

## Capítulo 3

# Tiristores

### 3.1. Introducción

El tiristor es la primera implementación de una llave de estado sólido para conmutación de potencia. Fue presentado por los laboratorios de General Electric en 1957 y sigue siendo el dispositivo con mayor capacidad de manejo de potencia. Su forma de funcionamiento está directamente asociada con la operación de un convertidor conmutado por la red (Capítulo 1). En ese campo el tiristor sustituyó finalmente a componentes basados en descargas en gases o vapores como los ignitrones, que hasta los años 70 dominaron el área de los convertidores de grandes potencias como el control de grandes motores de corriente continua y la transmisión de potencia en corriente continua y alta tensión.

Si bien su funcionamiento se adapta al convertidor conmutado por la red, su alta capacidad de bloqueo de tensión y de conducción de corriente ha impulsado su uso como llave en inversores y convertidores  $CC/AC$ , convirtiéndolo en llave apagable mediante componentes adicionales. Los tiristores para este último uso tienen una construcción especial que los hace más rápidos en sus conmutaciones. En nuevos diseños para estas aplicaciones los tiristores han venido siendo sustituidos por llaves intrínsecamente apagables, como el GTO (Capítulo 5) y el IGBT (Capítulo 8).

El tiristor real se caracteriza por su robustez y su alta capacidad de manejo de potencia. La difusión de su uso hace imprescindible para el diseñador y el usuario de dispositivos de electrónica de potencia conocer los fundamentos de su funcionamiento y aplicaciones.

### 3.2. Características generales del tiristor real

Consideraremos convertidores conmutados por la red, como el puente de seis pulsos dos vías ya descrito en el capítulo 1 (Fig. 3.1).

Los tiristores bloquean la tensión de pico de la fuente de C.A. tanto en directo como en inverso y conducen la corriente  $I_d$  durante el tiempo que le toca conducir a cada uno. Si se consideran tiristores ideales, no hay restricciones a los valores de tensión y corriente. Además, la corriente por tiristores apagados y la tensión sobre tiristores prendidos es cero.

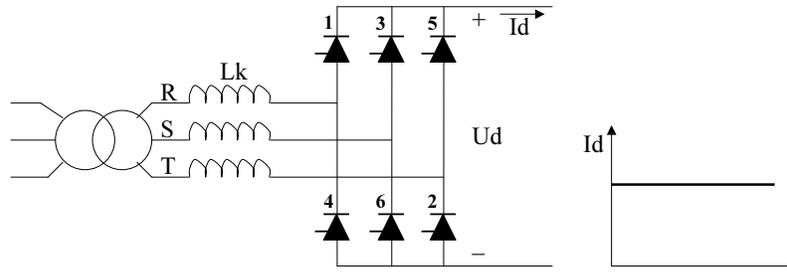


Figura 3.1: Puente de seis pulsos dos vías con corriente lisa

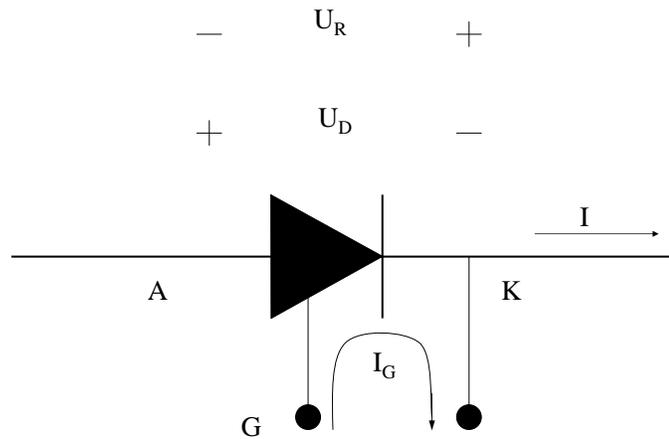


Figura 3.2: Esquema (símbolo) del tiristor

Los tiristores reales, en cambio, presentan limitaciones en cuanto a las tensiones a bloquear y corrientes a conducir que pueden ser caracterizadas mediante análisis de los estados de funcionamiento.

### 3.2.1. El tiristor como llave abierta.

#### Límite de tensión

La figura 3.2 muestra un esquema del tiristor con sus electrodos y las convenciones de signo de sus parámetros.

Cuando el tiristor no está conduciendo, puede estar en bloqueo inverso o en bloqueo directo. En bloqueo inverso  $U_{AK}$  toma un valor  $U_R$  pero con signo negativo:  $U_{AK} = -U_R < 0$ .  $U_R$  es la tensión que el tiristor está bloqueando en inverso.  $U_{RM}$  es la máxima tensión que, aplicada en inverso, puede ser bloqueada por el tiristor.

En bloqueo directo:  $U_{AK} = U_D > 0$ .  $U_D$  es la tensión que el tiristor está blo-

queando en directo.  $U_{DM}$  es la máxima tensión que, aplicada en directo, puede ser bloqueada por el tiristor.

Usualmente el fabricante da el mismo valor para  $U_{RM}$  y  $U_{DM}$  y la llama  $U_{DRM}$ .

$U_{DRM}$  es entonces la máxima tensión que el tiristor puede bloquear, tanto en directo como en inverso, según los datos del fabricante.

En bloqueo inverso,  $U_{AK}$  debe ser siempre menor en módulo que  $U_{DRM}$

$$|U_{AK}| = |U_R| < U_{DRM} \quad (3.1)$$

En bloqueo directo,  $U_{AK}$  debe ser siempre menor que  $U_{DRM}$

$$|U_{AK}| = |U_D| < U_{DRM} \quad (3.2)$$

### Corriente durante el bloqueo

En estado de bloqueo (llave abierta) la corriente por el dispositivo ideal es cero.

En el tiristor real, a pesar que el dispositivo no esté conduciendo, circula por él una pequeña corriente (corriente de fugas)  $I_f$  en sentido directo o inverso, dependiendo del tipo de bloqueo. Esa corriente depende de la temperatura y desempeña un papel importante, sobre todo en el estado de bloqueo directo.

## 3.2.2. El tiristor en conducción.

### Límite de corriente

Cuando está conduciendo, el tiristor se comporta como una llave cerrada y circula por él una corriente  $I_T$  impuesta por el circuito externo.  $I_T$  no puede ser mayor que un valor  $I_{T_{max}}$ , el cual depende de la forma de onda de la corriente y del tiempo durante el cual esa corriente circula por el tiristor. El fabricante da varios valores de corrientes máximas en distintas condiciones de funcionamiento.

### Tensión durante la conducción

En estado de conducción la tensión sobre el dispositivo ideal es cero.

En el tiristor real la tensión en estado de conducción  $U_{AK} = U_T > 0$ .

$U_T$  depende de la corriente y la temperatura y es del orden de 1 a 2 V si la corriente está dentro de los límites admitidos para operación permanente.

## 3.3. "Ratings" y características

Para un tiristor determinado, el valor de la tensión  $U_{DRM}$  de bloqueo y los distintos valores de corrientes máximas representan límites dentro de los cuales puede operar el dispositivo con seguridad, y determinan en primera instancia qué tiristor es adecuado a una aplicación dada.

Otro ejemplo de límite es la temperatura de trabajo del tiristor. Los límites de este tipo se denominan "ratings" en las hojas de datos en inglés, palabra que se usará en el texto de aquí en adelante.

En funcionamiento, adquieren relevancia parámetros que no están directamente impuestos por la aplicación misma sino por el dispositivo, y deben ser

Ratings	Características
$U_{\text{DRM}}$	$U_T$
$I_{\text{Tmax}}$ (average )	$I_f$
$I_{\text{Tmax}}$ (RMS)	$I_g$
$T_{\text{jmax}}$ (temperatura)	$t_{\text{on}}$
	$t_{\text{off}}$

Figura 3.3: "Ratings" y características

tenidos en cuenta ya que definen los apartamientos con respecto al componente ideal. Ejemplos de esos parámetros son la corriente de fugas  $I_f$ , cuando el tiristor bloquea, la tensión sobre el tiristor  $U_T$  cuando conduce, los tiempos de pasaje de uno a otro estado y los requerimientos de corriente de *gate* para el disparo.

*Nota: Esta terminología se aplica a todas las llaves implementadas con semiconductores y los parámetros aparecen clasificados de esta forma en las hojas de datos*

### 3.4. Estructura de un tiristor

Para la construcción de un tiristor, se parte de un trozo de silicio  $n^-$ , que conduce esencialmente por movimiento de electrones, al cual se lo dopa de un lado y del otro con aceptores formando dos capas  $p$ , que conducen esencialmente por movimiento de huecos. Finalmente, uno de esos lados  $p$  se dopa con una concentración muy grande de donadores, por lo que queda una capa  $n^+$ , y el otro lado  $p$  se dopa con una concentración muy grande de aceptores, por lo que queda una capa  $p^+$ . En la figura 3.4 se muestra un diagrama de la estructura que queda luego del proceso descrito.

En la figura 3.5 (Mohan et al. 1995, adaptado de) se muestra el perfil de dopaje de un tiristor común, así como posibles distribuciones del cátodo y el gate en el chip de silicio.

El esquema presentado en la figura 3.4 representa una zona muy pequeña del cristal de silicio que constituye el tiristor. En realidad el tiristor es una oblea de a lo sumo unas décimas de milímetros de espesor y radio que puede ir de algunos milímetros a más de 10 centímetros.

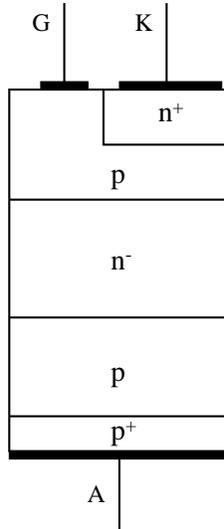


Figura 3.4: Esquema constructivo de un tiristor

En la figura 3.6 se muestra a qué parte del tiristor puede corresponder la estructura de la figura 3.4. La oblea puede ser circular o rectangular.

La figura 3.7 muestra las capas, su numeración convencional y su conexión a los electrodos metálicos externos. La zona  $n^+$  constituye el cátodo (K) del tiristor (capa 4). La zona  $p$  superior (capa 3) es el gate (G). La zona  $n^-$  (capa 2) constituye la capa de bloqueo y no tiene conexión externa. La zona  $p$  inferior (capa 1) es el ánodo (A).

La zona  $p^+$  es parte del ánodo y su finalidad principal consiste en mejorar el contacto del semiconductor con el metal que se conecta al mismo. En general las uniones metal - semiconductor son muy difíciles de lograr si se quiere que actúen como un conductor (unión óhmica) y no como una juntura con capacidad de rectificación (por ejemplo, los llamados diodos "schottky" consisten esencialmente en junturas metal - semiconductor).

La capa 4 ocupa superficies bastante extensas del silicio pero tiene que dejar zonas libres por donde se pueda tener un contacto metálico para el Gate (capa 3). El contacto de la capa 1 (a través de la zona  $p^+$ ) ocupa toda la superficie de la oblea de silicio (figura 3.8).

## 3.5. Funcionamiento

En lo que sigue analizaremos cómo funciona la estructura presentada, en tanto aproximación real de un tiristor.

### 3.5.1. No conducción: Bloqueo

*Bloqueo inverso:*  $U_{AK} < 0$

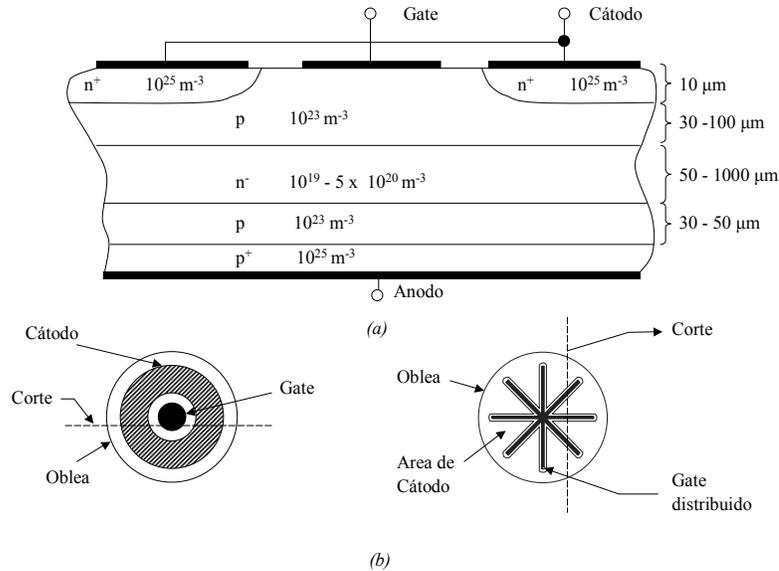


Figura 3.5: Estructura de un tiristor genérico adaptado de Mohan et al. 1995  
 (a) Sección vertical - (b) Distribuciones típicas de gate y cátodo

Si se analizan las junturas (figuras 3.8 y 3.9) se ve que, dada la tensión aplicada en la juntura 3-4, el lado  $n^+$  está más positivo que el lado p, por lo que dicha juntura se comporta como un diodo polarizado en inverso. Si se aplica el mismo análisis para las junturas 2-3 y 1-2 se ve que están polarizadas en directo y en inverso respectivamente. En resumen:

$J_{34}$  - polarizada en inverso

$J_{23}$  - polarizada en directo

$J_{12}$  - polarizada en inverso

Por lo tanto en el camino de la corriente se tienen dos diodos polarizados en inverso y el tiristor no conduce, a menos que la tensión sea lo suficientemente grande como para que los dos diodos entren en avalancha.

Debido a los dopajes y dimensiones de las capas, la juntura que bloquea la tensión inversa es la 1 - 2 ( $J_{12}$ , figura 3.9) ya que la tensión de avalancha de la juntura  $J_{34}$  es muy baja, debido al bajo espesor y el alto dopaje de las capas que la componen. La división de tensiones entre los dos diodos es tal que prácticamente toda la tensión aplicada en inverso queda bloqueada por  $J_{12}$ .<sup>1</sup> Además, la juntura  $J_{34}$  en una implementación real se modifica de tal manera que su capacidad de bloqueo pierde importancia (ver sección 3.6.3).

El valor  $U_{DRM}$  dado por el fabricante es la máxima tensión inversa aplicable al tiristor sin que entre en avalancha.

Si la tensión  $U_{AK}$  llega a un valor  $U_{AK} = -U_{RBR}$  el diodo  $J_{12}$  entra en avalancha y el tiristor conduce una corriente determinada por el circuito externo. La tensión de avalancha está determinada por el ancho y el dopaje de la

<sup>1</sup>Aunque  $J_{34}$  entrara en avalancha la corriente disponible es muy baja, ya que consiste solamente en las fugas en inverso de  $J_{12}$

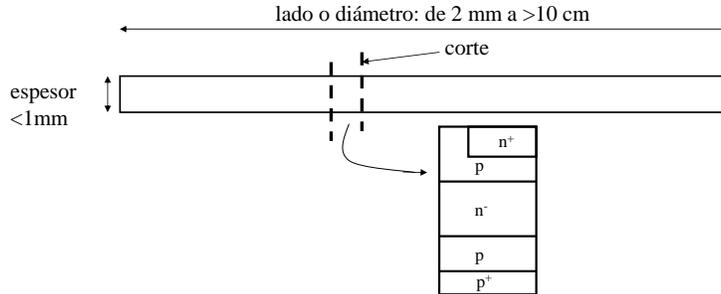


Figura 3.6: Dimensiones de una oblea de silicio para un tiristor

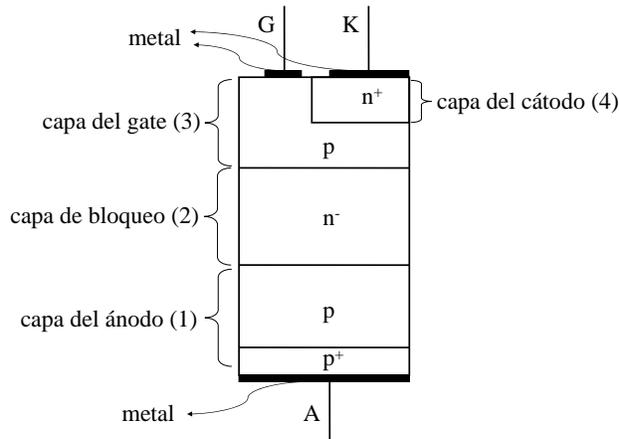


Figura 3.7: Detalles del esquema constructivo de un tiristor

zona de bloqueo. El mecanismo de la avalancha se llama ionización por impacto. Un campo eléctrico suficientemente alto puede hacer que un electrón libre en el cristal adquiriera suficiente energía cinética como para impactar en un átomo de silicio, romper un enlace covalente y generar un nuevo electrón libre, que a su vez es acelerado por el mismo campo eléctrico. Es un proceso que avanza muy rápidamente como una reacción en cadena, dando en muy poco tiempo una gran cantidad de electrones libres en el cristal transformando la zona de empobrecimiento o depleción formada por la polarización inversa en un conductor. El fenómeno se presenta en el capítulo 2 en el contexto del funcionamiento de una juntura pn.

La avalancha depende entonces del campo eléctrico necesario para que se produzca y de la cantidad de electrones libres disponibles. El campo depende a su vez del espesor de la capa  $n^-$  y de la tensión aplicada, por lo tanto, a mayor espesor de la capa y menor dopaje (menor disponibilidad de electrones libres), mayor es la tensión necesaria para la avalancha. La figura 3.5 muestra la extensa gama de valores que puede tomar el espesor de la capa 2, correspondiendo al

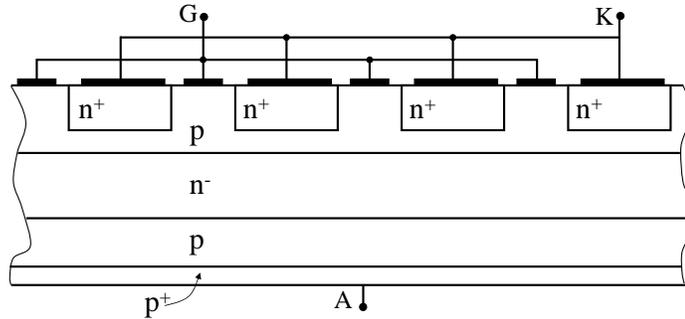


Figura 3.8: Distribución de contactos gate - cátodo de un tiristor

rango de tensiones que pueden bloquear los tiristores.

La estructura muestra claramente que en bloqueo inverso no es posible hacer conducir el tiristor, ya que no hay forma de modificar la juntura  $J_{12}$ , la cual se comporta como un diodo de alta tensión.

**Bloqueo directo:**  $U_{AK} > 0$

Haciendo un análisis similar al realizado para el bloqueo inverso, se ve que ahora se tiene:

$J_{34}$  - polarizada en directo

$J_{23}$  - polarizada en inverso

$J_{12}$  - polarizada en directo

En este caso se tiene una sola juntura polarizada en inverso, no hay conducción salvo la corriente de fugas de la juntura  $J_{23}$ . Si aumentamos la tensión directa hasta  $U_{AK} = U_D > U_{R_{avalancha}}$  tendremos una avalancha en esa juntura a una tensión similar que la de avalancha en inverso, dado que la capa  $n^-$  que determina la capacidad de bloqueo es la misma.

Sin embargo, como entre la capa  $p$  y el contacto del cátodo hay una zona  $n^+$  el comportamiento general es distinto.

### 3.5.2. Conducción

**Conducción por exceso de tensión**  $U_{AK} > 0$

Supongamos que, estando en las condiciones de bloqueo directo, la juntura  $J_{23}$  llega a una tensión ~~del orden de la tensión~~ que produce una avalancha. Si se analiza la construcción del tiristor, se ve que la estructura  $n^+$ ,  $p$  y  $n^-$  es un transistor, y la corriente de fugas de la juntura  $J_{23}$  puede asimilarse a una corriente de base que, si tiene un valor suficientemente alto, puede hacer conducir este transistor.

La corriente de fugas es en principio la corriente inversa de saturación de una juntura pn según el modelo presentado en el capítulo 2. Esa corriente no depende de la tensión inversa, que en este caso es la tensión de bloqueo. Sin embargo, si se toma en cuenta la generación de portadores (pares electrón hueco) en la

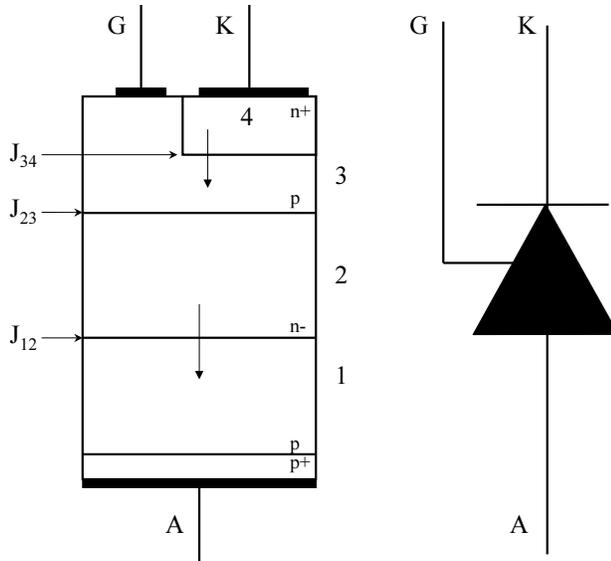


Figura 3.9: Esquema y representación de un tiristor

zona de deplexión para valores de tensión de bloqueo cercanos al de avalancha, resulta que la corriente  $I_s$  crece con  $U_{AK}$ .<sup>2</sup>

Por lo tanto, si  $U_{AK}$  es suficientemente grande (del orden de  $|U_{RBR}|$ ) también lo es la corriente de fugas que actúa como corriente de base, y el transistor  $n^+pn^-$  (4 3 2) prende, antes de producirse la avalancha de  $J_{23}$ . El proceso se ilustra en la figura 3.10 y corresponde al encendido de un transistor  $npn$ . La capa del cátodo ( $n^+$ ) es el emisor, la del gate ( $p$ ) corresponde a la base y la de bloqueo hace de colector. Los dopajes y espesores de las capas son los correspondientes a un transistor común, con lo cual su ganancia en emisor común es la normal. Por lo tanto, si bien la corriente de fugas es muy pequeña en comparación con las corrientes de trabajo previstas para el tiristor, si  $U_{AK} > 0$  es suficientemente grande, llega a un valor que alcanza para hacer conducir el transistor.

La corriente de ánodo que empieza a circular porque se prendió el transistor  $n - pn^+$  y que está determinada por el circuito externo se puede asimilar a la corriente de base de un transistor  $pnp$  constituido por las capas 1 (ánodo,  $p$ ), 2 (bloqueo,  $n^-$ ) y 3 (gate,  $p$ ). La capa 1 (ánodo) actúa como emisor.

<sup>2</sup>El modelo utilizado en el capítulo 2 para determinar la corriente inversa de saturación en una juntura pn considera un diodo ideal que sirve en los libros de texto como primera aproximación al comportamiento de estas estructuras. No toma en cuenta por lo tanto un fenómeno que se produce en la zona de deplexión y que consiste en la generación térmica de pares electrón - hueco. Esta generación de portadores se vuelve importante cuando la zona de deplexión es muy ancha, como es el caso de  $J_{23}$  con tensión cercana a la de avalancha. Se crea entonces una corriente inversa adicional que depende de los portadores disponibles, cuya cantidad va aumentando con el volumen de la zona de deplexión. La densidad de esta corriente adicional puede aproximarse como:  $J_{gen} = q.n_i.(x_n + x_p)/\tau_e \approx q.n_i.x_n/\tau_e$  donde  $q$  es la carga eléctrica del electrón,  $n_i$  la concentración intrínseca de electrones libres en el silicio,  $x_n + x_p \approx x_n$  el ancho de la zona de deplexión y  $\tau_e$  un tiempo de vida media de los electrones en la zona de deplexión. Como  $x_n + x_p$  crece con la tensión bloqueada, de acuerdo la expresión dada por la ecuación 2.68 del capítulo 2, también lo hace esta componente de la corriente de fugas.

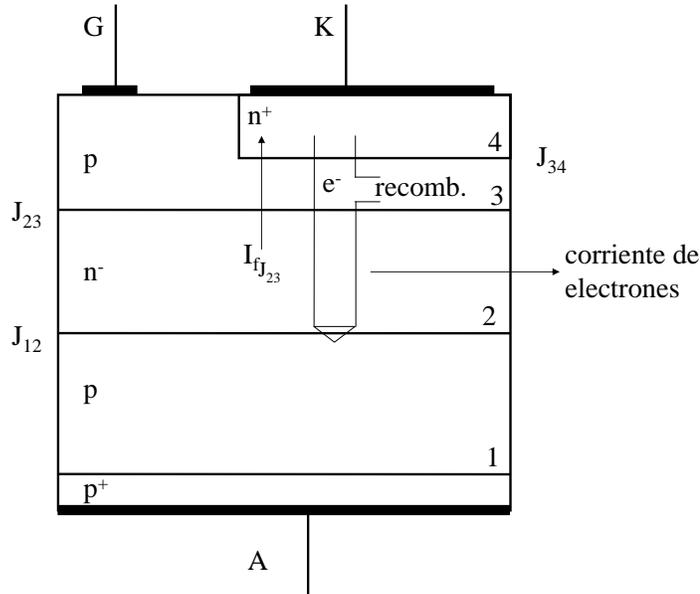


Figura 3.10: Comienzo del encendido del tiristor cuando  $U_{AK} > U_{DRM}$

Este transistor tiene mucho menos ganancia que el *nnp*, puesto que tiene una base muy ancha (la capa de bloqueo del tiristor), pero la corriente de base es la corriente de colector del *nnp*, por lo tanto el *pnp* empieza a conducir.

Al prenderse el transistor *nnp* la corriente está formada esencialmente por electrones que vienen de la capa  $n^+$  hacia la zona 2 y al prenderse el transistor *pnp*, la corriente está formada esencialmente por huecos que salen de la capa 1, se difunden por la 2 ( $n^-$ ) y llegan a la capa 3, base del *nnp*, aumentando la corriente de base de ese transistor. En esta situación se tienen dos transistores saturados, la tensión ánodo-cátodo cae, y la corriente total, suma de las corrientes de base de los transistores *nnp* y *pnp*, queda determinada por el circuito externo (figura 3.11).

El valor  $U_{DRM}$  dado por el fabricante es la máxima tensión directa que soporta el dispositivo sin entrar en conducción (figura 3.14).

### Conducción comandada por gate

La característica fundamental del tiristor como llave reside en el hecho de que, con tensión  $U_{AK} > 0$  se puede "prender", es decir se puede comandar de manera que conduzca en el instante apropiado, mediante un electrodo de control, la compuerta o "gate".

Supongamos que tenemos el tiristor en bloqueo directo ( $U_{AK} > 0$ ) con  $U_{AK} = U_D < U_{DRM}$ . La corriente de fugas directa  $I_{fJ_{23}}$  que depende de la tensión  $U_{AK}$ , no alcanza para encender el transistor  $n^+pn^-$ . En esas condiciones se hace circular una corriente  $I_G$  de gate a cátodo pasando por la juntura  $J_{34}$  (figura 3.12). Si la suma de las corrientes  $I_G + I_{fJ_{23}}$  (corriente de base)

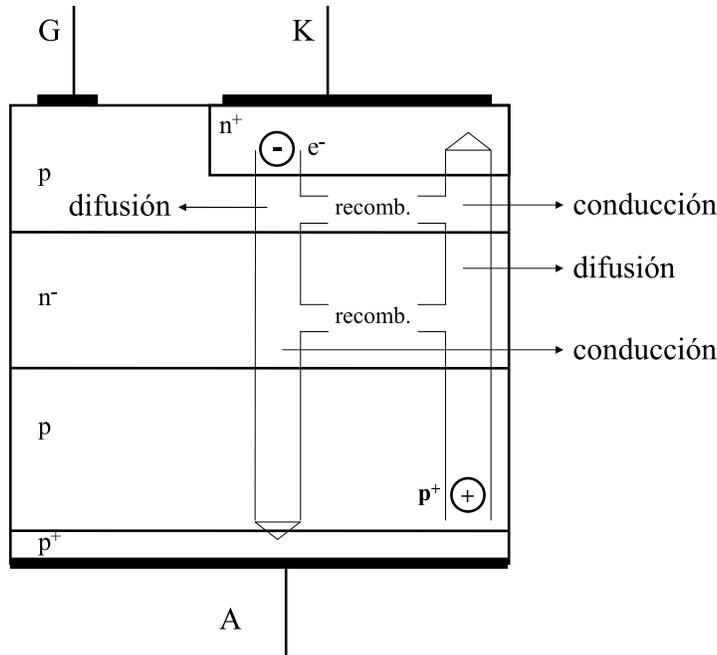


Figura 3.11: Tiristor en conducción

tiene un valor suficientemente grande, comienza a conducir el transistor  $n^+pn^-$ , reproduciéndose el proceso de encendido ya descrito.

Si aplicamos valores cada vez mayores de  $I_G$ , serán necesarios valores menores de tensión directa  $U_D$  para que el tiristor entre en conducción, ya que se necesita menos corriente de fugas para completar la corriente de base necesaria para hacer conducir el transistor  $n^+pn^-$ .

Una vez encendido, la corriente de colector del transistor  $pn p$  toma el papel de la corriente de base del  $npn$ . Los dos transistores quedan conduciendo e  $I_G$  no es ya necesaria.

Está claro que, para una aplicación concreta, es deseable que el tiristor dispare para el mayor rango posible de tensiones directas, y la corriente  $I_G$  debe adaptarse a este requerimiento. Los fabricantes dan en general el valor mínimo de  $I_G$  para que los tiristores disparen con seguridad bajo una tensión directa  $U_D \geq 6V$  (o  $\geq 12V$  para tiristores con  $U_{DRM} > 2kV$ ).

En la práctica esto significa que, en un puente de seis pulsos dos vías alimentado con 220 V, el ángulo mínimo de disparo es de  $\arcsin \frac{6V}{\sqrt{2}U} = 1,1^\circ$ , lo que no supone restricción práctica alguna a la controlabilidad del rectificador.

### 3.5.3. Modelo de dos transistores

Los dos transistores identificados en la estructura y funcionamiento del tiristor pueden representarse según el esquema de la figura 3.13.

De la representación se deduce que, en conducción y con  $I_G = 0$ :

$$I_{b_{pn p}} = I_{c_{n p n}} \quad (3.3)$$

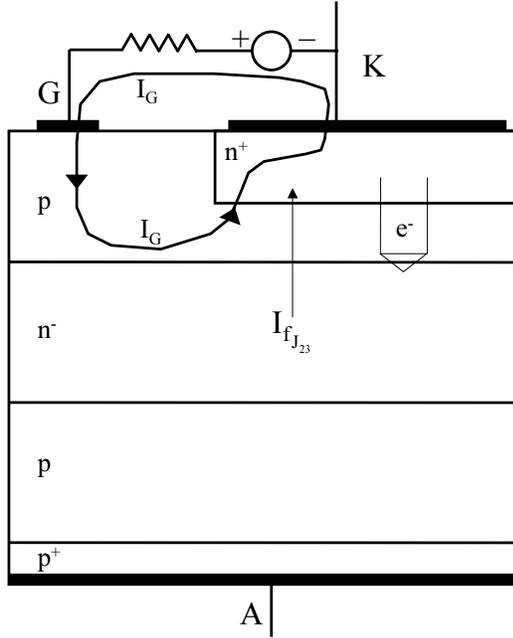


Figura 3.12: Encendido del tiristor con corriente de gate

$$I_{c_{pn p}} = I_{b_{n p n}} \quad (3.4)$$

Además:

$$I_T = I_{b_{pn p}} + I_{c_{pn p}} = I_K \quad (3.5)$$

### 3.5.4. Caída de tensión en conducción

Es fácil ver ahora que la caída de tensión en conducción del tiristor ( $U_T$ ) no será nula y estará compuesta por la caída en conducción de un diodo y el voltaje de saturación de un transistor:

$$U_T = U_{EB_{pn p}} + U_{SAT_{n p n}} \quad (3.6)$$

El primer término de la ecuación varía muy poco con la corriente, mientras que el segundo término corresponde a la tensión de saturación de un transistor con un colector muy ancho y de bajo dopaje, por lo que tiene un comportamiento esencialmente resistivo.

La caída de tensión, a efectos prácticos suele expresarse de esta forma:

$$U_T = U_{T0} + r_T I_T \quad (3.7)$$

Donde  $U_{T0}$  es aproximadamente la suma algebraica de las caídas de tensión correspondientes a las junturas en el camino de la corriente y  $r_T$  está relacionada con la resistencia óhmica de la capa de bloqueo en conducción que, sobre todo

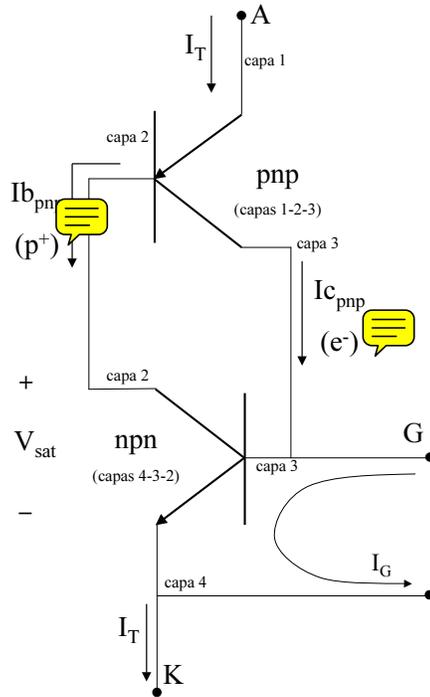


Figura 3.13: Modelo del tiristor como dos transistores

en tiristores de tensiones medias y altas, ocupa la mayor parte del volumen del dispositivo.

### 3.5.5. Característica ánodo - cátodo

Todo lo anterior se resume en la característica ánodo - cátodo del tiristor (Fig. 3.14)

El valor de  $U_{DRM}$  lo establece el fabricante para definir una zona de operación donde el dispositivo no entra en conducción en forma forzada con polarización directa ni cae en avalancha con polarización inversa.

¿Qué sucedería si se aplicara una corriente de gate que prende el transistor *npn* pero la corriente de colector de éste no es suficiente para prender el transistor *pnp*? El tiristor no prendería. Es por esto que el fabricante define una corriente externa mínima (proporcionada por el circuito externo) para que el tiristor encienda:  $I_L$  (latch).

A su vez, si el tiristor está prendido y no se le está suministrando corriente de gate, si la corriente que circula por el circuito externo baja por debajo de determinado valor  $I_H$  (holding) dado por el fabricante, el tiristor se apaga debido a que la corriente por el circuito externo deja de ser suficiente como para mantener prendidos los dos transistores. Si se cumple que

$$I_T \simeq I_{b_{pnp\,mínima}} + I_{b_{npn\,mínima}} < I_H \tag{3.8}$$

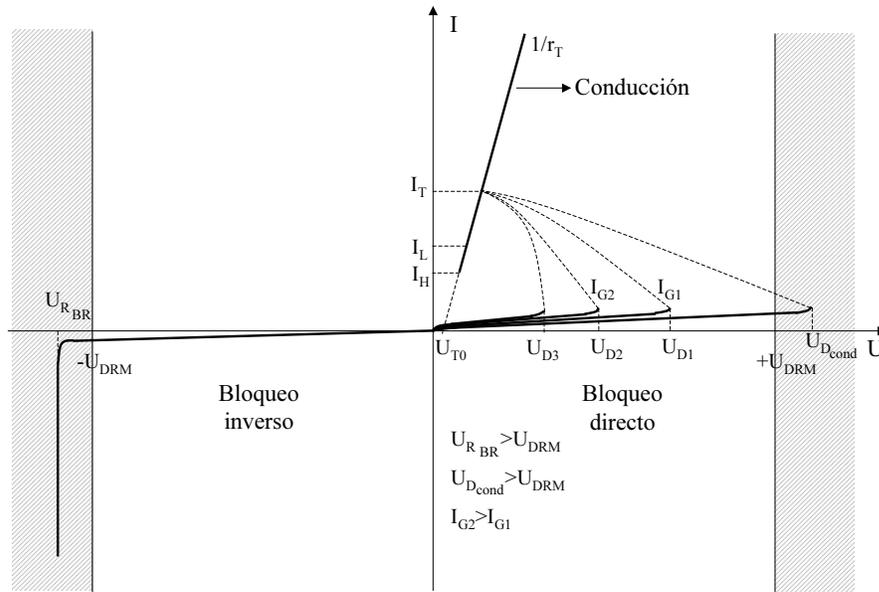


Figura 3.14: Característica ánodo-cátodo del tiristor

los portadores se recombinan en las bases (capas 2 y 3) a mayor velocidad de lo que son suministrados por el circuito externo.

Se cumple que:

$$I_H < I_L \quad (3.9)$$

### 3.6. Encendido

La figura 3.15 ilustra el proceso de encendido del tiristor. Se supone que la tensión  $U_{AK}$  es  $U_{AK} = U_D > 0$ , con  $U_D$  suficientemente alta como para que el tiristor dispare si se le aplica corriente directa a la juntura gate - cátodo (circuito de disparo). La mínima tensión directa práctica está en los datos de los fabricantes y es convencionalmente 6 o 12 V, dependiendo de la capacidad de bloqueo del tiristor.

El proceso de encendido del tiristor que interesa estudiar es el que se inicia con la aplicación de corriente de gate en el instante elegido para el disparo ( $t_0$ ).

Como la corriente que se aplica para el encendido circula entre el gate y el cátodo, la zona que enciende primero es la parte del tiristor que coincide con el borde de la zona del cátodo (Figura 3.16).

El tiempo que demora el tiristor en empezar a conducir es un tiempo de retardo  $t_d$  tal que:

$$t_d > t_{w_{p(n)}} + t_{w_{n(p)}} \quad (3.10)$$

Donde  $t_{w_{p(n)}}$  es el tiempo de tránsito de un portador  $n$  (electrón) a través de la base  $p$  del transistor  $nnp$  y  $t_{w_{n(p)}}$  es el de un portador  $p$  (hueco) a través de la base  $n$  del transistor  $pnp$ . El mecanismo de transporte de portadores de

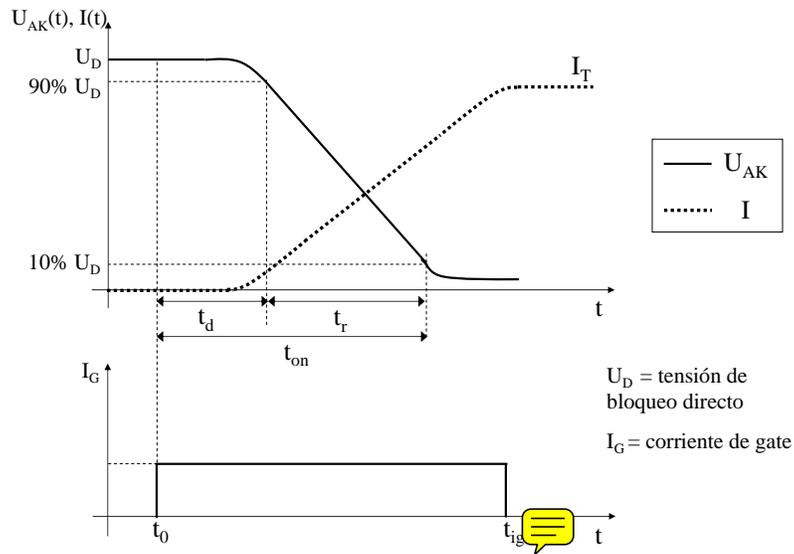


Figura 3.15: Curvas de encendido de un tiristor

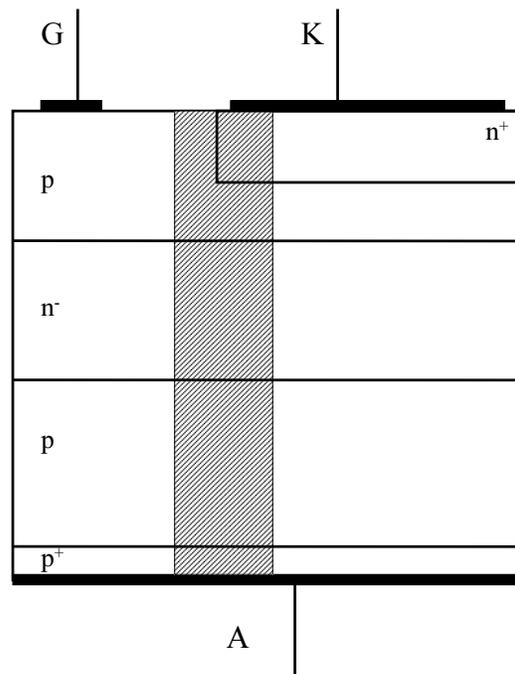


Figura 3.16: Comienzo del encendido - la corriente inicial pasa por la zona sombreada (borde del cátodo)

un tipo en material cuyos portadores propios mayoritarios son del otro tipo es la *difusión* (Capítulo 2, Subsección 2.8.2). Los electrones (portador  $n$ ) salen del emisor  $n^+$  del transistor  $npn$  y se difunden a través del material  $p$  de la base hasta llegar al colector  $n^-$ . El tiempo de tránsito es aproximadamente

$$t_{w_{n(p)}} = \frac{W_3^2}{2D_n} \quad (3.11)$$

donde  $W_3$  es el espesor efectivo de la capa 3 ( $p$ ) y  $D_n$  la constante de difusión de los electrones en material  $p$ .

Análogamente:

$$t_{w_{p(n)}} = \frac{W_2^2}{2D_p} \quad (3.12)$$

donde  $W_2$  es el espesor efectivo de la capa 2 ( $n$ ) y  $D_p$  la constante de difusión de los huecos en material  $n$ .

Una vez encendido ese borde la corriente empieza a circular y la tensión  $U_{AK}$  empieza a bajar. El tiempo que demora la tensión en bajar del 90 % al 10 % de la tensión de bloqueo inicial es el tiempo de subida  $t_r$ , durante el cual aumenta algo la superficie de la zona encendida y aumenta además la densidad de corriente. En convertidores conmutados por la red el crecimiento de la corriente está dado fundamentalmente por el circuito externo.

El tiempo de encendido es

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (3.13)$$

$$t_{IG} > t_{on} \quad (3.14)$$

El tiempo de encendido  $t_{on}$  se llama a veces  $t_{gt}$ .

$t_d$  es del orden de 1-2  $\mu s$ , mientras que  $t_r$  puede variar entre 2 y 10  $\mu s$ . Luego de transcurrido  $t_{on}$ , la zona encendida se sigue extendiendo hacia el centro de la zona  $n^+$  de cátodo con una velocidad de algunas décimas de  $mm/\mu s$ . El tiempo que demora el tiristor en quedar prendido totalmente depende por lo tanto de la superficie y de las geometrías del dopaje de emisor y de la conexión de gate que se diseña de manera de que el borde del dopaje de emisor cubra la mayor parte posible del chip de silicio. La complejidad del diseño depende de a qué tipo de aplicaciones está destinado el tiristor. Dispositivos de alta velocidad presentan diseños de mayor complejidad.

### 3.6.1. Valor máximo de la velocidad de subida de la corriente $(\frac{dI}{dt})$

Si el circuito externo es tal que cuando el tiristor apenas empieza a conducir la corriente sube muy abruptamente, como se asume cuando se analiza un convertidor conectado a una red fuerte con  $L_{cc} \approx 0$ , como aún no conduce todo el dispositivo se tendría toda la corriente del circuito externo circulando por zonas muy pequeñas, lo que ocasionaría la destrucción del tiristor por calentamiento excesivo de esas zonas. Existe un parámetro,  $dI/dt$ , que especifica cuál es la velocidad máxima admisible de crecimiento de la corriente sin que se dañe el tiristor ( $dI/dt$  crítico). Los valores típicos del  $dI/dt$  crítico van de 50 a 1000  $A/\mu s$  en la mayor parte de los tiristores disponibles.

### 3.6.2. Riesgo de falla por $\frac{dI}{dt}$ en aplicaciones prácticas

En convertidores conmutados por la red, el  $\frac{dI}{dt}$  en el encendido queda determinado por la inductancia del circuito de conmutación.

En el caso de un puente rectificador alimentado a través de un transformador, no se corre el riesgo de un crecimiento muy rápido de la corriente pues se tiene la inductancia de cortocircuito del transformador en el circuito de conmutación, que generalmente es suficiente para mantener el  $\frac{dI}{dt}$  muy por debajo del valor crítico, aún durante defectos.

Si se trata de un control de un motor de corriente continua directamente conectado a la red, allí se depende del valor de la impedancia de la red. En estos casos, por seguridad, se debería instalar inductancias en serie ya que puede suceder que la potencia de cortocircuito del lugar de conexión sea muy grande, y los tiempos de conmutación muy cortos. En el caso de instalaciones grandes, como por ejemplo Convertidores para Transmisión en Corriente Continua y Alta Tensión (*HVDC*- High Voltage Direct Current), las corrientes son del orden de miles de A (decenas de miles en caso de defectos). Aún teniendo transformadores, los valores de  $\frac{dI}{dt}$  pueden aproximarse al valor crítico. Se suele entonces conectar una inductancia en serie con cada válvula de tiristores<sup>3</sup>. Como se trata de limitar el  $\frac{dI}{dt}$  durante el encendido, se conecta generalmente una inductancia saturable, que actúa como inductancia a valores bajos de corriente. Una vez que la corriente crece, la inductancia satura y se comporta como si no estuviera presente en el circuito. En instalaciones de alta tensión cada tiristor del esquema de la Figura 3.18 se implementa con un cierto número de tiristores en serie (pueden llegar a ser varios cientos) disparados simultáneamente. En serie con los tiristores se instalan uno o más reactores (inductancias) saturables.

### 3.6.3. Modificación de cátodo

~~Si los tiristores en un puente se disparan muy cerca del instante de conmutación natural, algunos encenderán y otros no. Existe una gran dispersión en el comportamiento de los dispositivos. Las hojas de datos garantizan el disparo del tiristor cuando  $U_{AK} > 6V$  (o 12 V dependiendo del tiristor). En la práctica se espera a que la tensión directa sea bastante mayor. Esta es una de las razones para que exista un ángulo de disparo mínimo para los convertidores.~~

La corriente de fugas que tiene la juntura 23 depende, además de la tensión aplicada, de la temperatura. La densidad de corriente necesaria para que un tiristor como el modelado conduzca es del orden de  $100\mu A/cm^2$ , por lo que, si sube un poco la temperatura, el tiristor disparará solo. En consecuencia, se le debe dar cierta robustez al gate de tal forma que sean necesarias corrientes del orden de por lo menos 20 mA, dependiendo del rating del tiristor, para que el dispositivo encienda. Para lograr esto se hacen pequeños canales en la capa  $n^+$  para que el material  $p$  llegue al cátodo, lo cual en la práctica significa incorporar una resistencia entre el gate y el cátodo como se muestra en la figura 3.17.

Esta modificación consigue fijar la corriente que se tiene que suministrar para encender el transistor, pero ocasiona que la juntura  $n^+p$  no sea relevante en el bloqueo inverso.

<sup>3</sup>Se llama válvula de tiristores a un conjunto de tiristores conectados en serie para obtener tensiones de bloqueo del orden de  $10^2 - 10^3$  kV (un único tiristor bloquea menos de 10 kV)

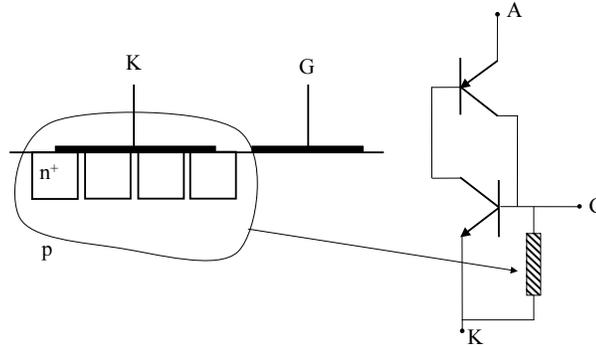


Figura 3.17: Modificación para aumento de corriente de gate

### 3.7. Disparo

Llamamos disparo de un tiristor a la acción necesaria para que en un instante determinado por los requerimientos de operación del circuito el tiristor se encienda, es decir, pase de bloqueo directo a conducción (la terminología equivalente en inglés es *triggering*  $\Rightarrow$  *disparo*, *turn-on*  $\Rightarrow$  *encendido*).

El disparo se realiza mediante la aplicación de un pulso de corriente en el circuito gate - cátodo, que queda caracterizado por su amplitud, forma de onda y duración.

El comienzo del pulso de  $I_g$  debe ser lo más parecido posible a un escalón de corriente. La duración debe ser por lo menos  $t_d$  ( $\approx$  tiempo de encendido del transistor *nnp* + tiempo de encendido del transistor *pnp*). En la práctica lo razonable parece ser aplicar el pulso de gate por lo menos durante  $t_{on} = t_d + t_r$  (Figura 3.15).

En las hojas de datos a veces aparece  $t_d$ , a veces  $t_{on}$  y frecuentemente ningún dato sobre el tiempo de encendido, sobre todo en tiristores para aplicación en baja frecuencia.

Si bien no es necesario, puede mantenerse la corriente de gate todo el tiempo que se prevé que va a conducir el tiristor. En un puente de seis pulsos dos vías (Figura 3.18) se mantendría  $120^\circ$  (6,66 ms en 50 Hz) en estado estacionario. Además de facilitar la implementación en algunos casos, facilita el reencendido de tiristores que se apagan en operación.

Esta práctica puede ser adecuada en convertidores de corrientes de hasta algunos cientos de amperes y potencia del orden de unos cientos de kW, con tensiones máximas bloqueables por un solo tiristor. Las corrientes de gate son del orden de 200 mA y pueden mantenerse los  $120^\circ$ .

Para potencias más altas y para aplicaciones en las cuales es necesario implementar válvulas con tiristores en serie se utiliza un pulso de disparo de duración aproximada  $t_{ig} = t_d + t_r$  y de amplitud mucho mayor que la estrictamente necesaria para encender el tiristor.

Esta implementación evita tener que mantener corrientes relativamente altas

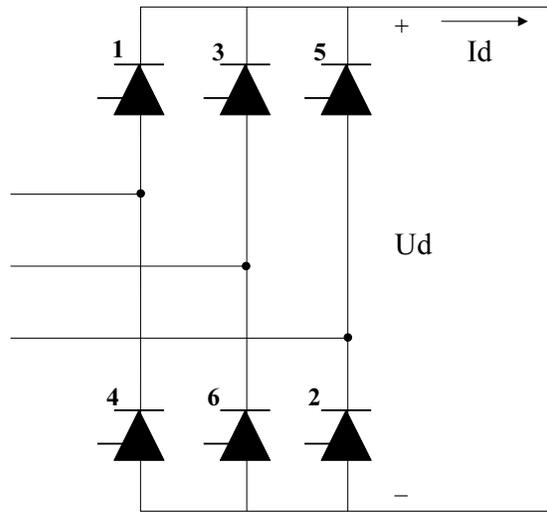


Figura 3.18: Puente de tiristores seis pulsos dos vías

de gate durante tiempos prolongados. Como la amplitud de la corriente de gate está limitada solamente por la potencia que se puede disipar en la juntura gate-cátodo, durante un tiempo corto puede usarse una corriente mayor que la estrictamente necesaria.

Si se aumenta la corriente de gate  $t_d$  disminuye. Un análisis más detallado muestra que el encendido está controlado por carga eléctrica, y mayor corriente de gate implica menos tiempo de retardo  $t_d$ . Esta dependencia se muestra para un caso típico en la figura 3.19. Disminuir  $t_d$  es particularmente importante en aplicaciones con tiristores conectados en serie, donde es fundamental la simultaneidad del encendido de la cadena para evitar sobretensiones (si un tiristor de la serie no dispara y los otros sí, el tiristor que no disparó tiene sobre sí toda la tensión directa y seguramente se rompe porque no está dimensionado para bloquearla)

Es interesante ver qué consecuencias tiene el empleo de uno u otro método de disparo (pulso durante todo el período de conducción previsto o pulso en el encendido estrictamente) en un convertidor particular.

Un puente rectificador de seis pulsos dos vías como el de la figura 3.18 tiene dos modos estacionarios de funcionamiento denominados conducción continua y discontinua. El análisis y descripción correspondientes pueden verse en textos de Electrónica de potencia (Mohan et al. 1995) (Thyborg 1988). En la presentación sumaria del capítulo 1 se supone conducción continua.

Si el puente está en conducción continua, cuando se produce la conmutación entre el tiristor 1 y el 3, el tiristor 2 continúa conduciendo sin problemas.

Si el puente está trabajando en régimen de conducción discontinua, cuando se produzca la conmutación mencionada el tiristor 2 estará apagado ya que se anuló la corriente  $I_d$  que circulaba por el mismo. En estos casos, si no se optó por mantener la corriente de gate durante todo el período de conducción del tiristor,

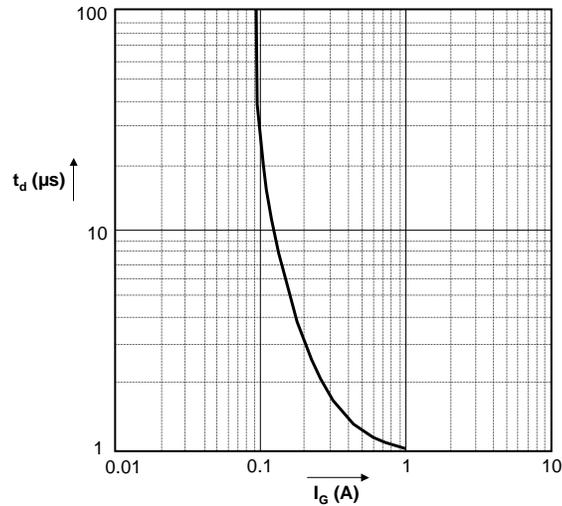


Figura 3.19: Curva "Gate trigger delay time"

es necesario dar un "pulso de refresco" simultáneamente con el encendido de 3, para que la corriente pueda circular. Es claro que este procedimiento se debe aplicar sucesivamente a todos los tiristores que componen el puente.

### 3.7.1. Valor de la corriente de gate

El valor de la corriente de gate necesaria para disparar el tiristor depende de la construcción y tamaño del dispositivo y está generalmente dado en una o más formas en la hoja de datos del fabricante.<sup>4</sup>

Su valor mínimo es la corriente necesaria para hacer conducir por el transistor *npn* suficiente corriente como para a su vez prender el transistor *npn*, en el modelo de tiristor presentado.

Ese valor depende de la corriente de fugas que se establece al polarizar el tiristor con una tensión mayor o igual a 6 V (12 V) la cual a su vez depende de la temperatura. A mayor temperatura se tiene mayor corriente de fugas hacia la capa del gate y por lo tanto se necesita menos corriente externa para la conducción.

Su valor máximo depende de la máxima generación de calor ( $P_{Gate} = I_G U_{GK}$ ) admisible en el electrodo del gate y en su unión con el silicio (circuito de gate).

Las hojas de datos de los tiristores contienen distinto grado de información a este respecto. En general aparece por lo menos la corriente de gate necesaria para disparar el tiristor con  $T = 25^\circ C$  y  $U_D = 6V$ , las potencias media y máxima que se puede disipar en la juntura gate - cátodo y un diagrama que suelen llamar "Características de disparo de gate" (gate trigger characteristics) o a veces "Gate

<sup>4</sup>Se sugiere analizar las hojas de datos de tiristores dadas por los fabricantes para facilitar el seguimiento de los conceptos que se exponen en estas secciones. Como ejemplos pueden tomarse los componentes *MCC250* (Mitsubishi Semiconductors Datasheets), *LS43\_43* (Powerex Semiconductors Datasheets) y *T90M1A* (Vishay Intertechnology Inc. Datasheets)

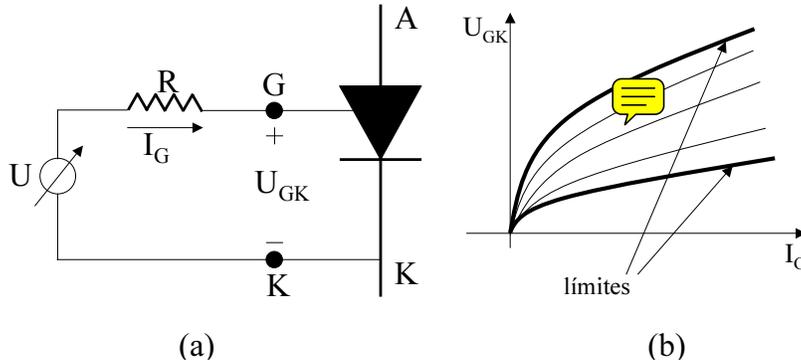


Figura 3.20: Características de gate y circuito para su determinación

characteristics” que permite dimensionar el circuito a emplear para el disparo que garantice el mismo para todos los ejemplares de tiristores de un mismo tipo, por ejemplo todos los tiristores *LS431843* (*Powerex Semiconductors Datasheets*) en un determinado circuito.

### 3.7.2. Característica de gate y características de disparo de gate

Si mediante un circuito como el de la figura 3.20(a) se hace pasar una corriente variable entre el gate y el cátodo de un ejemplar de tiristor dado (por ejemplo un *LS431843* elegido al azar) y se mide la tensión  $U_{GK}$ , se obtiene una curva  $U_{GK}(I_G)$  similar a la de un diodo polarizado en directo. Llamaremos a esa curva *Característica de gate del tiristor*. Si repetimos el procedimiento con otro ejemplar del mismo código, obtendremos una curva distinta debido a la dispersión en la fabricación .

Lo que hace el fabricante es dar dos curvas límite en un diagrama  $I_G - U_{GK}$  y asegurar que la característica de gate de un ejemplar cualquiera de un tiristor de determinado modelo se encuentra en la zona comprendida entre esos dos límites (Figura 3.20(b)).

No se debe confundir la característica de gate con estos límites.

En la curva de cada tiristor particular hay un punto tal que para una corriente de gate igual o mayor que la que le corresponde, el tiristor dispara. El fabricante da entonces, en el mismo diagrama, una curva que corta todas las características en un punto tal que, para corrientes mayores o iguales a la representada por ese punto, se asegura el disparo. En un diagrama  $U_{GK} - I_G$  de ejes con escala lineal esa curva es una recta como la (a) de la figura 3.21. Si se inyecta una corriente  $I_G$  tal que el punto correspondiente en la característica del ejemplar particular de tiristor está a la derecha de esa recta, el tiristor dispara.

La recta que determina la zona de disparo seguro varía con la temperatura, a mayor temperatura la recta se mueve a la izquierda del diagrama dado que

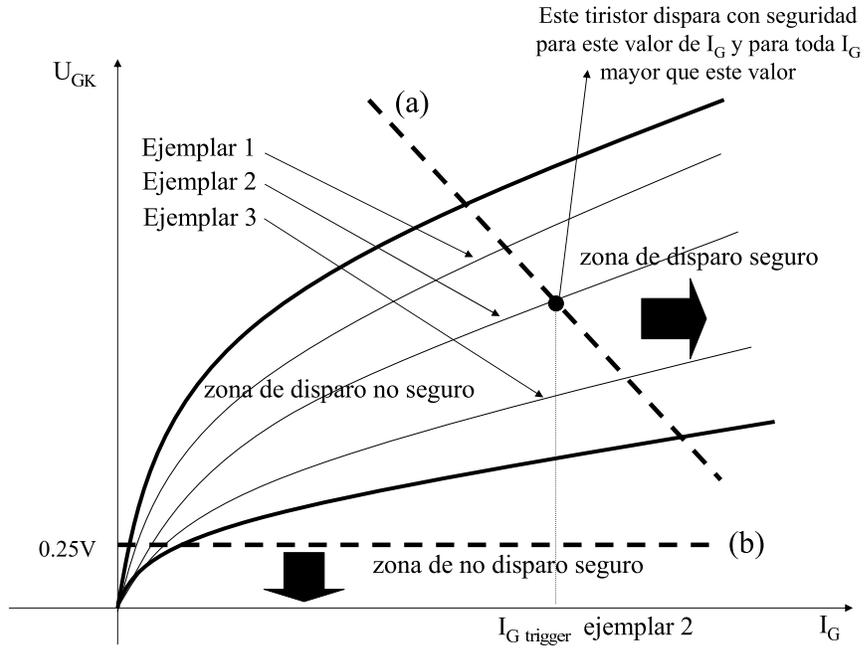


Figura 3.21: Características de disparo de gate para 3 ejemplares del mismo modelo de tiristor

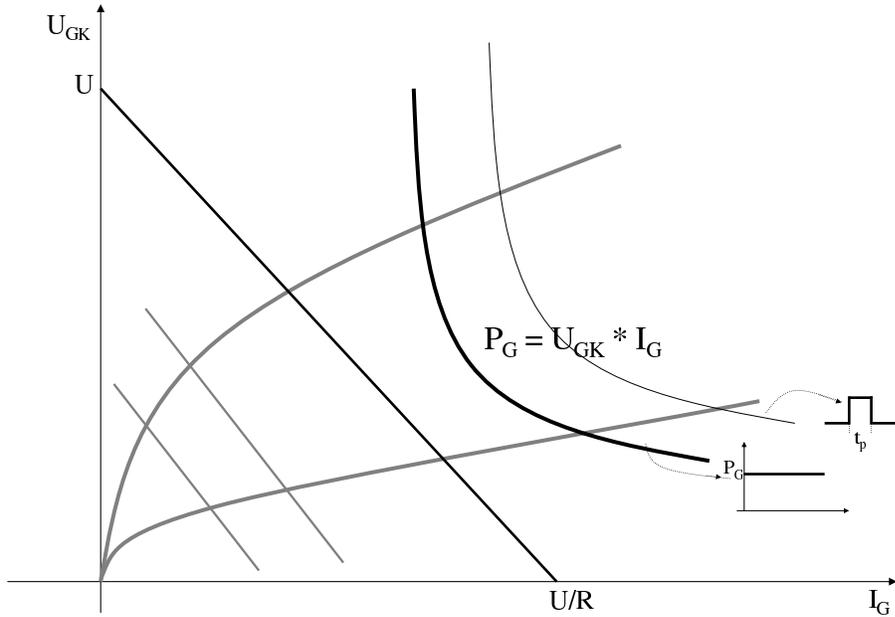


Figura 3.22: Límite de potencia máxima y recta de carga

las fugas son mayores y por lo tanto se necesita menor corriente de gate para encender el tiristor. Normalmente se da esta recta por lo menos para  $T = 25^{\circ}C$  y para  $T = -40^{\circ}C$ .

El fabricante también da otra recta tal que si se opera con valores que quedan por debajo de la misma, es seguro que el tiristor no disparará. Muchas veces esta recta se da únicamente como un valor de tensión gate-cátodo (recta (b), figura 3.21). Este valor se debe tener en cuenta para las eventuales tensiones inducidas que se tengan en el circuito de disparo que podrían causar disparos no deseados.

Habíamos dicho que la corriente de gate está limitada por la potencia máxima que se puede disipar en la unión gate - cátodo. En la lista de "ratings" del componente se indica generalmente la potencia media y la máxima. En el diagrama  $U_{GK}(I_G)$  el límite debido a la potencia se representa mediante hipérbolas  $P_G = U_{GK}I_G$  (Figura 3.22) paramétricas en la duración del pulso de disparo. Si se elige disparar mediante un pulso corto de duración  $t_p$  y de amplitud alta  $I_g$  se deberá cuidar que el punto de operación quede a la izquierda de la curva de potencia máxima correspondiente al ancho de pulso inmediatamente mayor al elegido, pero se deberá cuidar también que la potencia media no supere el valor máximo establecido.

La potencia media de gate vale  $P_G(av) = I_G \cdot U_{gk} \cdot t_p / T$  siendo T el tiempo entre disparos consecutivos. En la característica de disparo de gate de la figura 3.25 la potencia máxima del disparo indicada para distintos anchos de pulso es tal que su potencia media coincide con la admisible si los disparos ocurren cada 20 ms (50 Hz).

### 3.7.3. Circuito de disparo

El circuito de disparo debe asegurar que, al conectarse al dispositivo a disparar, el punto de operación se encuentra en la zona limitada por:

- 1) el límite de disparo seguro elegido (dependiente de la temperatura)
- 2) la curva de potencia máxima de gate correspondiente al ancho de pulso de corriente de gate elegido para la aplicación
- 3) los dos límites entre los cuales se encuentran las características de gate de los distintos ejemplares

Basta entonces con dimensionar adecuadamente un circuito cuyo equivalente de Thévenin sea una resistencia  $R$  en serie con una f.e.m.  $U$  (Figura 3.23)

Su ecuación es:

$$U_{GK} = U - RI_G \quad (3.15)$$

que se representa por una recta en el diagrama de características de disparo de gate. Se elige  $U$  y  $R$  de manera que la recta corte a las características en puntos de operación ubicados en la zona definida por el límite de disparo seguro, la potencia máxima y los dos límites entre los que se encuentra la característica de gate del dispositivo (Figura 3.24).

Como resulta poco práctico poner los límites de disparo seguro y los límites de potencia en un mismo diagrama lineal, se utiliza generalmente un diagrama logarítmico como el de la figura 3.25 (*Vishay Intertechnology Inc.* Datasheets, imagen cortesía de).

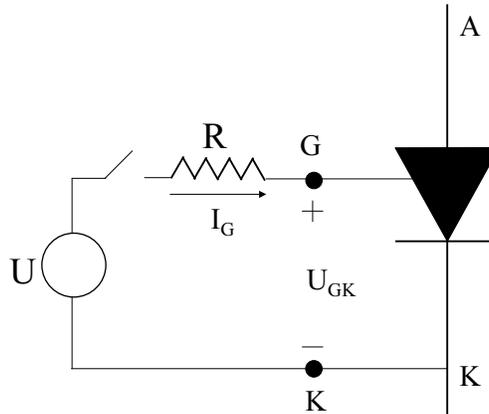


Figura 3.23: Circuito de disparo – Equivalente Thévenin

Los límites de disparo seguro se representan por rectángulos definidos por un valor de tensión y una corriente y la recta de carga queda representada por una curva (Figura 3.25).

Los límites de potencia máxima ~~son~~ naturalmente rectas ~~en este tipo de diagrama.~~

#### 3.7.4. Implementación práctica del circuito de disparo:

En un puente rectificador como el de seis pulsos dos vías (figuras 3.1 y 3.18) ~~los~~ tiristores que tienen los cátodos unidos tienen una referencia común para el disparo. El problema lo presentan los tiristores que tienen los ánodos unidos pues sus cátodos tienen una tensión flotante con respecto a cualquier punto del circuito. En consecuencia, el circuito de disparo para estos tiristores deberá tener aislación galvánica.

En general, para potencias medias y grandes (mayores a algunos kW), se aísla galvánicamente toda la parte de potencia de la de señal, por lo tanto los seis tiristores se disparan con aislación galvánica.

La aislación galvánica se puede lograr con un optoacoplador con fibra óptica, tomando la energía para el disparo de la tensión de bloqueo de los tiristores cuando no conducen o usando directamente la luz para encender tiristores contruidos especialmente para este tipo de disparo. Cuando no es necesario poner tiristores en serie o no se manejan tensiones muy altas (hasta algunos kV), alcanza con un circuito con transformador aislador, que transmite tanto la información de disparo como la potencia para efectuarlo. En convertidores de hasta algunas centenas de A, ~~se~~ puede utilizar el circuito de disparo que se detalla en la figura 3.26 a).

Se necesita aplicar desde una fuente de tensión ~~una~~ una corriente a través de una resistencia  $R$  con una llave comandable y a la vez tener aislación galvánica. Para lograr esto último ~~se~~ utiliza un transformador capaz de transformar tensión continua, por lo que, para que la tensión en el secundario del mismo sea constante, deberá haber un flujo linealmente creciente a través del transformador

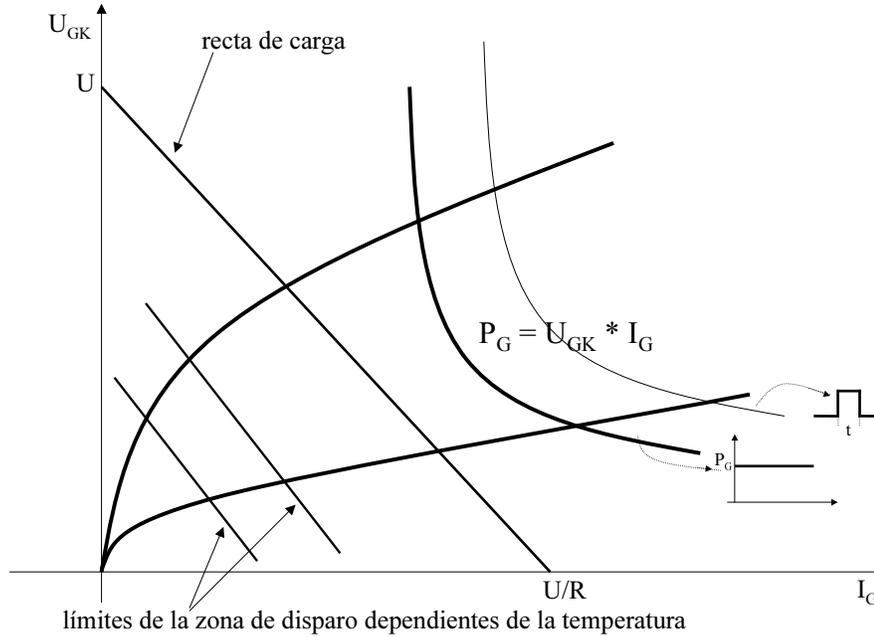


Figura 3.24: Límite de potencia máxima y recta de carga

(recordar que la tensión es proporcional a la derivada del flujo). El transformador se puede considerar como ideal pero teniendo en cuenta la inductancia de magnetización.

El transformador se deberá diseñar para que no llegue a saturar durante el tiempo de conducción. Si el transformador satura, el flujo deja de crecer, la tensión del primario es prácticamente cero y en esas condiciones toda la tensión de la fuente queda aplicada sobre el transistor prendido, el cual naturalmente se destruye.

Para prender el tiristor se prende el transistor  $Q_1$  (figura 3.26) durante el tiempo en que queremos que circule corriente  $I_G$ . El circuito magnético se magnetiza linealmente (según la  $L_m$  del modelo del transformador) y durante ese tiempo aparece en el secundario:

$$U = \frac{n_2}{n_1} U_{cc} \quad (3.16)$$

que con  $R$  dan la corriente para el disparo requerido.

Para finalizar el pulso de disparo se apaga el transistor llevando  $I_B$  a cero.

La corriente por el transistor es:

$$I_Q = I_m + \frac{n_2}{n_1} I_G \quad (3.17)$$

Si se corta  $I_m$ , la inductancia magnetizante genera en el primario del transformador una tensión:

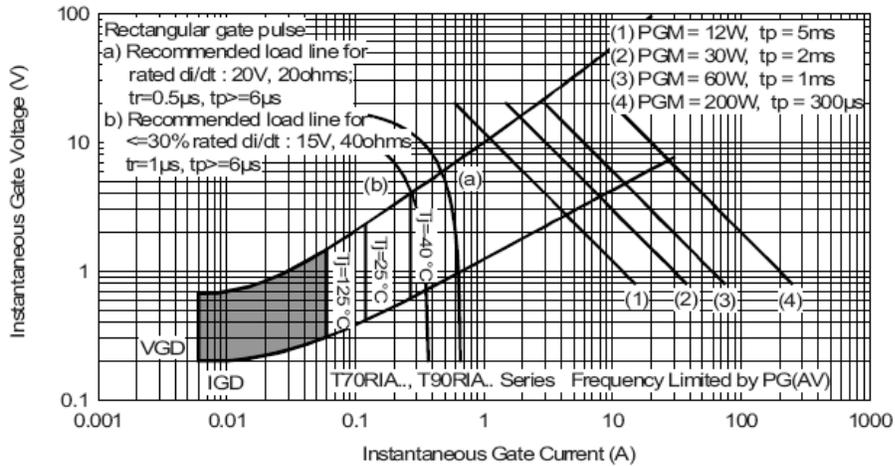


Figura 3.25: Característica de gate de la serie T..RIA

$$U_P \approx L_m \frac{\widehat{I}_m}{t_{off}} \quad (3.18)$$

( $t_{off}$ , apagado del transistor) cuya polaridad es inversa a la anterior. La tensión sobre el transistor queda:

$$U_{transistor} \approx V_{cc} + L_m \frac{\widehat{I}_m}{t_{off}} \quad (3.19)$$

valor que excede largamente su capacidad de bloqueo, ya que el tiempo de apagado  $t_{off}$  es muy corto. El transistor puede destruirse.

Esa sobretensión inversa se transforma en una tensión negativa en el secundario, polarizando el diodo  $G - K$  en inverso con un valor que puede dañarlo.

En consecuencia, el circuito de disparo se modifica agregando un diodo en serie con la resistencia que se conecta al gate de tiristor y otro diodo del lado del primario para dar un camino para la corriente de magnetización cuando corta el transistor, por lo que el circuito de disparo se modifica de acuerdo a la figura 3.27.

Se puede ver que cuando corta el transistor, la tensión inversa provocada por  $L_m$  y la corriente magnetizante hacen conducir el diodo D1 y se genera una tensión inversa en el secundario que corta el diodo D2. La tensión que se ve en el secundario del transformador es la caída en el diodo D1 ( $V_\gamma$ ) como tensión negativa, afectada por la relación de transformación.

Al conducir el diodo D1 se le da un camino a la corriente  $i_m$  para la desmagnetización del transformador, la cual se realiza mediante la tensión negativa  $-V_\gamma$ . Este circuito puede funcionar si el disparo consiste en un pulso de duración mucho más corta que el tiempo entre disparos, por ejemplo un pulso de algunos  $\mu s$  para un tiempo de encendido del orden de algunos  $ms$ . Esto se debe a que  $V_\gamma$  es muy pequeño frente a  $V_{cc}$ , por lo que el tiempo de desmagnetización va a ser mucho más largo que el de magnetización. El transformador debe estar desmagnetizado antes de un nuevo disparo. Con la tensión  $-V_\gamma$  aplicada la desmagnetización puede llevar un tiempo excesivamente largo para muchas

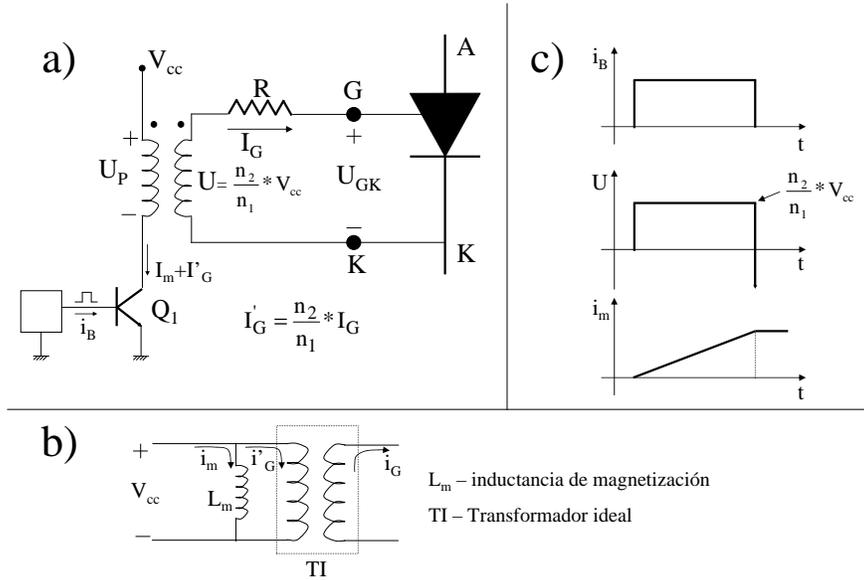


Figura 3.26: Circuito de disparo del tiristor - Encendido - a) Circuito de disparo con transformador real - b) Modelo utilizado para el transformador - c) Formas de onda para un pulso de corriente

aplicaciones en que el tiempo de conducción requerido es comparable al tiempo disponible para desmagnetizar. Para solucionar este inconveniente se suele colocar un zener en serie con el diodo D1 de forma de aumentar la tensión negativa en la fase de la desmagnetización disminuyendo de esa forma el tiempo empleado en la misma (Figura 3.28).

La ecuación 3.20 describe el circuito durante el proceso de magnetización y la ecuación 3.21 describe el circuito durante el proceso de desmagnetización.

$$\frac{di_m}{dt} L_m = V_{cc} \tag{3.20}$$

$$\frac{di_m}{dt} L_m = -V_\gamma - V_Z \tag{3.21}$$

La tensión  $U_{CE_{max}}$  es:

$$U_{CE_{max}} = V_{CC} + V_\gamma + V_Z \tag{3.22}$$

$V_Z$  se elige de manera de disminuir el tiempo de desmagnetización manteniendo  $U_{CE}$  del transistor por debajo de su valor de avalancha.

En un puente de 6 pulsos 2 vías, por ejemplo, se necesitará un transformador de pulsos tal que no sature al aplicarle  $V_{CC}$  durante 7 ms o más. Se requiere entonces una  $L_m$  alta, el transformador tendrá muchas vueltas en el primario,

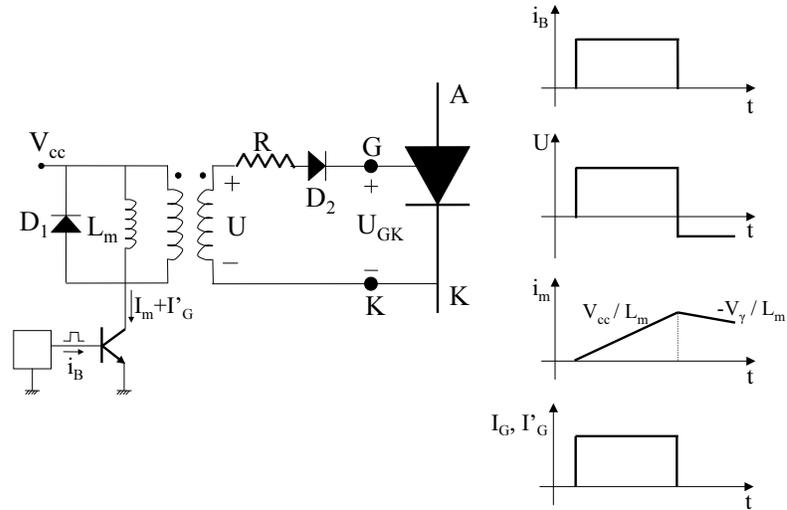


Figura 3.27: Circuito de disparo modificado

y seguramente no se podrá despreciar la inductancia de fugas, que hará que la tensión y corriente en el secundario se aparte del escalón (Figura 3.29).

Esto trae como consecuencia una imprecisión muy grande en el instante del disparo.

Lo que usualmente se hace, en vez de mantener un disparo durante  $120^\circ$ , es aplicar  $i_B$  en forma de tren de pulsos durante los  $120^\circ$ . En la figura 3.30 se ve que un tren de pulsos de corta duración permite tener un transformador con  $L_m$  mucho más baja, menos vueltas, mucho más pequeño y con mucho menor inductancia de fugas, con los que se logra una subida de tensión mucho más rápida.

## 3.8. Apagado

### 3.8.1. Imposibilidad estructural del apagado

Si se analiza el circuito del modelo del tiristor visto como dos transistores, se podría pensar que así como se lo pudo prender, se lo puede apagar, sacando por el gate la corriente necesaria para que el transistor *npn* entre en corte. Esta corriente tiene que ser por lo menos del orden de la corriente de colector del transistor *pn*p y el problema es que la distribución de esta corriente circulando de cátodo a gate no es uniforme ya que el **ap**apa del gate tiene una resistencia lateral importante. La corriente circulará por el camino de menor resistencia, que es en el borde del dopaje del cátodo, por lo que el centro del cátodo no se

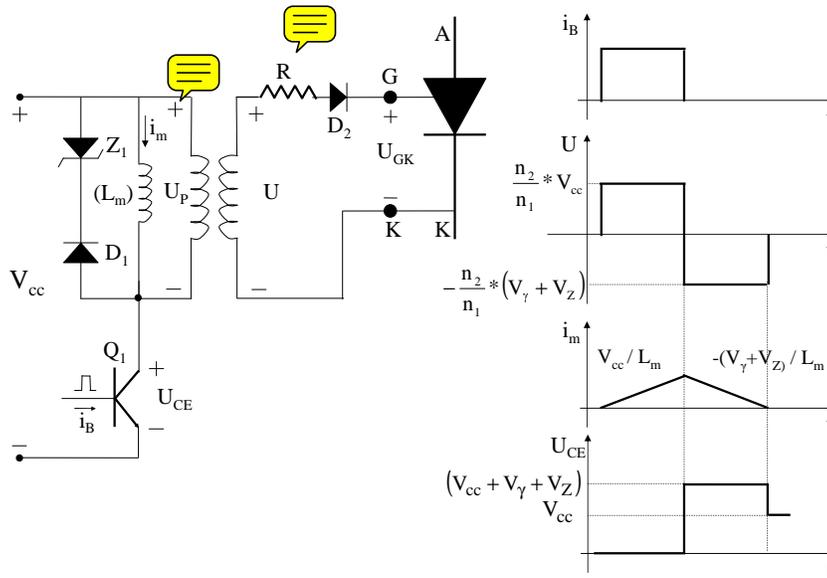


Figura 3.28: Circuito de disparo completo con zener para aumento de tensión de desmagnetización



Figura 3.29: Tensión en el secundario

va a apagar. Como esta zona constituye la mayor parte del tiristor, éste no se apagará (Figura 3.31).

En la práctica se hacen tiristores apagables combinando en la misma oblea de silicio muchos tiristores pequeños puestos en paralelo que se pueden apagar. Es el principio de operación de otro dispositivo llamado GTO (Gate Turn-Off Thyristor).

Para apagar un tiristor hay que anular la corriente que circula por el mismo ( $I_T$ ), o mejor dicho, disminuir la corriente hasta que sea menor que un valor  $I_H$ , por debajo del cual las corrientes de base no son lo suficientemente grandes como para mantener encendidos los transistores que conforman el modelo visto del tiristor.

### 3.8.2. Procesos de apagado

Se pueden ver dos procesos por los cuales se hace disminuir la corriente apagando el tiristor:

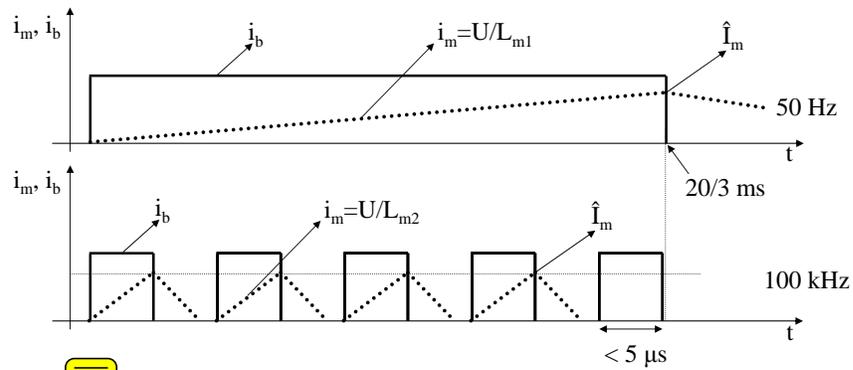


Figura 3.30: Único pulso vs tren de pulsos para el encendido

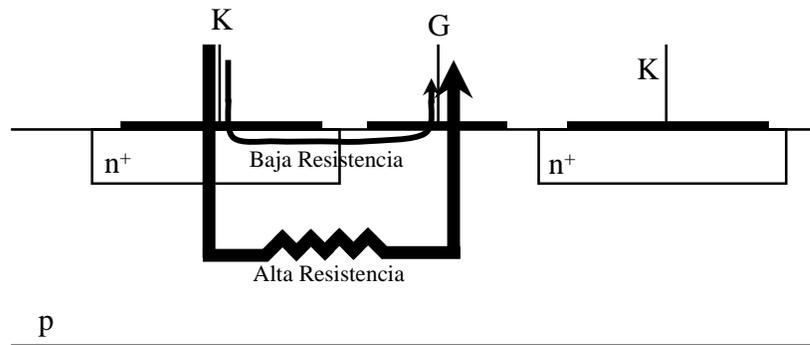


Figura 3.31: Camino para una eventual corriente de apagado

### 1) "Quenching"

En este proceso, por disminución de la carga (aumento de la impedancia  $Z$ ),  $I_T$  va bajando hasta que  $I_T < I_H$ , por lo que el tiristor se apaga (Figura 3.32).

### 2) Corriente inversa:

Se actúa de manera que el circuito externo haga circular una corriente inversa por el tiristor de forma de forzar la corriente por el mismo a cero, estando el tiristor en conducción y con el consiguiente exceso de portadores en la base de los dos transistores que lo componen. Esto es lo que sucede en las conmutaciones en el puente de seis pulsos dos vías, donde al disparar el tiristor 3 para conmutar con el tiristor 1, se forma el circuito de conmutación de la figura 3.33.

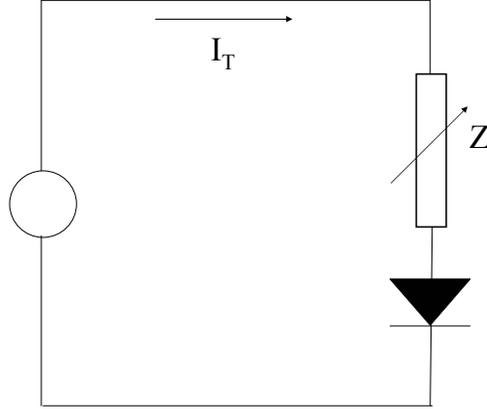


Figura 3.32: Apagado del tiristor: Quenching

### 3.8.3. Apagado en un rectificador conmutado por la red - conducción inversa

Se estudiará el apagado de un tiristor en el caso del puente rectificador de seis pulsos dos vías (figuras 3.1 y 3.18); el proceso es esencialmente el mismo en otras aplicaciones. La figura 3.33 ilustra el proceso. En determinado momento están prendidos  $T1$  y  $T2$ .  $I_d$  es constante y no hay caídas de tensión en  $L_{cc}$ . Cuando la tensión  $U_{SR}$  se hace positiva,  $T3$  entra en bloqueo directo y está en condiciones de conducir. Si se lo dispara, queda en estado de conducción y se forma el circuito de conmutación de la figura 3.33, que consiste en una tensión de conmutación  $u_k$  en serie con dos de las inductancias de línea  $L_{cc}$  (suele desprejarse la resistencia) y los dos tiristores que funcionan como llaves cerradas, al estar ambos en conducción.

La tensión de conmutación  $u_k(t)$  es en este caso la tensión compuesta  $U_{SR}$ .

#### Apagado del tiristor ideal

El circuito de conmutación, considerando tiristores ideales ( $u_T = 0$ ) se rige por la ecuación:

$$u_k(t) = 2L_{cc} \frac{di_k}{dt} \quad (3.23)$$

donde  $u_k(t) = U_{SR}(t)$ ,  $L_{cc}$  es la impedancia de línea (que puede considerarse inductiva) e  $i_k(t)$  es la corriente de conmutación, que crece desde cero a partir de que se dispara  $T3$  y se cierra el circuito.

Se considera  $t = 0$  el instante a partir del cual  $T3$  entra en bloqueo inverso y  $t_\alpha = \alpha/\omega$  el instante en que se dispara  $T3$ .

En ese caso:

$$u_k = U_{SR} = U\sqrt{2}\text{sen}(\omega t) \quad (3.24)$$

Haciendo el cambio  $\omega t = \nu$  la ecuación queda:

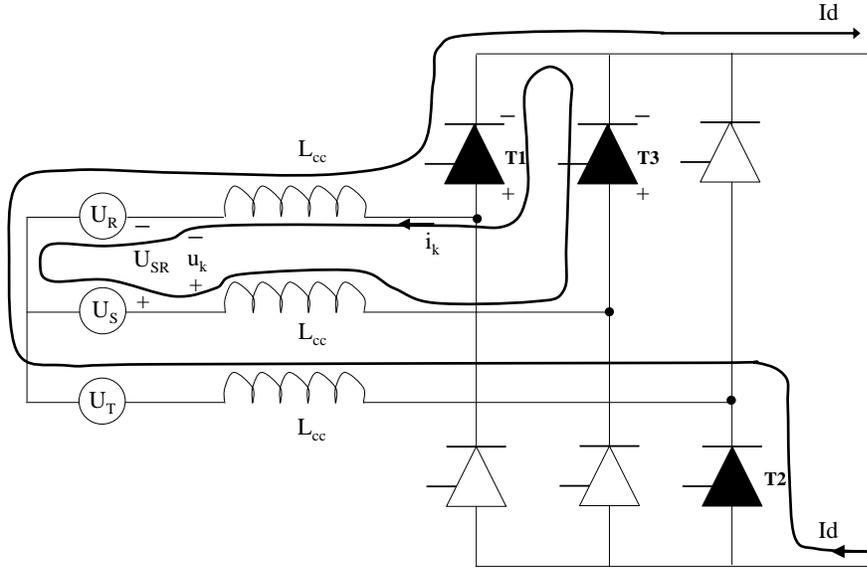


Figura 3.33: Circuito de conmutación

$$U_{SR}(\nu) = 2wL_{cc} \frac{di_k}{d\nu} \quad (3.25)$$

La corriente de conmutación es:

$$i_k(\nu) = \frac{\sqrt{2}U}{2wL_{cc}} (\cos \alpha - \cos \nu) \quad (3.26)$$

Idealmente el proceso de conmutación finaliza cuando  $i_k(\nu) = I_d$  en el instante  $\tau$  (ángulo  $w\tau$ , figura 3.34).  $T1$  se abre y por  $T3$  circula  $I_d$ .

Cabe resaltar que el tiempo en que se prende un tiristor es apreciablemente menor que el tiempo en que se apaga, por lo que se puede considerar, para discutir el proceso de apagado del tiristor 1, que el proceso de prendido del tiristor 3 es prácticamente instantáneo.

Las formas de onda sobre los tiristores cuando el puente está funcionando como rectificador ( $\alpha < 90^\circ$ ) son las que se detallan en figura 3.34 (tiristor ideal). El ángulo  $u = w\tau - \alpha$  es el ángulo de conmutación ( $t_u = u/(w\tau)$ ).

### Apagado del tiristor real

Se estudiará en detalle cómo es el apagado de un tiristor real en un puente funcionando como rectificador. Esto significa ver qué pasa realmente en el instante  $\tau$  (ángulo  $w\tau$ ) de la figura 3.34.

Tomando en cuenta las caídas de tensión en conducción que tienen los tiristores, la ecuación de conmutación queda:

$$U_{SR}(\nu) - U_{T3} + U_{T1} = 2wL_{cc} \frac{di_k}{d\nu} \quad (3.27)$$

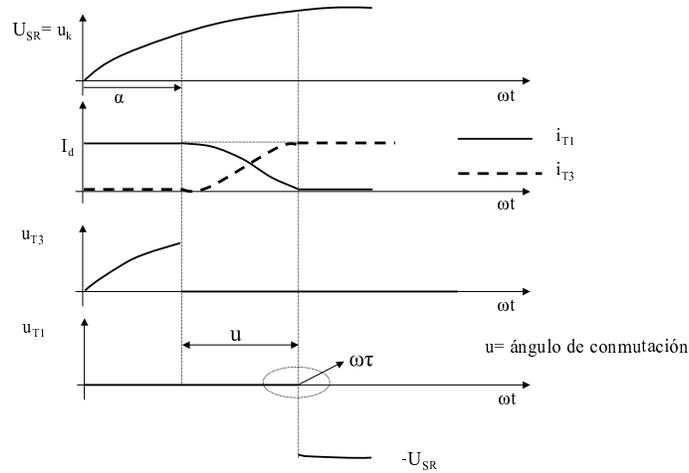


Figura 3.34: Formas de onda durante la conmutación del rectificador (tiristor ideal)

En conducción, el tiristor tiene un gran exceso de portadores, las junturas base colector en los dos transistores están polarizadas en directo y tienen en sus bases una gran concentración de portadores minoritarios

Cuando el tiristor 3 comienza a conducir, la corriente y la tensión por el tiristor 1 son:

$$i_{T_1} = I_d - i_k(\nu) \quad (3.28)$$

$$U_{T_1} = U_{T_0} + (I_d - i_k(\nu))r_T \quad (3.29)$$

Donde  $U_{T_0}$  y  $r_T$  son parámetros comunes a todos los tiristores del puente.

Cuando  $i_k(\nu)$  llega al valor  $I_d$  la corriente por el tiristor 1 se anula, pero las junturas base colector siguen polarizadas en directo debido al exceso de portadores minoritarios en las bases, por lo que la caída de tensión positiva se mantiene y la carga almacenada sustenta una corriente inversa que responde a la ecuación 3.27, la cual escrita en términos de  $i_T$  queda:

$$U_{SR}(\nu) - U_{T_3} + U_{T_1} = -2wL_{cc} \frac{di_{T_1}}{d\nu} \quad (3.30)$$

Cuando una de las dos junturas base colector se vacía de exceso de portadores, el tiristor se polariza en inverso y la tensión  $U_{T_1}$  se hace bruscamente negativa. La corriente llegará a un valor mínimo (máximo de corriente inversa) cuando  $di_{T_1}/d\nu$  se anula:

$$U_{T_1} = -U_{SR} + U_{T_3} \quad (3.31)$$

Como el tiristor 3 es un tiristor en conducción,  $U_{T_3} \ll U_{SR}$  y  $U_{T_1} \approx -U_{SR}$ .

En ese instante el tiristor tiene bloqueo inverso y una corriente inversa máxima de valor  $I_{RM} = -i_{T_1}$ . Esta corriente se debe a los portadores minoritarios

que quedan en las capas que actúan como bases y su valor tiende a cero más o menos rápidamente dependiendo de la velocidad de recombinación de los portadores en esas capas.

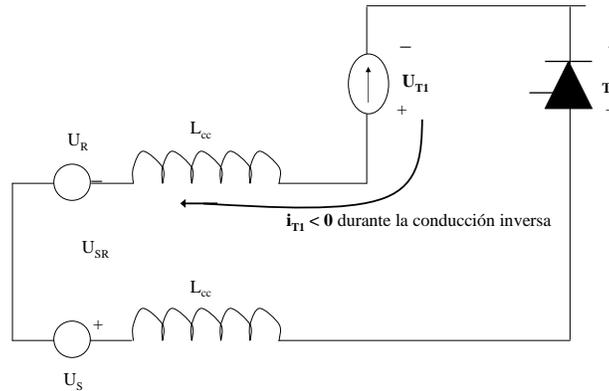


Figura 3.35: Tiristor como fuente de corriente durante la conducción inversa en el apagado

Desde el momento en que el tiristor 1 se polariza en inverso hasta que su corriente inversa se anula, el tiristor actúa como una fuente de corriente  $i_{T_1}(t) < 0$  (figura 3.35), y la tensión sobre el mismo está dada por:

$$U_{T_1} = -U_{SR} + U_{T_3} - 2L_{cc} \frac{di_{T_1}}{dt} \quad (3.32)$$

Esa tensión tiene módulo máximo con  $\frac{di_{T_1}}{dt} \max$

$$U_{T_{1\max}} = -U_{SR} + U_{T_3} - 2L_{cc} \frac{di_{T_1}}{dt} \max \quad (3.33)$$

La última ecuación expresa la máxima tensión que debe bloquear el tiristor en el corte. De acuerdo a las consideraciones hechas, la forma de onda de la corriente y la tensión en el momento del apagado son las que se dibujan en la figura 3.36. La carga conducida en sentido inverso representa la carga almacenada en el tiristor y desaparece por conducción y por recombinación.  $t_{rr}$  es el tiempo de recuperación inversa que se define a veces como el tiempo desde que  $i_{T_1}$  baja a cero al llegar  $i_k(\nu)$  a  $I_d$ , hasta que  $i_{T_1}$  llega a  $-I_{RM}/4$  o a  $-I_{RM}/10$  luego de haber alcanzado su máximo valor negativo  $|i_{T_1}| = I_{RM}$ .

Se ve que aparece una sobretensión que se agrega a la tensión inversa  $-U_{SR}$  que se consideraba en el caso ideal. En la figura 3.36 se considera  $U_{T_3} \ll U_{SR}$

La sobretensión dependerá de cuán rápido se recombinen las cargas y de la inductancia del circuito externo. Un tiristor rápido en un circuito muy inductivo provoca una sobretensión muy grande.

De las curvas presentadas se aprecia que el comportamiento del tiristor real se aparta fuertemente del tiristor ideal en el apagado.

El problema mayor a superar es que la tensión que debe bloquear no es la tensión de base, sino un valor de tensión mucho mayor, pues se agrega la sobretensión vista.

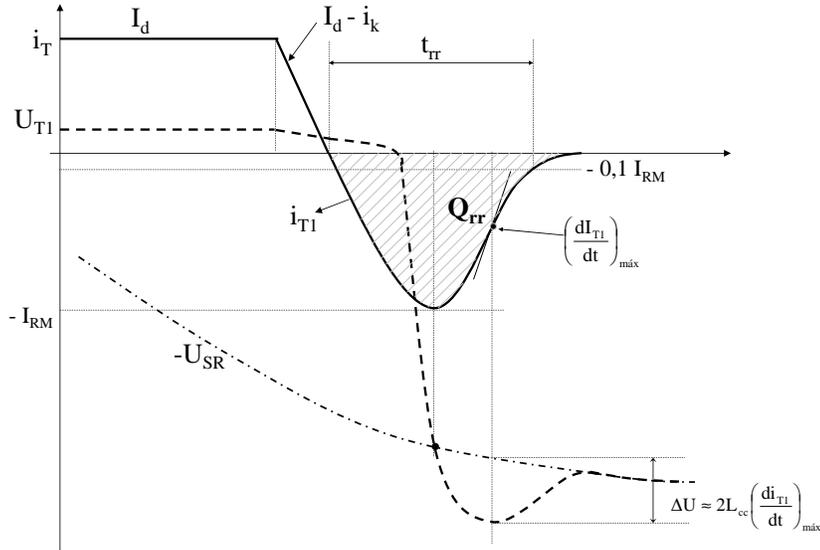


Figura 3.36: Formas de onda en el apagado del tiristor

En el diseño y dimensionado del circuito se hace lo siguiente:

1- Se dimensiona el tiristor con un factor de seguridad mayor que 2. Por ejemplo, si la tensión de red ( $U_{SR}$  en el caso visto) es de 380 V, se estima el pico que debe soportar el tiristor como:

$$\hat{U}_{SR} = (1,25 \times 380) \times \sqrt{2} \times 2 \quad (3.34)$$

Donde se agrega un 25 por ciento al valor de la tensión nominal de la red para considerar eventuales variaciones de tensión en la misma y se multiplica por dos como el factor de seguridad.

El resultado dice entonces que el pico de la tensión sinusoidal de una red de 400 V puede llegar a más de 700 V, por lo que para este caso se utilizará un tiristor con  $U_{DRM}$  mayor a 1400 V.

2- Se hace que una parte de la corriente circule por un circuito amortiguador como se detalla en la figura 3.37

Este circuito logra amortiguar el pico de tensión en el apagado. Los valores para R y C los da el fabricante en las hojas de datos. El único parámetro que se debe calcular es la potencia de la resistencia que dependerá de la carga que tenga la capacidad y de la frecuencia de trabajo.

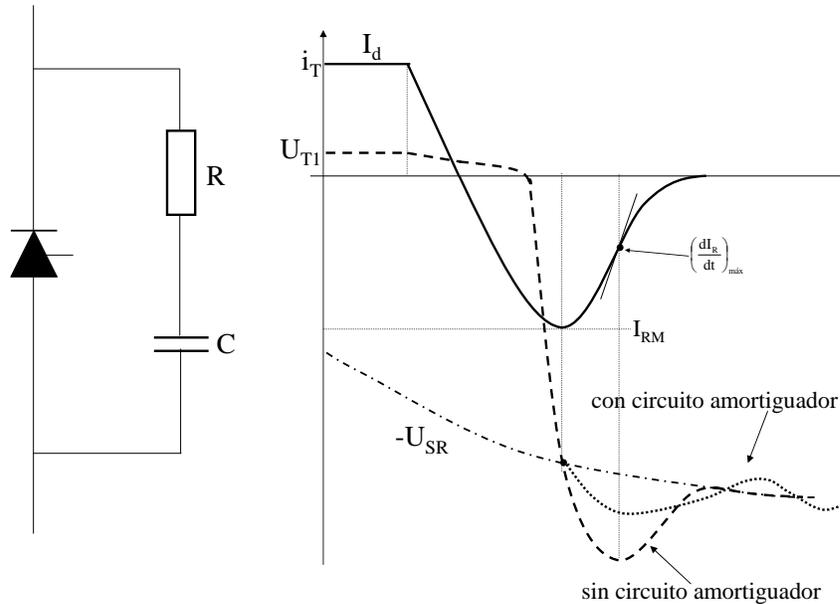


Figura 3.37: Circuito amortiguador y formas de onda resultantes

### 3.8.4. Apagado en un inversor conmutado por la red - Tiempo $t_q$

Este caso presenta un interés especial al entrar en juego otras características y limitaciones del tiristor.

Al funcionar como inversor, el ángulo de disparo  $\alpha$  será mayor que  $90^\circ$ . Las curvas correspondientes en la conmutación en el caso ideal son las que se muestran en la figura 3.38.

El ángulo  $\gamma$  es el margen de conmutación.  $t_\gamma = \gamma/\omega$  es el tiempo durante el cual el tiristor que se apagó está en bloqueo inverso. La tensión que queda aplicada entre el ánodo y el cátodo del tiristor 1 es  $-U_{SR}$ . Si esta tensión  $U_{AK}$  se hace positiva en un tiempo demasiado corto después que la corriente por el tiristor se anuló, se corre el riesgo de que cargas aún sin recombinar provoquen el reencendido del tiristor.

El punto *A* de las figuras 3.38 y 3.39, instante a partir del cual el tiristor vuelve a tener tensión  $U_{AK} > 0$  luego de la conducción y posterior apagado y bloqueo inverso, debe estar por lo tanto lejos de la finalización del proceso de apagado, de manera que se tenga un bloqueo directo seguro.

El fabricante especifica el parámetro  $t_q$  como el tiempo mínimo que el tiristor debe permanecer en el modo de bloqueo inverso luego del apagado y antes que se le pueda aplicar un voltaje directo. El valor de  $t_q$  es mayor que  $t_{rr}$ . En general el valor de  $t_q$  ( $200\mu s \approx 3.6^\circ$ ) no afecta al margen de conmutación  $\gamma$  ya que el valor mínimo del mismo se determina de acuerdo a otros factores. Un  $\gamma$  muy bajo puede implicar ~~excesiva baja tensión~~ en el momento del disparo. Una sobrecarga que ocurra inmediatamente después del disparo del tiristor hace

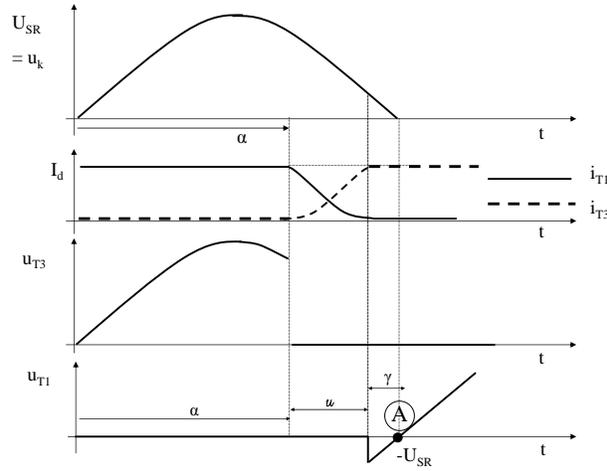


Figura 3.38: Curvas de conmutación en funcionamiento como inversor

crecer el ángulo de conmutación  $u$  a expensas del  $\gamma$  y puede llegar a producirse una falla de conmutación. En la práctica el  $\gamma$  mínimo es del orden de  $15\text{-}25^\circ$ .

Otro aspecto que debe cuidarse es el valor que tiene  $dU_{AK}/dt$  luego del punto A, cuando el tiristor entra en bloqueo directo. En ese caso  $U_{AK} = U_D > 0$  (tensión de bloqueo directo). Ese valor  $dU_{AK}/dt = dU_D/dt$  debe estar por debajo de un valor máximo dado por el fabricante. Esto se debe a que la juntura que sostiene el bloqueo directo (juntura 2-3) tiene una capacidad de polarización inversa  $C_{23}$ , por lo que al crecer  $U_D$  aparece una corriente que vale:

$$i \approx C_{23} \frac{dU_D}{dt} + U_D \frac{\partial C_{23}}{\partial t} \quad (3.35)$$

$C_{23}$  depende de otros factores, por eso se usa la derivada parcial. Si  $dU_D/dt$  es suficientemente alta, la corriente  $i$  puede disparar el tiristor. Esta capacidad se presenta en el Capítulo 2 en el contexto del análisis del funcionamiento de una juntura  $pn$ .

En general las hojas de datos dan un valor de  $dU_D/dt$  para el caso en que el tiristor estuvo conduciendo ( $200 - 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ).

Es posible que el tiristor encienda por saltos de tensión cuando no ha estado conduciendo inmediatamente antes. El valor de  $dU_D/dt$  que lo enciende en este caso es bastante más grande.

## 3.9. Manejo térmico

### 3.9.1. Generación de calor

Uno de los apartamientos del modelo ideal de más importancia práctica es la generación de calor en el tiristor.

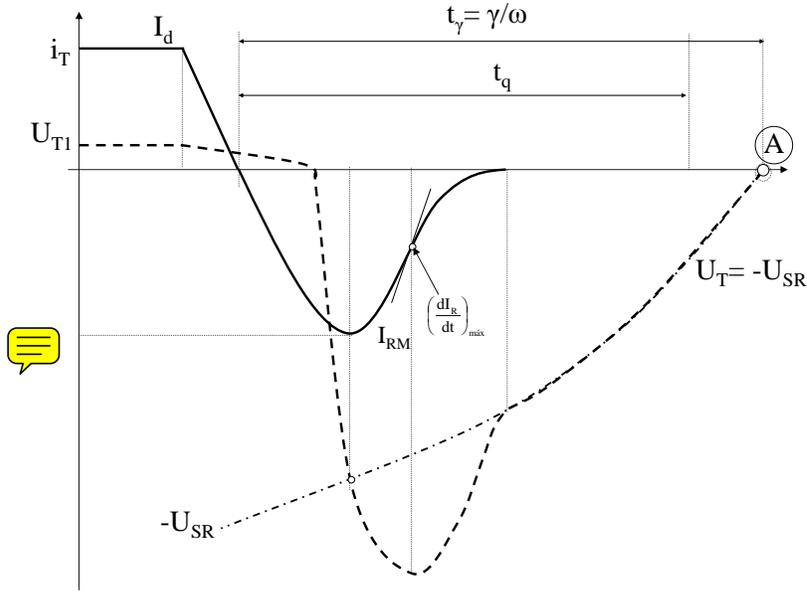


Figura 3.39: Curvas de apagado en funcionamiento como inversor

La potencia instantánea disipada en el tiristor en forma general es:

$$p(t) = u_{AK}(t)i_T(t) \quad (3.36)$$

En la práctica para determinar la potencia disipada o pérdida de potencia resulta útil calcularla en cada uno de los estados del tiristor. Se distinguen entonces pérdidas en el encendido, pérdidas en el apagado, pérdidas en estado de bloqueo y pérdidas en conducción.

La potencia de las pérdidas en estado de bloqueo es el producto de la corriente de fugas por la tensión bloqueada. Como la corriente de fugas es generalmente 4 a 5 órdenes de magnitud menor que la corriente de trabajo estas pérdidas pueden despreciarse frente a las otras en una primera aproximación.

En particular, la potencia disipada por el tiristor en conducción vale:

$$p(t) = u_T(t)i_T(t) \quad (3.37)$$

Sustituyendo  $u_T(t)$  por el valor dado por la ecuación 3.7:

$$p(t) = (U_{T_0} + r_T i_T(t))i_T(t) = U_{T_0} i_T(t) + r_T i_T^2(t) \quad (3.38)$$

El comportamiento en el encendido y apagado se muestra en la figura 3.40

Las pérdidas en el encendido y apagado se pueden estudiar a partir de la evolución de la tensión y corriente en las transiciones (Figura 3.40).

Las pérdidas en el encendido dependen de las formas de onda de  $u_T(t)$  e  $i_T(t)$  en ese proceso, lo cual depende fuertemente del circuito externo. Puede hacerse una estimación suponiendo que la tensión baja al mínimo y la corriente crece al máximo al mismo tiempo y linealmente. En ese caso (tomando  $U_T \ll U_D$ ) la energía disipada en el encendido puede expresarse como:

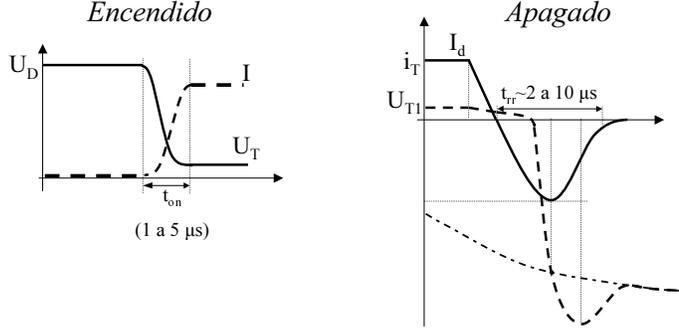


Figura 3.40: Encendido y apagado

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} u_T(t) i_T(t) dt \approx \int_0^{t_{on}} \left( U_D - \frac{U_D}{t_{on}} t \right) \frac{I_d}{t_{on}} dt = \frac{U_D I_d}{6} t_{on} \quad (3.39)$$

La potencia media disipada es:

$$P_{encendido} = W_{on} f \quad (3.40)$$

siendo  $f$  la frecuencia de las transiciones en un funcionamiento periódico.

Las pérdidas en el apagado son más difíciles de calcular, pero se puede dar una expresión aproximada para su valor medio (Wallmark & Zwegbergk 1973):

$$P_{apagado} = \frac{U_D I_T}{2} f \tau_2 \quad (3.41)$$

Donde  $\tau_2$  es el tiempo de vida media de los huecos en la capa  $n^-$ , o sea el tiempo que un hueco puede viajar por el material  $n^-$  del tiristor sin recombinarse con un electrón.

Generalmente las pérdidas en el encendido y en el apagado a 50 Hz pueden despreciarse frente a las pérdidas en conducción, por lo que las pérdidas que se considerarán serán estas últimas.

Utilizando la expresión 3.38 se puede calcular la potencia media en conducción:

$$P = \langle p(t) \rangle = U_{T_0} \langle i_T(t) \rangle + r_T \langle i_T^2(t) \rangle \quad (3.42)$$

$$P = U_{T_0} I_{AV} + r_T I_{rms}^2 \quad (3.43)$$

Esta última expresión es útil dado que en las hojas de datos, el rating de corriente del tiristor aparece en forma de dos parámetros que son  $I_{AV}$  e  $I_{rms}$ , valor medio y valor eficaz de la corriente respectivamente.

El parámetro límite del tiristor para la disipación de potencia es la temperatura del silicio, o más precisamente la temperatura de la juntura 2 – 3 (Wallmark & Zwegbergk 1973). Se la llama  $T_j$  por analogía con la temperatura de juntura de un diodo.

La temperatura admisible máxima varía entre  $T_j = 125^\circ C$  y  $140^\circ C$ , según el tiristor.

Para una corriente dada, el área del chip debe ser tal que la resistencia térmica de contacto del silicio con los conductores sea suficientemente chica como para que  $T_j$  se mantenga por debajo del máximo, fijando la temperatura del encapsulado en un valor especificado por el fabricante. Valores usuales pueden ser  $25^\circ C$ ,  $75^\circ C$  u  $85^\circ C$ .

### 3.9.2. Modelo térmico de un tiristor en un montaje práctico: Resistencia térmica

Con corrientes de trabajo usuales la potencia que se disipa en conducción en el chip de silicio que constituye el tiristor es tal que, sin ningún elemento adicional, puede elevar su temperatura a valores inadmisibles. Por lo tanto el tiristor se encapsula de tal manera que el encapsulado (llamado *case* en inglés) se pueda adosar a un dispositivo, que llamaremos disipador, al cual transmitirle el calor. En general el encapsulado no es suficiente para transferir al medio ambiente la potencia generada por el tiristor (o por cualquier llave semiconductor de potencia). El disipador es un objeto conductor de calor cuya función es aumentar la superficie de contacto entre el encapsulado metálico y el aire como medio refrigerante (convección). La superficie aumentada permite además que una parte del calor se disipe por radiación (Figura 3.41) (Wallmark & Zwegbergk 1973, adaptado de).

Para potencias grandes, el intercambio puede ser entre el metal y un fluido que se mantiene a baja temperatura.

Cuando el tiristor está conduciendo, la potencia disipada puede expresarse, según lo visto anteriormente, como:

$$p(t) = [U_{T_0} + r_T i_T(t)] i_T(t) \quad (3.44)$$

Para simplificar el modelo suponemos que el calor se genera en la zona más caliente del chip, que es la juntura  $J_{23}$  (Wallmark & Zwegbergk 1973).<sup>5</sup>

Se utilizará la ecuación sencilla de transmisión de calor en estado estacionario de acuerdo al esquema de la figura 3.42:

$$R_\theta = \frac{T_1 - T_2}{P} \quad (3.45)$$

Donde  $T_1$  y  $T_2$  son las temperaturas de las superficies externas de un material y  $R_\theta$  su resistencia térmica.

Si la potencia varía con el tiempo se debe considerar además el calor necesario para variar la temperatura de los cuerpos involucrados, lo cual se puede expresar mediante la capacidad calorífica:

<sup>5</sup> $U_{T_0} i_T(t)$  es esencialmente la potencia en la juntura 1 – 2 y  $r_t I_T^2(t)$  es la potencia por la caída resistiva en la capa 2. El análisis de la distribución de temperatura en el chip excede el alcance de esta presentación.

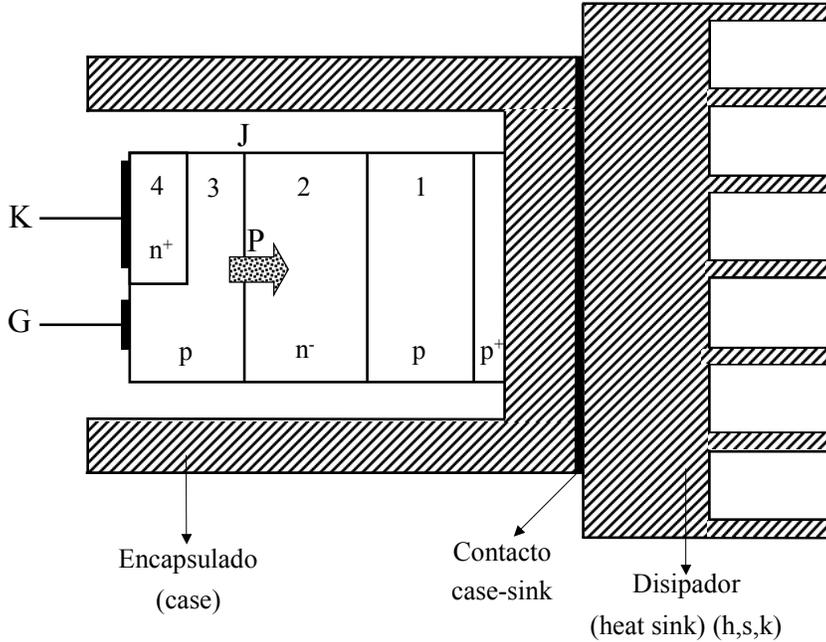


Figura 3.41: Diagrama Tiristor - Case - Disipador

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = \frac{P \Delta t}{\Delta T} \quad (3.46)$$

Donde  $\Delta Q$  es la cantidad de calor absorbida o disipada por el cuerpo al subir o bajar su temperatura,  $\Delta T$  es la variación de temperatura y  $\Delta t$  el tiempo durante el cual se suministra la potencia  $P$ .

Las ecuaciones 3.45 y 3.46 nos permiten utilizar una analogía eléctrica para construir el modelo térmico del tiristor: la temperatura  $T$  corresponde a la tensión, la potencia  $P$  corresponde a la corriente y  $R_{\theta}$  y  $C$  corresponden a la resistencia eléctrica de un conductor y a la capacidad de un condensador respectivamente.

Si se considera la potencia como una corriente que va desde una juntura a temperatura  $T_j$  hasta el aire a la temperatura ambiente  $T_a$  (o hasta algún fluido refrigerante con temperatura  $T_a$ ), el modelo térmico del tiristor puede representarse por el circuito de la figura 3.43 en el cual:

$R_{\Theta_t}$  = resistencia térmica del silicio

$R_{\Theta_{tc}}$  = resistencia térmica del encapsulado

$R_{\Theta_{cs}}$  = resistencia térmica del contacto encapsulado - disipador

$R_{\Theta_s}$  = resistencia térmica del disipador

$R_{\Theta_{sa}}$  = resistencia térmica entre la superficie del disipador y el aire circundante

$C_j$  = capacidad calorífica del silicio

$C_c$  = capacidad calorífica del encapsulado

$C_s$  = capacidad calorífica del disipador

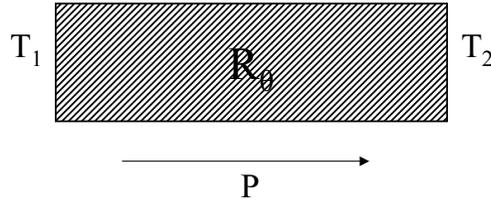


Figura 3.42: Esquema de transmisión de calor

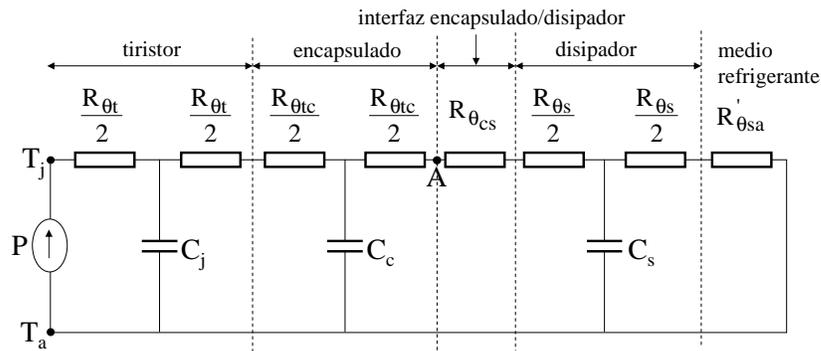


Figura 3.43: Circuito térmico equivalente del tiristor

El modelo aproximado utilizado es análogo al modelo de una línea de transmisión con resistencia serie y capacidad entre conductores.

La temperatura en el punto A es la temperatura superficial del encapsulado del tiristor.

En particular, en estado estacionario y con potencia constante, los materiales están a temperatura constante y no hay transferencia de calor para el calentamiento. “Las capacidades no se recargan” - se tiene entonces una distribución de temperaturas estable, independiente del tiempo, por lo que el circuito 3.43 puede simplificarse de acuerdo a la figura 3.44.

$R_{\theta_{jc}}$  es la resistencia térmica entre la juntura y el encapsulado o case;  $R_{\theta_{cs}}$  es la resistencia térmica dada por el fabricante entre las superficies del encapsulado (case) y el disipador (sink), suponiendo que el dispositivo está correctamente montado (tornillos del tamaño especificado apretados con el par especificado, grasa siliconada o similar entre las superficies).

Para el modelo estacionario con  $P$  constante vale:

$$T_j = T_a + P(R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) \quad (3.47)$$

Si  $P$  no es constante sino periódica estacionaria, puede usarse la misma

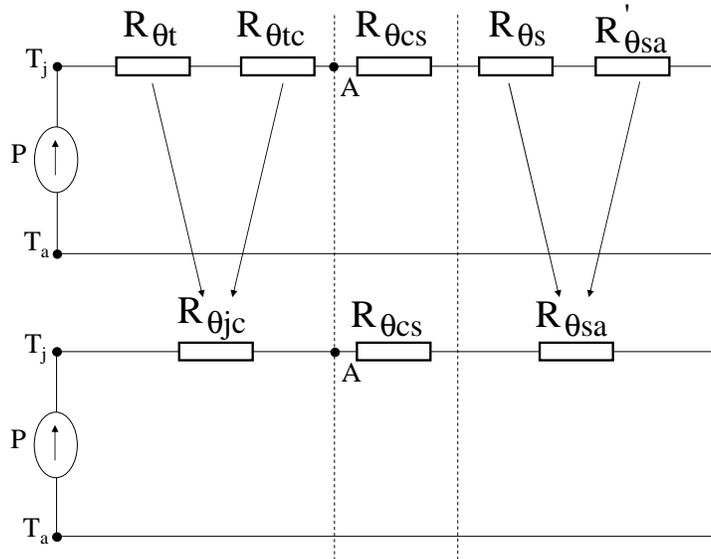


Figura 3.44: Circuito térmico estacionario del tiristor

ecuación para valores medios:

$$\langle T_j \rangle = T_a + \langle P \rangle (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) \quad (3.48)$$

### 3.9.3. Cálculo de la temperatura media - Ejemplo:

El módulo MCC250 (*IXYS Semiconductors Datasheets*) consiste en dos tiristores conectados formando una rama de un puente y montados en un mismo encapsulado. Utilizando este módulo se quiere construir un puente de seis pulsos dos vías utilizando un solo disipador sobre el que se montarán los tres módulos (la hoja se obtiene en [www.ixys.com](http://www.ixys.com)).

De acuerdo a lo que establecen las hojas de datos correspondientes  $T_{j_{max}} = 140^\circ C$ . Como se quiere dar un cierto margen de seguridad en la eventualidad de una sobrecarga del circuito, se tomará como  $\langle T_{j_{max}} \rangle = 110^\circ C$  y se utiliza la ecuación correspondiente a potencia media constante y régimen estacionario.

Como datos adicionales, se sabe que:  $T_a = 40^\circ C$  y que  $R_{\theta_{sa}} = 0,1^\circ K/W$

Para saber cuánto vale la  $I_d$  que puede entregar un puente armado con estos componentes se tiene que averiguar primero cuánto vale la potencia máxima que puede disipar cada tiristor individualmente.

En la figura 3.45 se muestra el comportamiento de la corriente por un tiristor, el cual conduce una corriente de valor  $I_d$  durante  $120^\circ$  y está cortado durante  $240^\circ$ .

En la hoja de datos del módulo se da el valor de la resistencia térmica junta - disipador (usualmente se llama  $R_{\theta_{js}}$  pero en esta hoja de datos figura como  $R_{\theta_{jk}}$ ) por tiristor y por módulo. El valor de la resistencia por módulo es el que se obtiene cuando los dos tiristores del módulo están en funcionamiento. Esto no

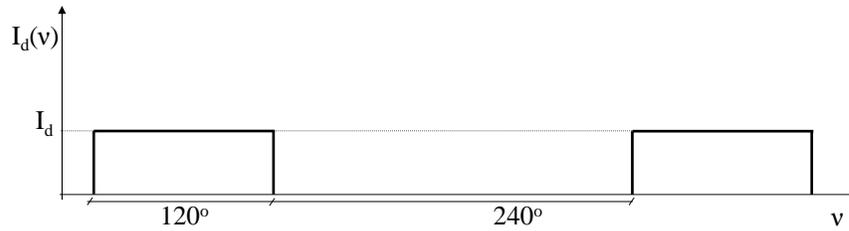


Figura 3.45: Forma de onda de la corriente por cada tiristor. Se asume  $I_d(t) = I_d$  constante

implica que estén encendidos simultáneamente, sino que los dos están generando el mismo calor por estar activos durante tiempos iguales.

En la figura 3.46 se muestra el circuito térmico equivalente de los tres módulos montados en un mismo disipador. En el primer módulo se muestran las resistencias térmicas que existen realmente: la de cada juntura con el encapsulado y la de todo el encapsulado con el disipador, así como las potencias que circulan por ellas. En el segundo módulo se muestran las resistencias equivalentes por tiristor de acuerdo a la hoja de datos. En el tercer módulo se muestran las resistencias por módulo de acuerdo a la hoja de datos. Se usa el subíndice  $s$  para designar el disipador en lugar del subíndice  $k$  de la hoja de datos de este fabricante en particular.<sup>6</sup>

De la hoja de datos se obtiene:

$$\begin{aligned} U_{T_0} &= 0,85V \\ r_T &= 0,82 \cdot 10^{-3}\Omega \\ R_{\theta_{jk}} &= 0,169^\circ K/W \end{aligned}$$

De acuerdo a lo visto anteriormente, la potencia  $\langle P \rangle$  disipada por cada tiristor es:

$$\hat{P} = U_{T_0} I_d + r_T I_d^2 \quad (3.49)$$

$$\langle P \rangle = \frac{\hat{P}}{3} \quad (3.50)$$

Dado que el tiristor conduce durante  $1/3$  del período.

Suponiendo que todos los tiristores están disipando una potencia media  $\langle P \rangle$  se tiene:

$$T_j - T_a = \langle P \rangle R_{\theta_{jk}} + R_{\theta_{sa}} 6\langle P \rangle \quad (3.51)$$

$$\langle P \rangle = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jk}} + 6R_{\theta_{sa}}} = 91W \quad (3.52)$$

$$\hat{P} = 273W \Rightarrow I_d = 257A \quad (3.53)$$

<sup>6</sup>Otros fabricantes dan como dato la resistencia térmica entre encapsulado y disipador

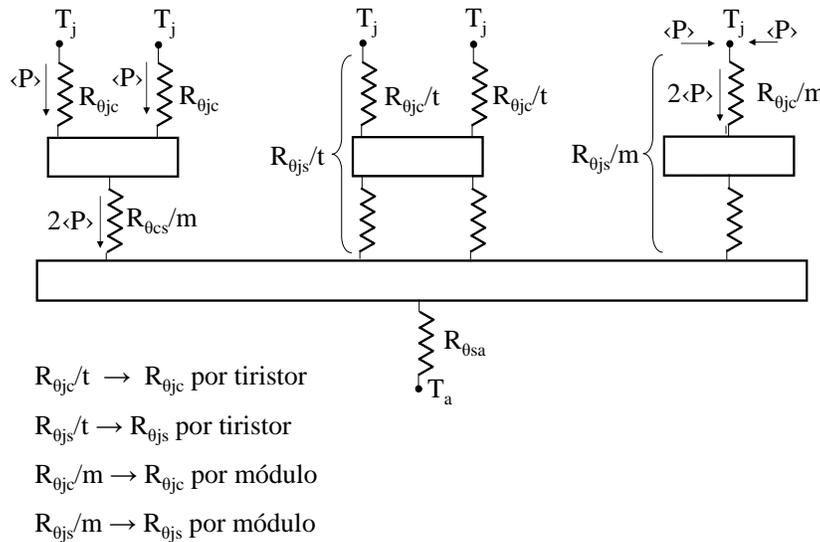


Figura 3.46: Circuito térmico del tiristor de un puente de seis pulsos dos vías formado por tres módulos de dos tiristores cada uno, montados en un único disipador

Cada tiristor tiene una corriente media de 85 A.

La hoja de datos indica una corriente media máxima de 287 A. En el ejemplo la corriente queda limitada por el tamaño del disipador disponible.

### 3.9.4. Temperatura instantánea: Impedancia Térmica Transitoria

Para resolver el problema planteado se asumió que la temperatura es uniforme. Si se quisiera hacer un cálculo más detallado, se debería contemplar que la temperatura instantánea de junta no es constante dado que la potencia instantánea tampoco lo es.

Si tenemos en cuenta la forma de onda de la potencia ( $p(t) = i_r(t)u(t)$ ), la evolución de la temperatura es la que se muestra en la figura 3.47.

Se ve que si se trabaja solamente con la temperatura media, puede suceder que la temperatura máxima instantánea exceda el límite dado por el fabricante.

Para resolver el problema exactamente, se debería considerar el circuito térmico que incluye las capacidades. Este método no es práctico pues el fabricante no proporciona datos sobre estas capacidades. Lo que se hace es un cálculo aproximado basado en un parámetro que sí está en las hojas de datos: la *Impedancia Térmica Transitoria* ( $Z_{\theta}(t)$ )(fig.3.48).

La impedancia térmica transitoria representa la evolución en la temperatura de junta con respecto a una temperatura fija (si se indica  $Z_{\theta_{jc}}$ , la temperatura fija es  $T_c$ , temperatura de case) cuando se le aplica un escalón de potencia de 1

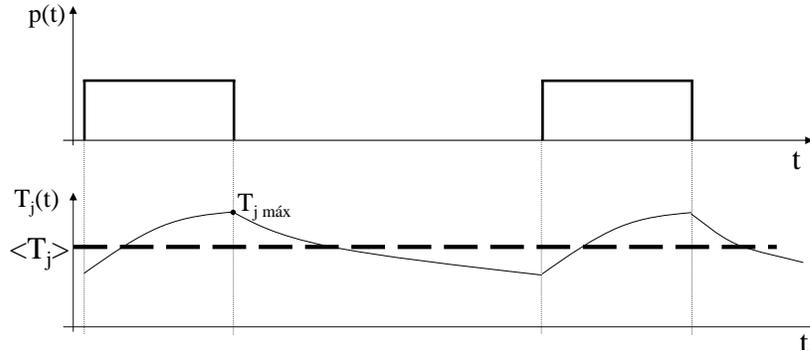


Figura 3.47: Evolución de la potencia y la temperatura

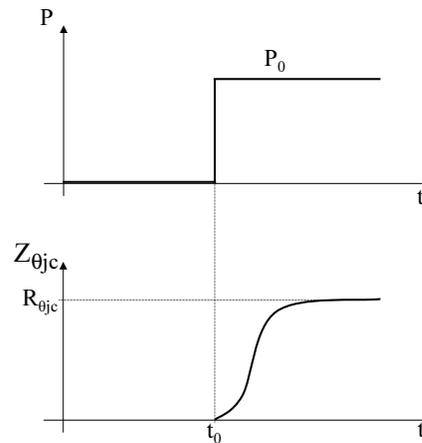


Figura 3.48: Impedancia térmica transitoria

W.

Los fabricantes establecen cómo evoluciona la temperatura de juntura con respecto a una temperatura fija. Si se indica  $Z_{\theta_{jc}}$ , se asume que la temperatura del encapsulado es constante y que la que varía es la temperatura de juntura. Algunos también dan la impedancia térmica transitoria entre la juntura y el disipador ( $Z_{\theta_{js}}$ ).

Para calcular la temperatura de juntura en el tiempo  $t$  se utiliza la ecuación:

$$T_j(t) - T_c = P_0 Z_{\theta_{jc}}(t) \quad (3.54)$$

la cual da la evolución de la temperatura de juntura con respecto a la temperatura de encapsulado constante cuando se suministra un escalón de potencia de altura  $P_0$  y de duración infinita a partir de  $t_0$ .

Observación:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Z_{\theta_{jc}}(t) = R_{\theta_{jc}} \quad (3.55)$$

La curva de la impedancia térmica transitoria es la solución del sistema lineal

de la figura 3.43 para el caso en que la potencia generada en la junta es un escalón. Esta circunstancia permite calcular la evolución de la temperatura de junta en forma exacta o aproximada para otras formas de onda de potencia aplicando superposición. La figura 3.49 muestra cómo, aplicando superposición, se calcula la diferencia de temperatura  $T_j(t) - T_c$  en un instante  $t_2$  luego de aplicar un pulso de potencia constante entre los instantes  $t_0$  y  $t_1$ .

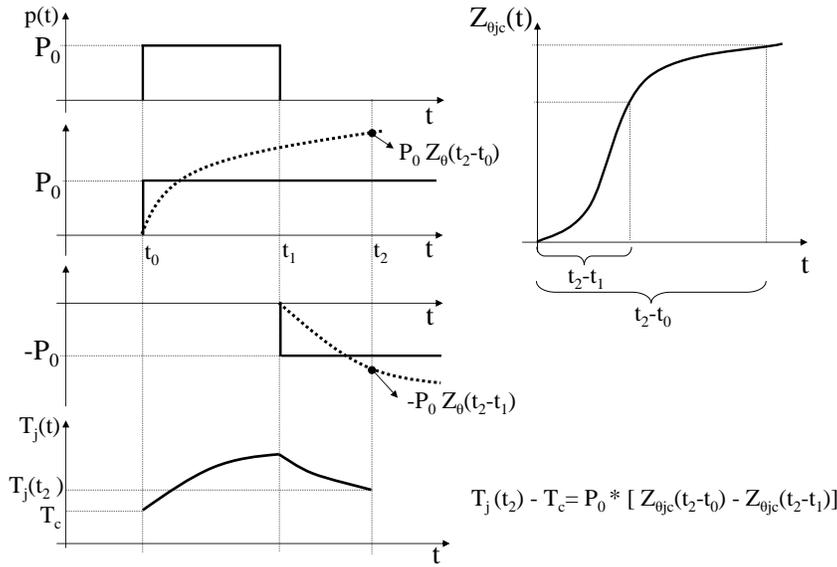


Figura 3.49: Cálculo de la temperatura instantánea de junta luego de un pulso de potencia aplicando superposición

El pulso rectangular de potencia de amplitud  $P_0$  que comienza en el instante  $t_0$  y termina en el instante  $t_1$  (figura 3.49) puede considerarse como la suma de un primer escalón de potencia de amplitud  $P_0$  que comienza en el instante  $t_0$  y un segundo escalón de potencia de amplitud  $-P_0$  (escalón negativo) que comienza en  $t_1$ .

La curva  $P_0 \cdot Z_{\theta_{jc}}(t - t_0)$  es la evolución de la diferencia  $T_j(t) - T_c$  causada por el escalón que comienza en  $t_0$ . Es una solución particular del sistema lineal de la figura 3.43. La curva  $-P_0 \cdot Z_{\theta_{jc}}(t - t_1)$  es la evolución que tendría la diferencia  $T_j(t) - T_c$  si se aplicara solamente el escalón de potencia negativa que comienza en  $t_1$ .

Aplicando superposición, la diferencia  $T_j(t) - T_c$  producida por el pulso rectangular (para  $t > t_1$ ) es entonces la suma de las dos soluciones del sistema de la figura 3.43:

$$T_j(t) - T_c = P_0 \cdot Z_{\theta_{jc}}(t - t_0) - P_0 \cdot Z_{\theta_{jc}}(t - t_1) \quad (3.56)$$

Nota 1: el asumir la temperatura de encapsulado como constante en rigor es un error, pero lo que se asume en realidad es que sus variaciones son desprecia-

bles frente a las variaciones de la temperatura de junta.

Nota 2: el asumir que la temperatura de encapsulado es constante implica un error mayor que asumir que la temperatura del disipador es constante.

Las hojas de datos presentan la impedancia térmica transitoria como la curva de la figura 3.48. En las hojas de datos de los componentes mas modernos se dan además los coeficientes  $k_i$  y  $\tau_i$  (Thermal Impedance Coefficients) para una expresión analítica de la curva del tipo:<sup>7</sup>

$$Z_{\theta}(t) = \sum_i k_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad (3.57)$$

El fabricante da el dato de la Impedancia Térmica Transitoria para un escalón de potencia. Si se tiene una evolución de la potencia como se muestra en la figura 3.50, se calcula la variación de temperatura suponiendo un pulso rectangular con el mismo valor máximo que la curva ( $P_{max}$ ) y con una duración tal que la integral del pulso coincida con la integral de la curva de potencia original.

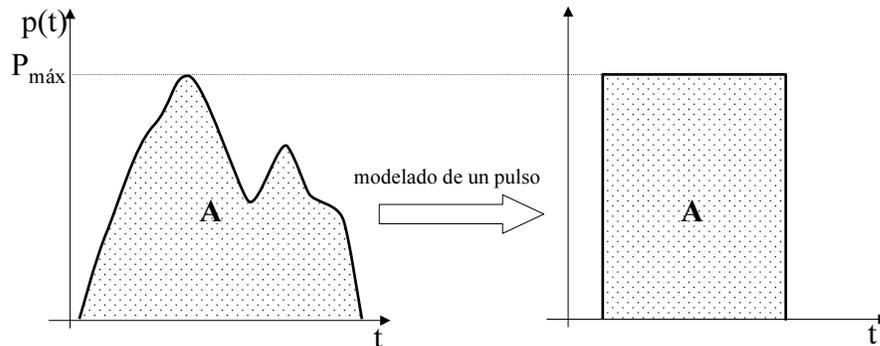


Figura 3.50: Modelado de un pulso

### 3.9.5. Cálculo de la temperatura instantánea en régimen estacionario

En un convertidor funcionando en régimen estacionario la potencia disipada en las llaves semiconductoras suele ser una onda periódica, que puede sustituirse por un tren de pulsos rectangulares de acuerdo a lo anterior (en un puente de tiristores funcionando en régimen con corriente continua de salida lisa y red de alterna fuerte la potencia es efectivamente un tren de pulsos rectangulares).

La temperatura instantánea de junta evolucionará también como una onda periódica según la figura 3.51

Su valor instantáneo podría ser calculado mediante una suma de curvas de temperatura producidas por infinitos pulsos de potencia desfasados consecutivamente un tiempo  $T$ .

<sup>7</sup>ver hoja de datos del tiristor MCD250 en [www.ixys.com](http://www.ixys.com)

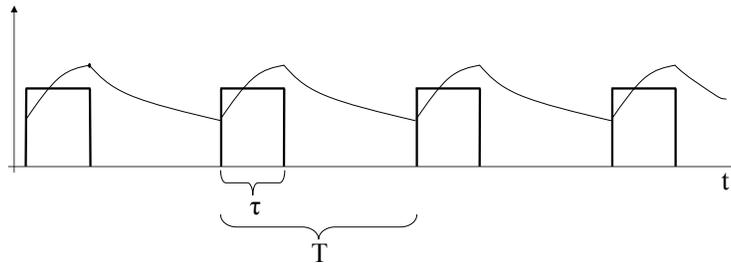


Figura 3.51: Evolución de la temperatura de junta

Este cálculo converge rápidamente al valor buscado con un error muy pequeño frente a los errores inherentes a las aproximaciones del modelo. La figura 3.52 muestra una forma aproximada de calcular la temperatura instantánea de una junta en la cual se genera un tren de pulsos de potencia estacionario. La figura 3.52 a) muestra la evolución real de la temperatura. En la figura 3.52 b) se sustituye todos los pulsos anteriores al instante  $t_0$  por una potencia constante igual a la potencia media, que cause una temperatura de junta  $T_j$  constante de valor  $\langle T_j \rangle$ . Sumando las contribuciones de dos pulsos se obtiene una buena aproximación de la temperatura de junta después de los mismos. Por lo tanto si se quiere calcular la temperatura en un instante cualquiera se realiza el cálculo sustituyendo los pulsos anteriores a los dos últimos pulsos enteros por una potencia constante (igual a la potencia media), la cual se toma como valor inicial para el cálculo. El valor obtenido es una buena aproximación del valor instantáneo.

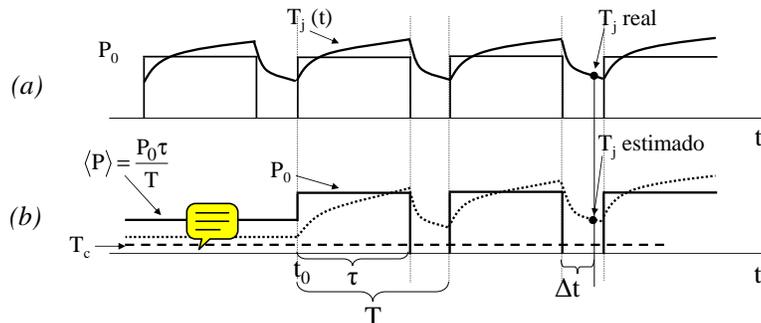


Figura 3.52: Cálculo del incremento instantáneo de la temperatura de junta con respecto a la temperatura de case - (a) pulsos de potencia estacionarios y temperatura de junta - (b) cálculo aproximado de la temperatura un tiempo  $\Delta t$  luego de la finalización de un pulso individual

Si se dispone de la curva o la expresión  $Z_{\Theta_{j,c}}(t)$  se considera  $T_c$  constante. Para calcular la temperatura que adquiere la junta un tiempo  $\Delta t$  luego de

un pulso de potencia se sustituyen todos los pulsos anteriores a los dos previos al instante en que se va a evaluar la temperatura de juntura ( $T_j$ ) por una potencia constante.

$$\Delta T_{jc}(t) = T_j(t) - T_c \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_{jc}(t) \approx \langle P \rangle R_{\theta_{jc}} + (P_0 - \langle P \rangle) Z_{\theta_{jc}}(\Delta t + T + \tau) - P_0 Z_{\theta_{jc}}(\Delta t + T) \\ + P_0 Z_{\theta_{jc}}(\Delta t + \tau) - P_0 Z_{\theta_{jc}}(\Delta t) \end{aligned} \quad (3.59)$$

Observación: No debe confundirse los tramos de la curva de temperatura con la curva  $Z(t)$  para un escalón. Los tramos son, como se indicó, suma de infinitas curvas desfasadas un período  $T$  entre sí.

# Bibliografía

- Green, M. (1990). Intrinsic carrier concentration, effective densities of states and effective mass in silicon, *Journal of Applied Physics* vol. 67 pp. 2944-2954
- IXYS Semiconductors* (Datasheets). [www.ixys.com](http://www.ixys.com).
- Kassakian, J., Schlecht, M. & Verghese, G. (1992). *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley.
- Millman, J. & Halkias, C. (1972). *Integrated Electronics*, Mc. Graw Hill.
- Mohan, N., Underland, T. & Robbins, W. (1995). *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, Inc.
- Powerex Semiconductors* (Datasheets). [www.pwr.com](http://www.pwr.com).
- Sze, S. M. (1981). *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons.
- Thorborg, K. (1988). *Power Electronics*, Prentice - Hall.
- Vishay Intertechnology Inc.* (Datasheets). [www.vishay.com](http://www.vishay.com).
- Wallmark, T. & Zwegbergk, S. V. (1973). *Tyristorteknik*, P. A. Norstedt & Söners Förlag.
- Zargar, N. R., Rizzo, S. C., Xiao, Y., Iwamoto, H. & Donlon, J. F. (2001). A new current-source converter using a symmetric gate-commutated-thyristor (sgct), *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, N° 3 .