$

se llega a que

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO2} + I_{CBO1}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (\text{A.4.6})$$

En el estado de bloqueo directo la suma  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  es mucho menor que la unidad por lo que la corriente por el ánodo es bastante pequeña. Esto es debido a que la anchura de las bases como se observa en Fig. A.4.1a es grande dando como resultado una ganancia en corriente  $\alpha$  pequeña de ambos transistores.

A partir de esta expresión se puede ver que si  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  se aproxima a la unidad, la corriente por el ánodo se hace arbitrariamente grande. Si esto ocurre, el tiristor estará en el punto de ruptura a punto de entrar en la zona de resistencia negativa. La región de resistencia negativa es inestable debido a la conexión regenerativa (realimentación positiva) de los dos transistores.

La clave para entender el paso a ON está en como  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  de los BJTs se incrementa desde pequeños valores hasta que su suma es la unidad. El mecanismo que causa el incremento de  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  es el crecimiento de la zona de agotamiento de la unión  $J_2$  (unión base-colector de ambos transistores) cuando la tensión ánodo-cátodo se incrementa. La extensión de la zona de agotamiento en  $n_1$  provoca que la anchura efectiva de la base del transistor  $p_1n_1p_2$  disminuya y, por tanto, el incremento de  $\alpha_1$ . La extensión de la zona de agotamiento en la región  $p_2$  (base del transistor npn) causa también un incremento en  $\alpha_2$ . El aumento es más acusado en  $\alpha_1$  por el menor dopado de la base ( $n_1$ ), por lo que es fundamentalmente la longitud de dicha región la que determinará la tensión directa a partir de la cual se disparará  $I_A$ .

Si se aplica una corriente de puerta de suficiente magnitud  $I_G$ , se inyecta una cantidad extra de huecos en la zona  $p_2$ . Esta inyección de huecos provoca un crecimiento de la zona de agotamiento de la unión  $J_2$  en  $p_2$  ya que es necesaria una carga espacial negativa adicional para compensar parcialmente la carga positiva de los huecos. Este incremento de la anchura de la zona de agotamiento, genera una disminución de la anchura de la base ( $p_2$ ) del transistor npn y en consecuencia un incremento de  $\alpha_2$ . Con el incremento de la ganancia en corriente y debido al efecto transistor una cantidad significativa de electrones serán inyectados en la zona  $p_2$  de base del transistor npn procedentes del emisor ( $n_2$ ). Estos electrones se difundirán en la base y atravesarán la unión  $J_2$  llegando a la capa  $n_1$ , colector del transistor npn y base del transistor pnp. Estos electrones extra en  $n_1$  provocan a su vez un incremento de la anchura de la zona de agotamiento de la unión  $J_2$  (en  $n_1$ ) pues es necesaria una carga espacial positiva adicional para compensar parcialmente la negativa de los electrones. Este crecimiento de la zona de agotamiento en la capa  $n_1$  reduce la anchura efectiva de la base del transistor pnp aumentando el valor de  $\alpha_1$ . Con el incremento de la ganancia en corriente y debido al efecto transistor una cantidad significativa de huecos serán inyectados en la zona  $n_1$  de base del transistor pnp procedentes del emisor ( $p_1$ ). Estos electrones se difundirán en la base y atravesarán la unión  $J_2$  llegando a la capa  $p_2$ , colector del transistor pnp y base del npn. El efecto de estos portadores inyectados es un aumento en la anchura de la zona de agotamiento, una disminución de las anchuras efectivas de las bases de ambos transistores y un aumento de  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ .

Cuando en polarización directa se produce un aumento de  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ , tanto aumentando la tensión inversa aplicada a la unión  $J_2$  como inyectando portadores en forma de  $I_G$ , el tiristor se dispara (el denominador de la ecuación (A.4.6) tiende a cero y por tanto  $I_A$  tiende a infinito). Entramos en un proceso de realimentación positiva lo que provoca que la corriente se dispare hasta alcanzar un valor de equilibrio a partir del cual el tiristor se enclava y pasa a conducción. La corriente de ánodo es lo suficientemente alta como para suministrar a la base la corriente necesaria para que el tiristor permanezca a ON. Además al funcionar como un transistor BJT su conducción es por difusión (por portadores minoritarios) por lo que su caída de tensión es muy reducida teniendo en cuenta la corriente que circula por el componente. En el estado de ON las tres uniones ( $J_1$ ,  $J_2$  y  $J_3$ ) están directamente polarizadas y en el circuito equivalente los dos transistores están en saturación.

A.4.2.1.1. Conmutación a ON

El paso a ON del dispositivo se consigue mediante la aplicación de un pulso de corriente de magnitud y duración determinada a la puerta del dispositivo. Supongamos que dicha corriente de puerta es aplicada en  $t=0$ . La corriente de ánodo se incrementa con una pendiente  $di_F/dt$  la cual depende del circuito al que esté conectado el tiristor. En la conmutación a ON del tiristor pueden ser definidos tres intervalos de tiempo distintos: tiempo de retraso  $t_{d(on)}$ , tiempo de subida  $t_r$  y tiempo de establecimiento  $t_{ps}$ .

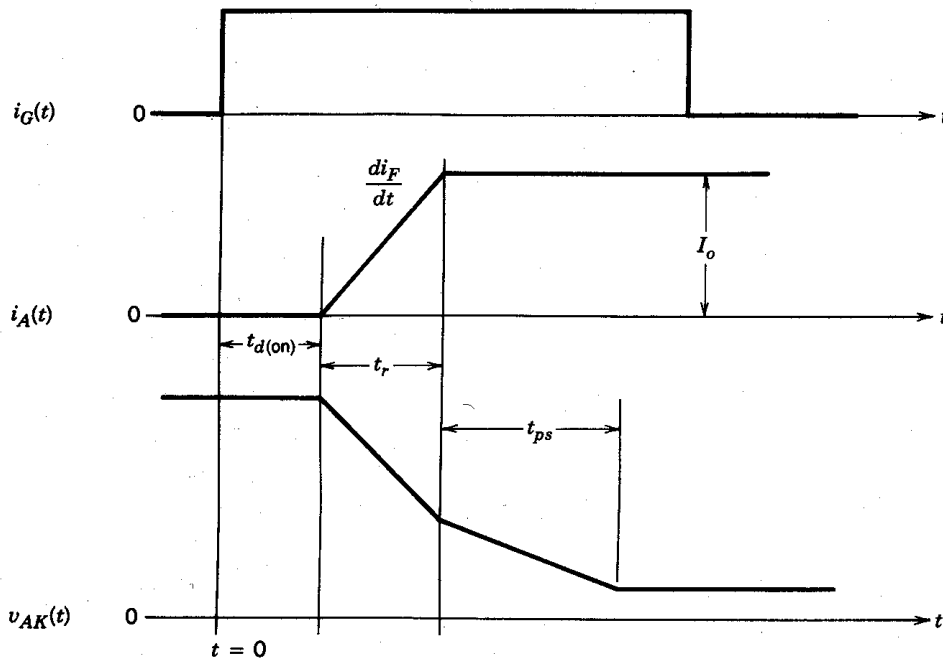


Fig. A.4.4: Formas de onda de tensión y corriente por el tiristor durante el paso a ON.

Durante el tiempo de retraso, el tiristor parece permanecer todavía en su estado de bloqueo directo. Sin embargo, la corriente de puerta durante este tiempo inyecta portadores en exceso en la capa  $p_2$  (base del transistor npn del circuito equivalente) en las proximidades del contacto de puerta. Este incremento en la concentración de portadores en exceso provoca que la suma  $(\alpha_1 + \alpha_2)$ , se incremente hasta la unidad. En ese momento el tiristor entra en ruptura iniciándose una gran inyección de electrones en la capa  $p_2$  procedentes de la capa  $n_2$  de cátodo (de emisor a base del transistor npn) y de huecos en la capa  $n_1$  procedentes de la capa  $p_1$  (de emisor a base del transistor pnp) que empieza a producirse en las proximidades de las zonas de puerta. La corriente de ánodo empieza a incrementarse, y esto marca el fin del tiempo de retraso y el inicio del tiempo de subida.

Durante el tiempo de subida en las proximidades de las regiones de puerta aparece una gran concentración de portadores en exceso o "plasma", los cuales posteriormente se extenderán hasta que toda la sección transversal del tiristor sea completada con una gran concentración de portadores en exceso. De forma simultánea, se inicia y empieza a crecer la inyección de portadores desde la región de ánodo  $p_1$  hacia la capa  $n_1$  que forma la base del transistor pnp. La velocidad de crecimiento de la corriente es suficientemente grande como para que la corriente de ánodo alcance su valor constante del estado de ON en un tiempo significativamente más corto que el necesario para que la inyección de portadores en exceso

se extienda lateralmente. Cuando se alcanza dicho valor constante termina el tiempo de subida.

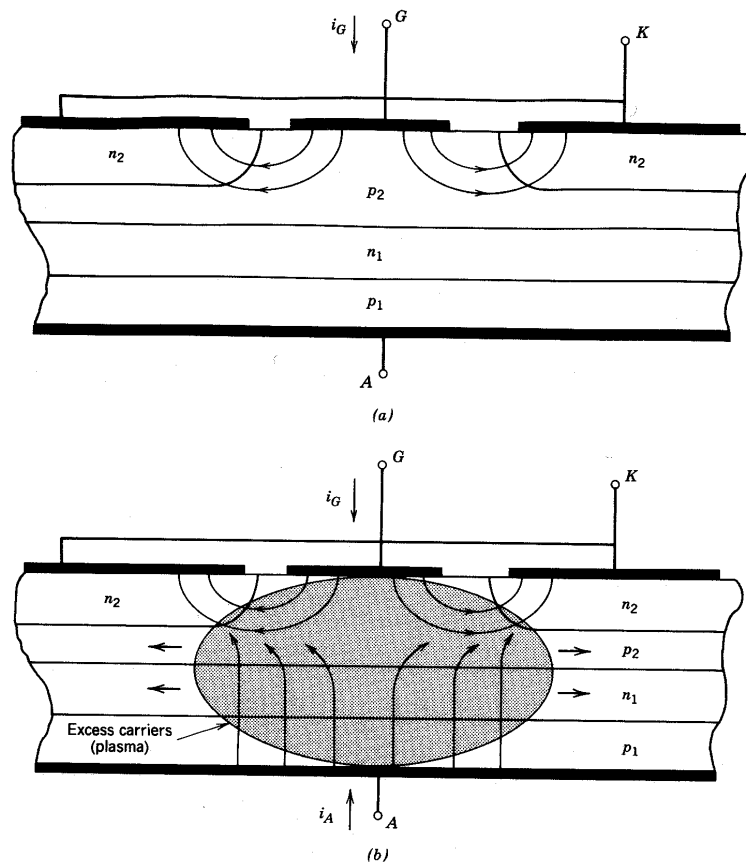


Fig. A.4.5: Crecimiento inicial y extensión lateral de los portadores en exceso (plasma) en un tiristor durante el paso a ON (a) Inyección de portadores minoritarios en la región de base  $p_2$  por la corriente de puerta durante el tiempo de retraso que inicia el proceso regenerativo; (b) sección inicial en las proximidades de los electrodos de puerta en donde se concentra la concentración de portadores en exceso poco después del tiempo de retraso. También se muestra la expansión lateral de esta área.

Cuando se establece la concentración de portadores en exceso y crece, la tensión ánodo - cátodo empieza a caer. Durante el tiempo de subida, la caída de la tensión es bastante rápida porque las regiones localizadas de alta concentración de portadores en exceso proporcionan una reducción significativa en la capacidad de bloqueo del tiristor. Una vez terminado el tiempo de subida, el plasma todavía sigue extendiéndose hacia la sección lateral del tiristor, hasta que el tiristor está completamente cortocircuitado por la gran concentración de portadores en exceso. El tiempo necesario para que el plasma se extienda desde las regiones iniciales alrededor de los terminales de puerta a toda la sección transversal del dispositivo es el tiempo de establecimiento,  $t_{ps}$ .

Si durante los intervalos de tiempo de retraso  $t_{d(on)}$  y de subida  $t_r$  se tienen presentes grandes valores de corriente de puerta se aumenta el área aprovechable para la circulación de la corriente por el tiristor al proporcionar una gran cantidad de portadores en exceso. Por esta razón a la corriente de puerta,  $I_G$ , se le da un perfil como el de la siguiente figura con un valor grande al inicio y a continuación se reduce la corriente manteniéndose durante un periodo suficientemente largo para garantizar que el tiristor pase a ON completamente.

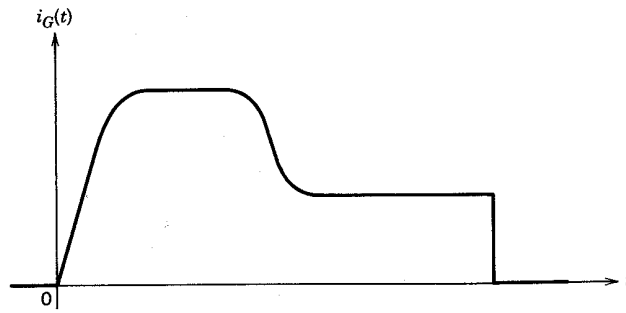


Fig. A.4.6: Perfil de la corriente de puerta,  $I_G$ , del tiristor.

A.4.2.1.2. Proceso de conmutación a OFF

Para su puesta a OFF y como ya se ha explicado no sirve invertir la corriente de puerta. El paso a corte puede conseguirse únicamente mediante el circuito externo, reduciendo la corriente de ánodo por debajo de un valor mínimo (llamado corriente de mantenimiento,  $I_H$ ) durante un periodo de tiempo mínimo especificado (o bien aplicando tensión inversa entre ánodo y cátodo). Durante este periodo de tiempo, la acción simultanea de la recombinación interna y de la extracción de portadores elimina suficiente carga almacenada de manera que los BJTs pasan de saturación a la zona activa. Cuando esto ocurre el dispositivo pasa a corte gracias a la conexión regenerativa de los transistores.

En el tiristor, una corriente de puerta negativa no puede llevar a corte al dispositivo ya que la región de cátodo tiene un área mucho mayor que la de puerta. Cuando fluye una corriente de puerta negativa, ésta puede solamente polarizar inversamente la unión  $J_2$  de forma local. La caída de tensión lateral en la región  $p_2$  provocada por la circulación de  $i_G$  negativa provoca un fenómeno de concentración de corriente, de forma similar a la concentración de corriente de emisor durante el paso a corte de un BJT. La corriente de ánodo entonces fluye más por los laterales que por la zona central. En consecuencia se polariza inversamente únicamente la zona central cercana al terminal de puerta de la unión  $J_2$ , manteniéndose a ON el dispositivo. La unión  $J_2$  se mantiene polarizada directamente en las demás zonas y el tiristor permanece en el estado de ON a pesar de la corriente de puerta negativa.

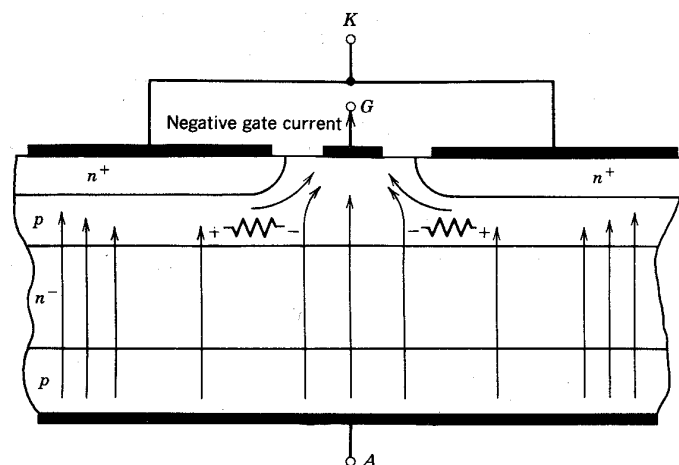


Fig. A.4.7: Distribución de la densidad de corriente en un tiristor durante el intento de cortarlo con una corriente de puerta negativa.

### A.4.2.2. Curvas características del tiristor

En la siguiente figura se muestra claramente la curva del tiristor que representa el comportamiento que hemos descrito.

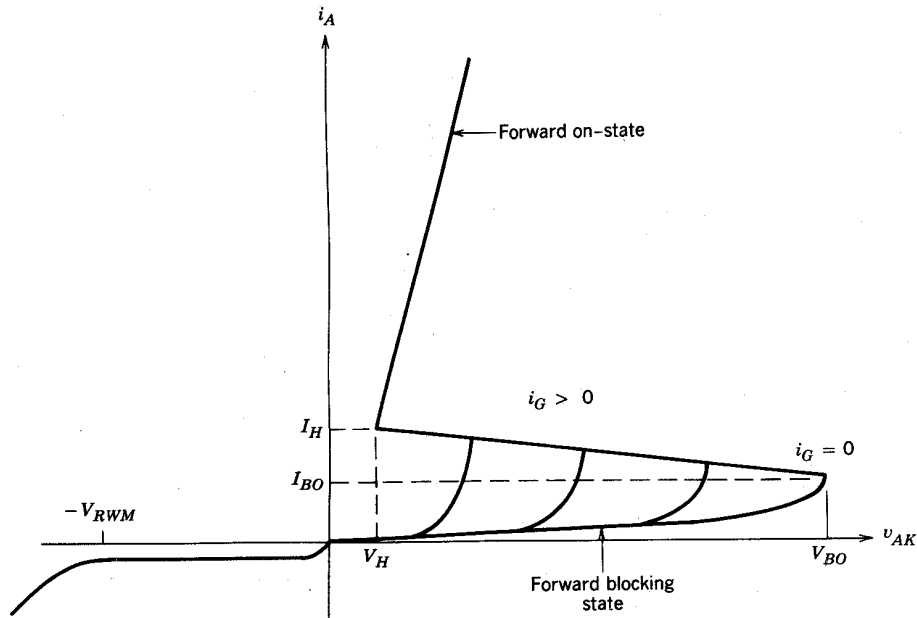


Fig. A.4.8: Curva característica del tiristor donde se aprecia la zona de resistencia negativa y como ésta cambia con  $I_G$ .

Se observa claramente la zona de resistencia negativa y como ésta varía según se inyecta corriente de puerta o no.

### A.4.2.3. Efectos de la temperatura en el tiristor

Al igual que todos los demás dispositivos el tiristor también se ve afectado por la temperatura. Como conduce por portadores minoritarios mencionar que disminuye normalmente su caída de tensión a ON con el aumento de la temperatura.

La temperatura por encima de los  $150^{\circ}\text{C}$  también hace caer rápidamente las tensiones de bloqueo directa,  $V_{BO}$ , e inversa,  $V_{RWM}$ . Por ello se limita la temperatura máxima del tiristor a  $125^{\circ}\text{C}$  para no afectar gravemente a las características del tiristor.

## A.4.3. Caracterización del IGBT

El IGBT o "insulated gate bipolar transistor" nació como combinación de dos transistores que ya conocemos, el BJT y el MOSFET. En el IGBT se combinan las ventajas de ambos transistores, como es la corriente de base inexistente ya que se controla por tensión como los MOSFET y caída de tensión drenador-surtidor pequeña para dispositivos de alta tensión y alta corriente. También hay que reconocer que sufre un problema propio del BJT como es la cola de corriente, pero que vale la pena sufrirlo por las ventajas que presenta.



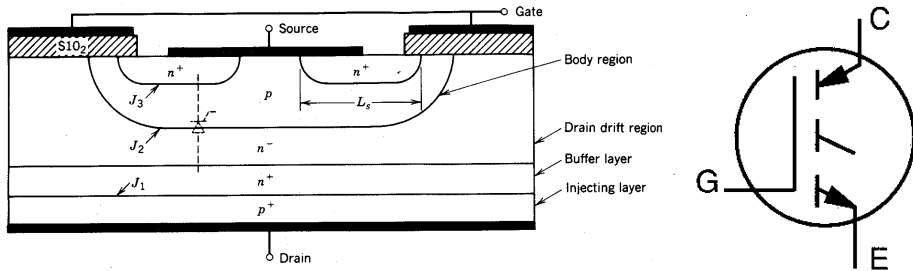


Fig. A.4.9: IGBT de canal N; (a) estructura básica y (b) su símbolo.

La estructura es bastante similar a la de un MOSFET vertical. La principal diferencia está en la presencia de la capa  $p^+$  que forma el drenador del IGBT. Esta capa forma una unión p-n ( $J_1$ ), que inyecta portadores en lo que sería la región de drenador del MOSFET vertical (zona  $n^-$ ). La combinación de un MOSFET con un BJT hace que su control sea muy sencillo y sólo necesitemos aplicar una tensión de puerta superior a la tensión umbral para que el transistor pase a conducción. Una vez en marcha la unión p-n del IGBT inyecta portadores minoritarios en el drenador del MOSFET manteniendo una corriente de base suficiente para que el BJT permanezca a ON.

La capa  $n^+$  entre la región  $p^+$  de drenador y la capa  $n^-$  no es esencial para el funcionamiento del IGBT, y algunos IGBTs son realizados sin dicha capa. Si la concentración de impurezas y espesor de dicha capa son elegidos de forma apropiada la introducción de dicha capa puede mejorar el funcionamiento del IGBT en lo que respecta a la caída de tensión en el estado ON y el tiempo de paso a corte. Sin embargo, la presencia de dicha capa reduce de forma considerable la capacidad de bloqueo de tensión inversa del dispositivo, como se verá a continuación.

El problema que presenta el IGBT es que la integración produce un tiristor parásito. Dicho tiristor, como se ha visto con anterioridad, puede verse como una conexión regenerativa de un transistor pnp y un npn.

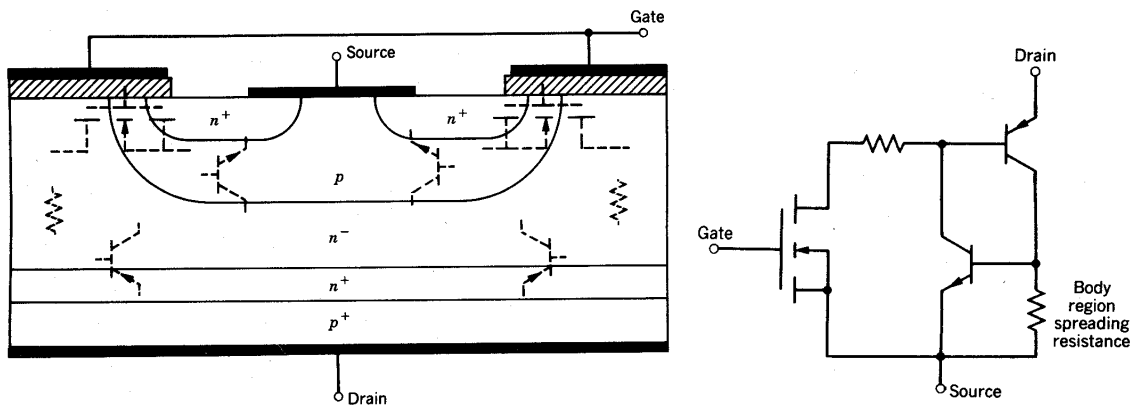


Fig. A.4.10: (a) Sección transversal del IGBT mostrando el MOSFET y BJTs presentes en su estructura. (b) Circuito equivalente del IGBT donde se aprecia el tiristor parásito.

Entre la base y el emisor del transistor npn existe una resistencia. Dicha resistencia es la resistencia lateral de la zona p. Si, durante el funcionamiento normal, la corriente que fluye lateralmente a través de esta resistencia es bastante grande, la consiguiente caída de tensión puede poner a ON al transistor parásito npn, y en consecuencia al tiristor parásito iniciando el proceso regenerativo. Una vez iniciado dicho proceso, no hay ninguna acción que se pueda hacer en la puerta del dispositivo que lo lleve a corte, la tensión de puerta ya no tendrá ningún

control sobre el transistor. También si la tensión de drenador sube rápidamente en el paso a corte, las corrientes de carga capacitivas pueden llevar a ON al tiristor parásito.

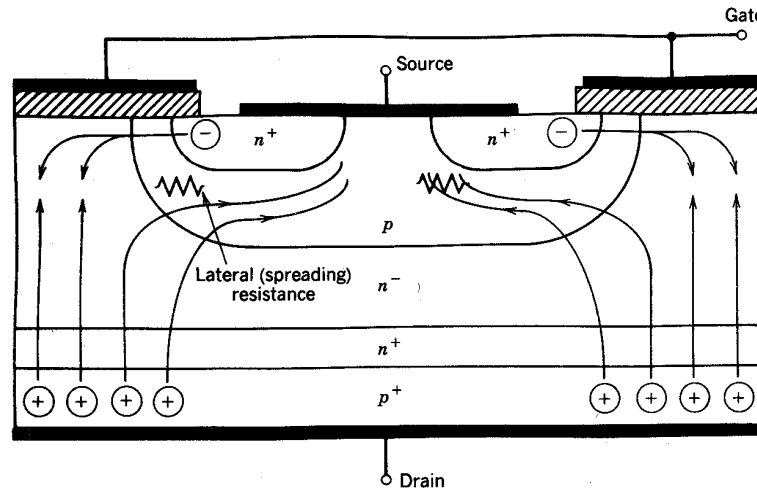


Fig. A.4.11: Flujo de corriente en el estado de ON donde se aprecia la resistencia lateral de la zona  $p$ .

Existen distintos métodos para reducir dicha resistencia y evitar al máximo el efecto regenerativo, aunque es imposible eliminar completamente la posibilidad de que este se produzca.

El IGBT es como un MOSFET en cuyo "drenador" (zona  $n^-$ ) se modula la conductividad inyectándole portadores minoritarios (huecos en el caso de un IGBT de canal  $n$ ). La inyección se consigue añadiendo una capa adicional al MOSFET a continuación de su drenador de manera que se tiene una unión directamente polarizada ( $J_1$ ) entre el contacto de drenador y lo que sería el drenador del MOSFET. La inyección de portadores disminuye la resistencia de la región  $n^-$  y, en consecuencia, su contribución en la caída de tensión a través del dispositivo cuando éste está en el estado de ON. Como la caída de tensión en dicha región es la que domina las pérdidas en conducción durante el estado de ON en el caso de MOSFETs de alta tensión, la modulación de la conductividad de dicha región incrementa significativamente la capacidad de corriente en los IGBTs.

#### A.4.3.1. Estado de bloqueo directo en el IGBT ( $v_{GS} < v_{GS(th)}$ y $V_{DS} > 0$ )

Como el IGBT es básicamente un MOSFET, la tensión puerta-surtidor controla el estado del dispositivo. Cuando  $v_{GS}$  es menor que  $v_{GS(th)}$  no existe capa de inversión que conecte el drenador y el surtidor y, en consecuencia, el dispositivo está en su estado de corte. La tensión drenador - surtidor aplicada cae a través de la unión  $J_2$  fluyendo únicamente una pequeña corriente de pérdidas. Este estado de bloqueo es idéntico al que presenta el MOSFET.

La zona de agotamiento de la unión  $J_2$  se extiende fundamentalmente en la región  $n^-$ , ya que la región de tipo  $p$  está más dopada que la  $n^-$ . Si el espesor de la zona  $n^-$  es suficientemente grande como para permitir acomodar toda la zona de agotamiento entonces la capa  $n^+$  no es necesaria. En dicho caso, y dado que la unión  $J_1$  es la que determina la tensión de bloqueo inverso, el dispositivo sería capaz de bloquear grandes tensiones inversas. La

introducción de la capa  $n^+$  reduce la capacidad de bloqueo inverso (la tensión de ruptura disminuye al haber presente un alto dopado en ambas caras de la unión) que puede llegar a ser de pocas decenas de voltios. Sin embargo, la utilización de una zona de tipo  $n^+$  y otra de tipo  $n^-$  tiene la ventaja de que cuanto más se acorte la longitud de la zona  $n^-$ , menores serán las pérdidas en el estado de ON como se verá a continuación.

#### A.4.3.2. Estado de ON en el IGBT ( $v_{GS} > v_{GS(th)}$ y $V_{DS} > 0$ )

Cuando  $v_{GS}$  supera  $v_{GS(th)}$  se forma la capa de inversión fluyendo una corriente de electrones a través de dicha capa, la cual causa una inyección substancial de huecos desde la capa de contacto  $p^+$  de drenador hasta la región  $n^-$ . Estos huecos inyectados se mueven a través de la zona  $n^-$  tanto por arrastre como por difusión. Un circuito equivalente del IGBT en el estado de ON es el siguiente:

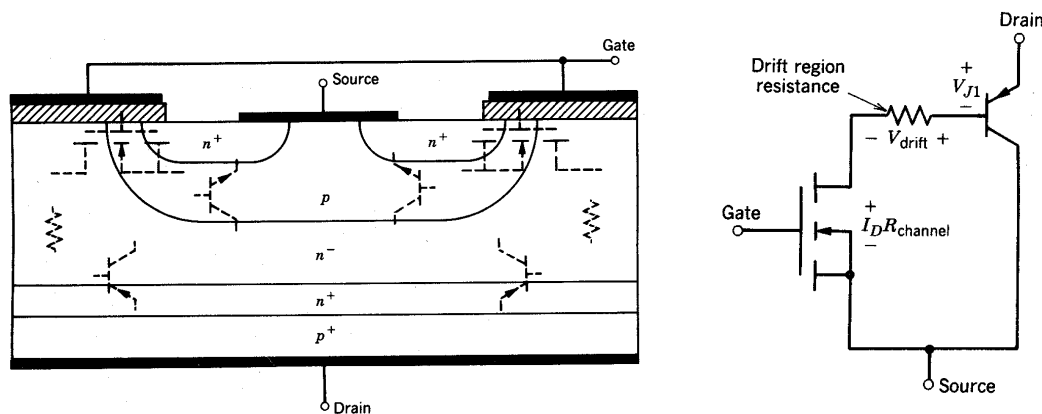


Fig. A.4.12: (a) Sección transversal del IGBT mostrando el MOSFET y BJTs presentes en su estructura. (b) Circuito equivalente del IGBT para condiciones normales de funcionamiento (no se muestra el tiristor parásito).

El MOSFET del circuito equivalente conduce casi la totalidad de la corriente del IGBT. Esto es debido a que la  $\beta$  del transistor pnp es pequeña por ser ancha la base. Esta desigual división del flujo de corriente es deseable para evitar la puesta a ON del tiristor parásito.

A partir de este circuito equivalente la caída de tensión  $V_{DS(on)}$  puede ser expresada como:

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D \cdot R_{canal} \quad (A.4.7)$$

La caída de tensión en la unión  $J_1$  es la caída de tensión típica de una unión p-n directamente polarizada, que depende exponencialmente de la corriente y que en una primera aproximación puede suponerse constante y de valor entre 0,7 V y 1 V. La caída de tensión  $V_{drift}$  es la caída de tensión en la región  $n^-$ . Esta tensión es mucho menor en un IGBT que en un MOSFET debido a la modulación de la conductividad de dicha región que hace que la caída de tensión a ON total del IGBT sea menor que la de un MOSFET de las mismas características. El utilizar además una zona de tipo  $n^+$  ayuda a mantener  $V_{drift}$  de pequeño

valor pues permite acortar la zona  $n^-$ . Por último,  $I_D \cdot R_{\text{canal}}$  corresponde a la caída de tensión a través del canal debido a la resistencia de dicho canal (MOSFET en la zona óhmica).

### A.4.3.3. Curvas características del IGBT

En el modo directo la característica  $i$ - $v$  de un IGBT de canal  $n$  es bastante similar a la de un BJT excepto que ahora el parámetro de control es la tensión de entrada (tensión puerta-surtidor) en lugar de la corriente de entrada. La principal diferencia es que el IGBT no sufre el efecto de segunda ruptura. Esto es debido a que la máxima tensión drenador-surtidor que es capaz de bloquear es la tensión de ruptura del transistor pnp. Como la beta de dicho transistor es pequeña, dicha tensión de ruptura es  $V_{CBO}$  (tensión de ruptura de la unión colector-base con el emisor en abierto), es decir, es prácticamente la tensión de ruptura de la unión  $J_2$  aislada, sin tener en cuenta el efecto transistor.

La unión  $J_2$  bloquea cualquier tensión directa cuando el IGBT está cortado ( $v_{GS}$  menor que  $v_{GS(th)}$ ). En el estado de bloqueo inverso es la unión  $J_1$  la que bloquea la tensión inversa por lo que, si se utiliza una capa de tipo  $n^+$  la tensión de ruptura  $V_{RM}$  disminuye hasta pocas decenas de voltios al haber presente un alto dopado en ambas caras de la unión. Por ello, la tensión de bloqueo directa,  $BV_{DSS}$ , es mayor que la tensión de bloqueo inversa  $V_{RM}$ .

La curva de transferencia  $i_D$ - $v_{GS}$  es idéntica a la de un MOSFET de potencia. Si  $v_{GS}$  es inferior al valor umbral  $v_{GS(th)}$ , el IGBT está cortado.

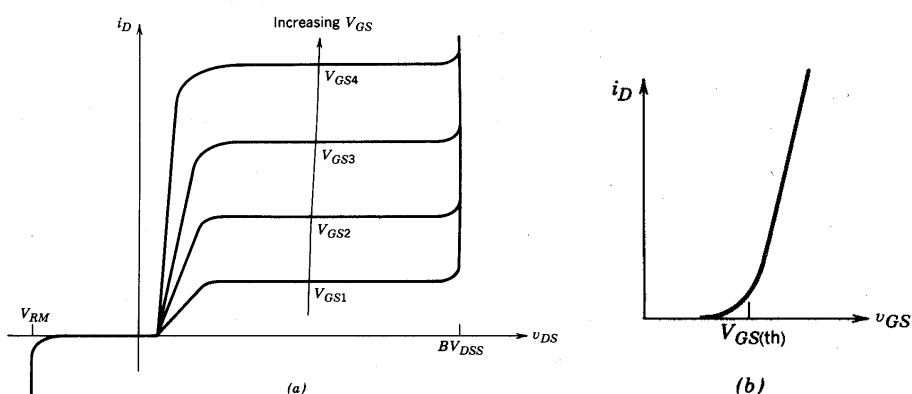


Fig. A.4.13: (a) Curva característica del IGBT; (b) relación entre la tensión de puerta y la corriente de drenador.

### A.4.3.4. Efectos de la temperatura en el IGBT

Sólo mencionar que teóricamente en este aspecto el IGBT tiene como ventaja que combina los efectos térmicos del MOSFET y el BJT por lo que su coeficiente térmico es cercano a cero en todo el rango de temperaturas hasta su temperatura máxima que suele ser  $150^\circ\text{C}$ . En la realidad hay que consultar las características técnicas dadas por el fabricante para conocer el comportamiento térmico del transistor que no siempre es ideal.

## A.4.4. Componentes adicionales

Vamos a presentar otros componentes electrónicos también utilizados muy frecuentemente en aplicaciones de potencia. Debido a estas aplicaciones generalmente se utilizan como interruptores.

### A.4.4.1. El DIAC

El DIAC o diodo de disparo es un dispositivo bidireccional de dos terminales. La ruptura se produce a partir de una cierta tensión umbral a partir de la cual conduce en ambas direcciones y no se corta hasta que la corriente no pasa por cero. Se suele aplicar en circuitos de puerta del tiristor y en aplicaciones con tensión de red.

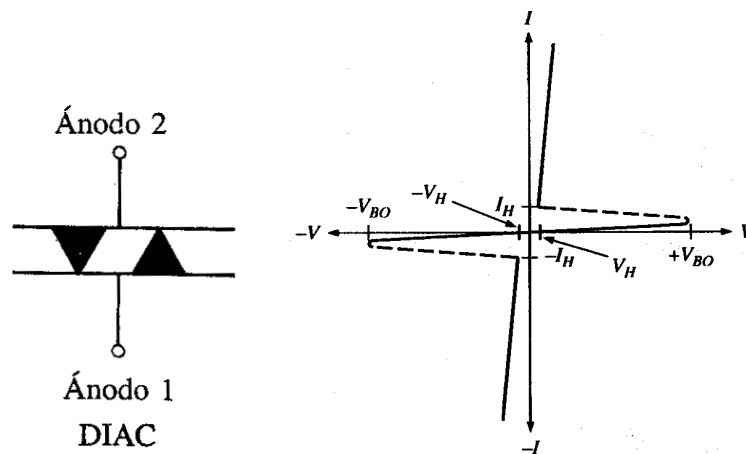


Fig. A.4.14: Símbolo y característica del DIAC.

### A.4.4.2. El TRIAC

El TRIAC es similar al DIAC salvo que dispone de un terminal de puerta para controlar la puesta en marcha. Su corte se produce también de forma automática sólo cuando la corriente se hace cero. Se suele utilizar para controlar la luminosidad en aplicaciones de red ya que recorta la onda senoide dependiendo de la tensión de disparo.

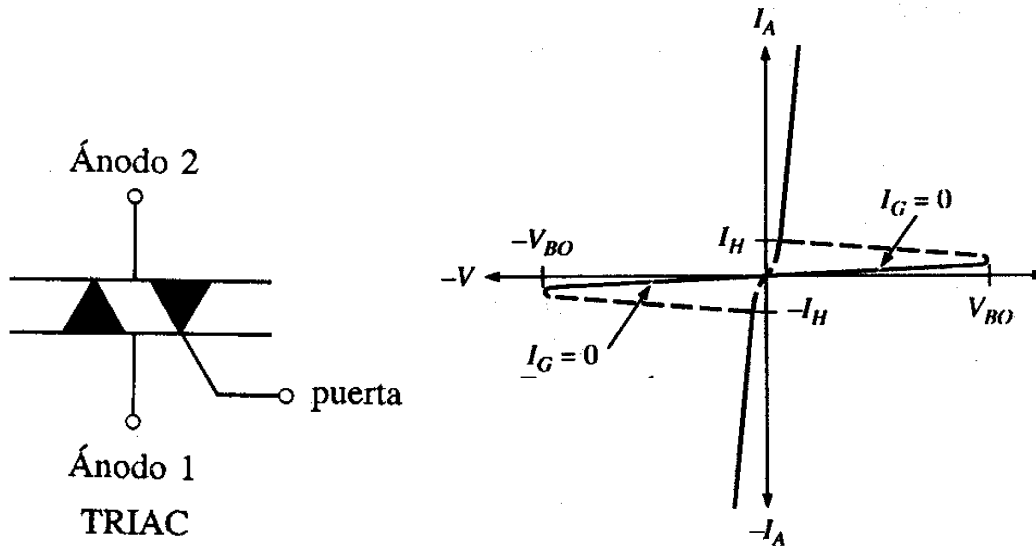


Fig. A.4.15: Símbolo y característica del TRIAC.

**A.4.4.3. EL GTO**

El GTO o "gate turn-off thyristor" es un tiristor provisto de una estructura especial de puerta que permite cortar el dispositivo mediante la señal de puerta. Su estructura es de cuatro capas como el tiristor conservando incluso el dopado de todas ellas. Las tres diferencias básicas son que,

- a) La estructura de puerta-cátodo está altamente entrelazada para maximizar la periferia del cátodo y minimizar la distancia de la puerta.
- b) Las conexiones de cátodo se consiguen dándole una forma de puntos o islas, todas ellas interconectadas por una placa metálica.
- c) En el ánodo se han añadido a espacios regulares zonas  $n^+$  que llegan a la zona  $n^-$  a través de la zona  $p^+$  y en conexión eléctrica con esta última. Esto acelera el paso a OFF.

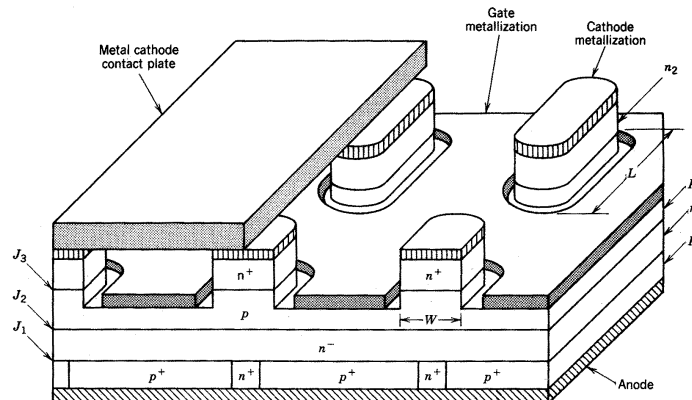


Fig. A.4.16: Estructura tridimensional del GTO

Su característica es idéntica a la del tiristor salvo que apenas puede bloquear tensión inversa debido a las zonas  $n^+$  descritas en el punto c). La única unión que bloquea tensión inversa es  $J_3$ , cuya tensión de ruptura es bastante más baja (de 20 V a 30 V).

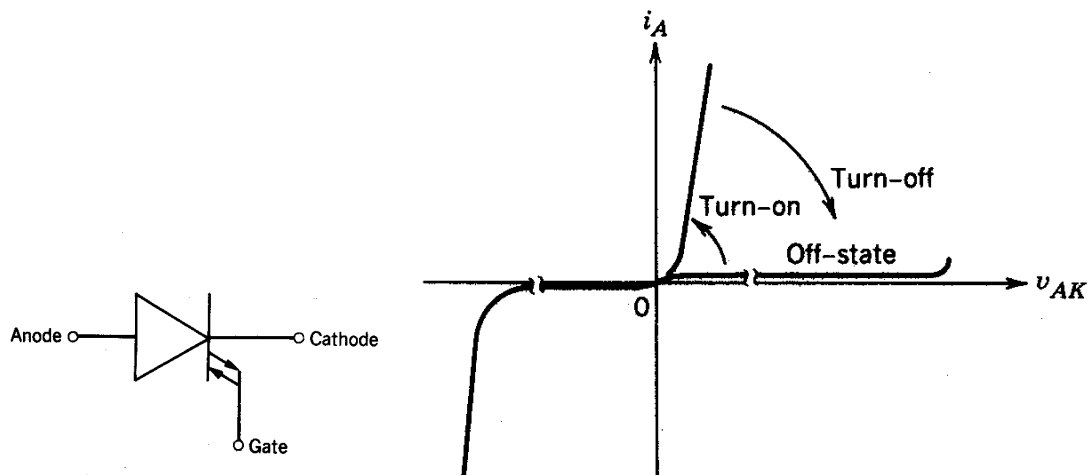


Fig. A.4.17: Símbolo y característica del GTO.

Indicar que durante el funcionamiento en estado ON, se debe mantener una corriente constante de bajo valor para que el GTO no se corte.

#### A.4.4.3.1. El paso a OFF del GTO

El corte del GTO se consigue aplicando una corriente negativa a su puerta a fin de polarizar inversamente la unión  $J_2$  (unión base-colector de ambos transistores del circuito equivalente). La corriente negativa extrae los portadores de las dos zonas adyacentes a la puerta, p y  $n^+$ , consiguiendo de esta manera cortar el proceso regenerativo, llevar los transistores a la zona activa y de ahí a corte, cortando el GTO. Dado que las áreas de puerta y cátodo son similares se podrá evitar el problema que presentaba el tiristor. Otra condición indispensable es aumentar la ganancia ( $\beta$ ) del transistor npn lo que se consigue estrechando la zona p (base) y dopando fuertemente la zona  $n^+$  en contacto con el cátodo. Para conseguir un paso a OFF rápido debemos extraer además los portadores en exceso de la zona  $n^-$  (base del transistor pnp), lo que se logra a través de las zonas  $n^+$  entre el ánodo y la zona  $n^-$ . Por otra parte, dicha zona  $n^-$  se ensancha al máximo para disminuir la vida media de dichos portadores. Esto último tiene como desventaja que los GTO tienen una mayor caída de tensión durante la conducción.

El paso a OFF se consigue aplicando una corriente muy elevada (del orden de 1/3 a 1/5 de la corriente directa) y negativa a la puerta aunque afortunadamente durante un intervalo de tiempo relativamente corto. Controlando el  $di_g/dt$  se puede reducir el efecto de cola de corriente.