



## Electrónica de Potencia

UNIDAD Nº 0. INTRODUCCIÓN A LA ASIGNATURA  
UNIDAD Nº 1. REPASO DE CONCEPTOS Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA  
UNIDAD Nº 2. AMPLIFICADORES DE POTENCIA  
UNIDAD Nº 3. **DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS**  
UNIDAD Nº 4. CONVERTIDORES



### **Tema 5.- Tiristores**

Introducción. Tiristor: Estructura y características, principios de funcionamiento. Nomenclatura. Características estáticas y dinámicas. Métodos de disparo: Disparo por puerta, otros métodos de disparo. Limitaciones de frecuencia. Límites de pendientes de tensión. Limitaciones térmicas. Extinción del SCR: Conmutación natural, conmutación forzada

**Tema 6.- Gobierno de tiristores y triac y ejemplos de aplicaciones**

Prof. J.D. Aguilar Peña  
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén  
[jaguilar@ujaen.es](mailto:jaguilar@ujaen.es)  
<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



5.1	Introducción	1
5.2	Estructura	2
5.3	Principio de funcionamiento	2
5.3.1	Tensión ánodo cátodo negativa, $V_{AK} < 0$	2
5.3.2	Tensión ánodo cátodo positiva, $V_{AK} > 0$	3
5.4	Nomenclatura y Características	5
5.4.1	Nomenclatura	5
5.4.2	Características	8
	Características estáticas	8
	Características de control	9
	Construcción de la curva característica de puerta	9
	Características de conmutación	15
	Características térmicas	17
5.5	Métodos de disparo	18
5.5.1	Disparo por puerta	18
5.5.2	Disparo por módulo de tensión	20
5.5.3	Disparo por gradiente de tensión	20
5.5.4	Disparo por radiación	20
5.5.5	Disparo por temperatura	21
5.6	Limitaciones del Tiristor	21
5.6.1	Frecuencia de funcionamiento	21
5.6.2	Pendiente de tensión, $dv/dt$	22
5.6.3	Pendiente de intensidad, $di/dt$	25
5.6.4	Protección contra sobrecarga de larga duración (cortocircuito)	28
5.6.5	Limitaciones de la temperatura	29
5.7	Extinción del Tiristor. Tipos de conmutación	32
5.7.1	Conmutación natural	32
5.7.2	Conmutación forzada	33
5.8	Tipos de Tiristores	42
5.8.1	Triac	43
5.8.2	GTO	45
5.8.3	MCT	47

### 5.1 Introducción

El tiristor (también llamado SCR, Silicon Controlled Rectifier o Rectificador Controlado de Silicio), es un dispositivo semiconductor biestable formado por tres uniones PN con la disposición PNP. Está formado por tres terminales, llamados Ánodo, Cátodo y Puerta. El instante de conmutación (paso de corte a conducción), puede ser controlado con toda precisión actuando sobre el terminal de puerta, por lo que es posible gobernar a voluntad el paso de intensidades por el elemento, lo que hace que el tiristor sea un componente idóneo en electrónica de potencia, ya que es un conmutador casi ideal, rectificador y amplificador a la vez como se comprobará con posterioridad.

El tiristor es un elemento unidireccional y sólo conduce corriente en el sentido ánodo – cátodo, siempre y cuando el elemento esté polarizado en sentido directo (tensión ánodo – cátodo positiva) y se haya aplicando una señal en la puerta. Para el caso de que la polarización sea inversa, el elemento estará siempre bloqueado.

En la curva característica idealizada del SCR, se pueden apreciar tres zonas

**Zona 1.**  $V_{AK}$  positiva (ánodo con mayor potencial que cátodo). La  $I_A$  (intensidad de ánodo) puede seguir siendo nula. El dispositivo se comporta como un circuito abierto (se encuentra en estado de bloqueo directo).

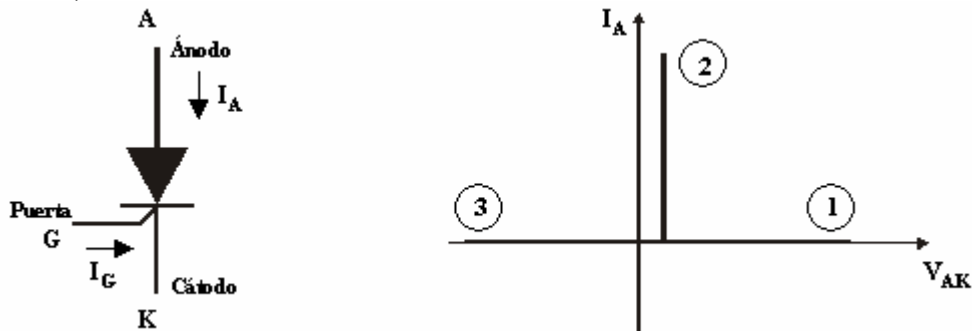


Fig 5.1 Simbolo y curva característica ideal del tiristor.

**Zona 2.**  $V_{AK}$  positiva. En este instante se introduce una señal de mando por la puerta que hace que el dispositivo bascule del estado de bloqueo al estado de conducción, circulando una  $I_A$  por el dispositivo, intensidad que estará limitada sólo por el circuito exterior. El elemento está en estado de conducción. El paso de conducción a corte se hace polarizando la unión ánodo - cátodo en sentido inverso provocando que la intensidad principal que circula se haga menor que la corriente de mantenimiento ( $I_H$ ).

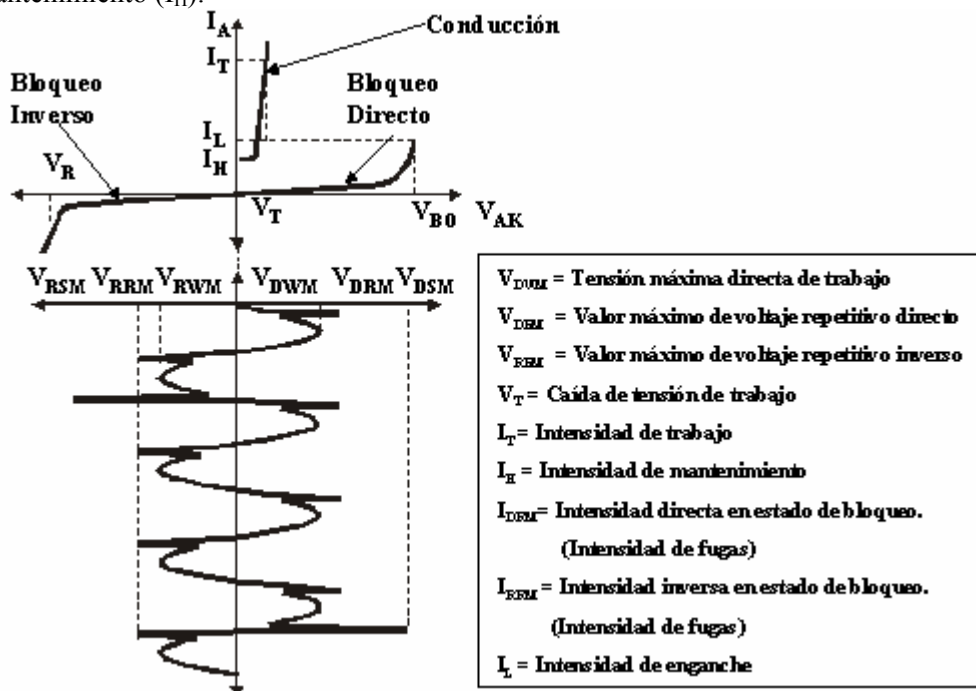


Fig 5.2 Curva característica real del tiristor.

**Zona 3.**  $V_{AK}$  negativa. La  $I_A$  es nula, por lo que el dispositivo equivale a un circuito abierto, encontrándose en estado de bloqueo inverso.

### 5.2 Estructura



Fig 5.3 Modelo de Tiristor: Cuatro capas. Tres diodos. Distintos tipos de encapsulado para el tiristor

El tiristor (SCR), está formado por cuatro capas semiconductoras P y N, ver figura 5.3 Estas cuatro capas forman 3 uniones PN:  $U_1$  ( $P_1-N_1$ ),  $U_2$  ( $N_1-P_2$ ) y  $U_3$  ( $P_2-N_2$ ), que se corresponden con 3 diodos. El comportamiento de estos diodos no es independiente, ya que hay capas comunes entre ellos, y por tanto habrá interacciones que determinan el comportamiento final.

### 5.3 Principio de funcionamiento

En este apartado se estudian las diferentes situaciones que se pueden presentar dependiendo de la señal de puerta y de la polaridad de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo.

#### 5.3.1 TENSIÓN ÁNODO CÁTODO NEGATIVA, $V_{AK} < 0$

En estas condiciones los diodos  $U_1$  y  $U_3$  de la figura 5.3 quedan polarizados en sentido inverso y el diodo  $U_2$  en sentido directo.

Las corrientes en las uniones  $U_1$  y  $U_3$  están producidas por el transporte de portadores minoritarios, es decir, en dichas uniones los huecos pasarán de N a P a la vez que los electrones pasarán de P a N. Dado que el número de electrones y de huecos puestos en juego es muy pequeño, la corriente inversa será también muy pequeña. Ver figura 5.4

$$I_A = I_{S1} = I_{S3} = I_S (e^{qV/kT} - 1) \approx I_S \tag{E5.1}$$

La corriente  $I_A$  obtenida mediante esta ecuación es muy pequeña, y por lo tanto, idealmente, se puede considerar que es nula para cualquier valor de  $V_{AK}$  inferior a  $V_{RSM}$  (tensión inversa máxima). En estas condiciones de trabajo, el dispositivo se comporta como un circuito abierto.

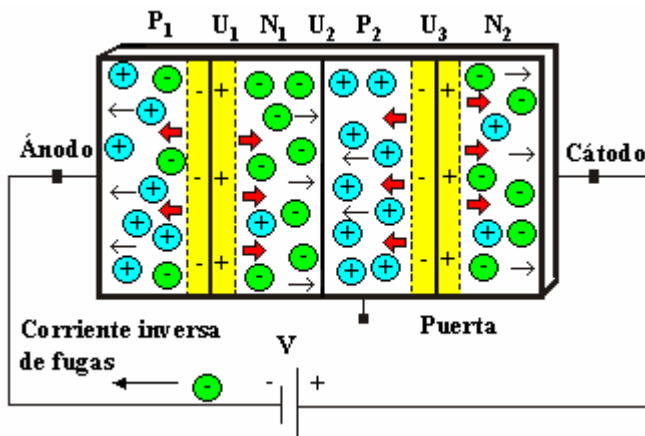
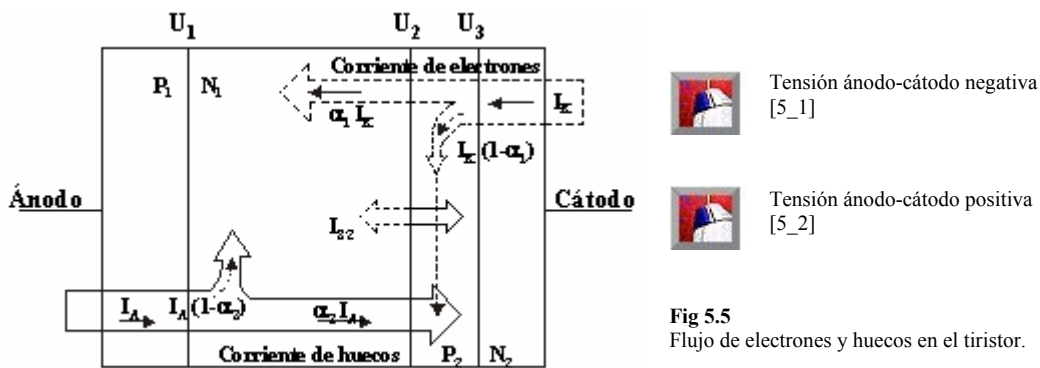


Fig 5.4 Distribución de huecos y electrones en el tiristor para  $V_{AK} < 0$

5.3.2 TENSIÓN ÁNODO CÁTODO POSITIVA,  $V_{AK} > 0$



Sin excitación de puerta

En estas condiciones, si no se aplica ninguna señal en la puerta (G), las uniones  $U_1$  y  $U_3$  estarán polarizadas en sentido directo, estando la unión  $U_2$  polarizada en sentido inverso, y por el mismo razonamiento anterior, se llega a la conclusión de que la única corriente que circula por el dispositivo es la corriente inversa de saturación,  $I_{s2}$  del diodo formado en la unión  $U_2$ .

Con excitación de puerta.

Si se aumenta la corriente a través de la unión  $U_2$  inyectando corriente por la base, disminuye la polarización inversa de  $U_2$ . En estas condiciones una vez disparado el tiristor, idealmente, se comporta como un cortocircuito. La tensión ánodo cátodo,  $V_{AK}$  en conducción es del orden de 1 a 2V.

Podemos utilizar el modelo equivalente de dos transistores para analizar el funcionamiento del tiristor. Estos transistores están conectados de forma que se obtiene una realimentación positiva.

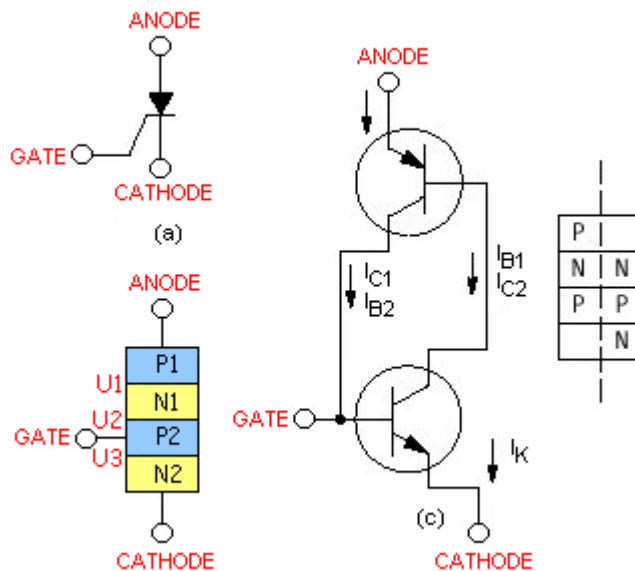


Fig 5.6 Modelo equivalente

Suponiendo que la región P1 tenga aplicada una tensión positiva con respecto a la zona N2, las uniones  $U_1$  y  $U_3$  emiten portadores de carga positivos y negativos respectivamente hacia las regiones N1 y P2 respectivamente. Estos portadores tras su difusión en las bases de los transistores llegarán a la unión  $U_2$  donde la carga espacial crea un intenso campo eléctrico.

Si  $\alpha_1$  es la ganancia de corriente de  $Q_1$  (fracción de la corriente de huecos inyectada en el emisor y que llega al colector del transistor NPN) y  $\alpha_2$  es la ganancia de corriente de  $Q_2$ :

$$\begin{aligned}
 I_{C1} &= \alpha_1 \cdot I_{E1} + I_{CO1} & I_A &= I_{C1} + I_{C2} = (\alpha_1 \cdot I_{E1} + I_{CO1}) + (\alpha_2 \cdot I_{E2} + I_{CO2}) \\
 I_{C2} &= \alpha_2 \cdot I_{E2} + I_{CO2} & I_A &= \alpha_1 \cdot I_A + \alpha_2 \cdot I_K + I_{COX} = \alpha_1 \cdot I_A + \alpha_2 \cdot (I_A + I_G) + I_{COX} \\
 I_K &= I_{E2} = I_A + I_G \Rightarrow & & \\
 & & & \boxed{I_A = \frac{\alpha_2 \cdot I_G + I_{COX}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}} \\
 I_A &= I_{E1}
 \end{aligned}$$

La corriente de ánodo depende de la corriente de puerta y de  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  ( $I_{COX}$  es muy pequeña).

En algunos transistores de Si, la ganancia “ $\alpha$ ” es baja para valores reducidos de corriente, pero aumenta cuando lo hace la corriente. Para  $I_G = 0$ ,  $I_{CO1} + I_{CO2}$  es reducida, el denominador se acerca a la unidad (tiristor OFF).

Por el contrario, cuando por cualquier motivo aumenta la corriente de fugas ( $I_{CO1} + I_{CO2}$ ) lo hace también la corriente y la ganancia  $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$  y la corriente de ánodo tiende a infinito (tiristor ON).

Cuando aumenta la corriente de fugas debido a un aumento de la tensión ánodo-cátodo puede dispersarse el SCR y este método es desaconsejado en la mayoría de los casos.

### Modos de disparo.

Se pueden deducir dos modos de disparo para el SCR

- **Por tensión suficientemente elevada** aplicada entre A – K, lo que provoca que el tiristor entre en conducción por efecto de "avalancha" (Efecto no deseado)
- **Por intensidad positiva de polarización** en la puerta.

Tanto para el estado de bloqueo directo, como para el estado de polarización inversa, existen unas pequeñas corrientes de fugas.

## 5.4 Nomenclatura y Características

### 5.4.1 NOMENCLATURA

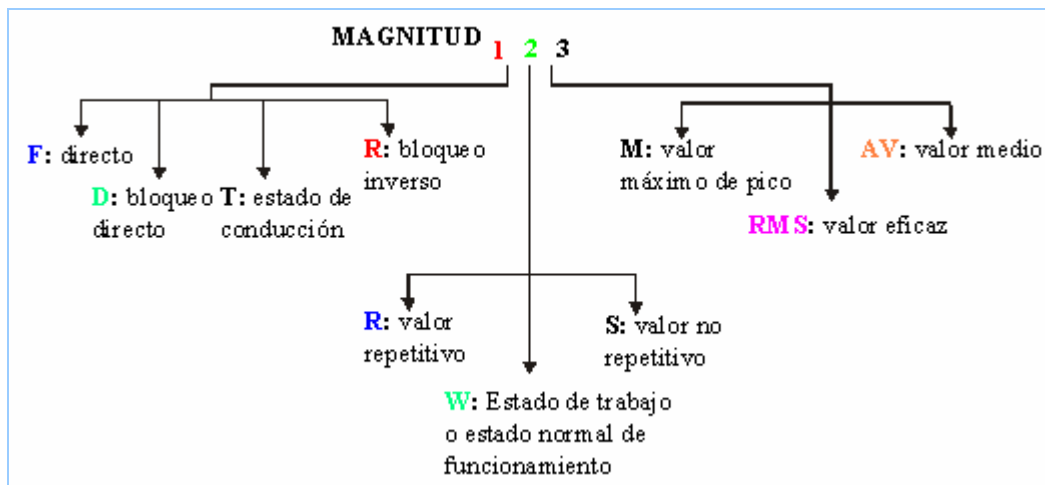


Fig 5.7 Simbología empleada

La nomenclatura utilizada para designar los diferentes parámetros es: (V, v) para la tensión, (I, i) para la intensidad y (P) para la potencia. En función del parámetro que en cada momento se quiera identificar, se añaden unos subíndices que se desglosan a continuación.



Características del SCR  
[5\_3]

**$V_{DRM}$**

Tensión de pico repetitivo en estado de bloqueo directo. (Repetitive peak off-state voltage). Expresa el valor máximo de voltaje repetitivo para el cual el fabricante garantiza que no hay conmutación, con la puerta en circuito abierto.

**$V_{DSM}$**

Tensión de pico no repetitivo en estado de bloqueo directo. (Non-repetitive peak off-state voltage). Valor máximo de tensión en sentido directo que se puede aplicar durante un determinado periodo de tiempo con la puerta abierta sin provocar el disparo.

**$V_{DWM}$**

Tensión máxima directa en estado de trabajo. (Crest working off-state voltage). Valor máximo de tensión en condiciones normales de funcionamiento.

**$V_{RRM}$**

Tensión inversa de pico repetitivo. (Repetitive peak reverse voltage). Valor máximo de tensión que se puede aplicar durante un cierto periodo de tiempo con el terminal de puerta abierto.

**$V_{RSM}$**

Tensión inversa de pico no repetitivo. (Non-repetitive peak reverse voltage). Valor máximo de tensión que se puede aplicar con el terminal de puerta abierto.

**$V_{RWM}$**

Tensión inversa máxima de trabajo. (Crest working reverse voltage). Tensión máxima que puede soportar el tiristor con la puerta abierta, de forma continuada, sin peligro de ruptura.

**$V_T$**

Tensión en extremos del tiristor en estado de conducción. (Forward on-state voltage).

**$V_{GT}$**

Tensión de disparo de puerta. (Tensión de encendido). (Gate voltage to trigger). Tensión de puerta que asegura el disparo con tensión ánodo-cátodo en directo.

**$V_{GNT}$**

Tensión de puerta que no provoca el disparo. (Non-triggering gate voltage). Voltaje de puerta máximo que no produce disparo, a una temperatura determinada.

**$V_{RGM}$**

Tensión inversa de puerta máxima. (Peak reverse gate voltage). Máxima tensión inversa que se puede aplicar a la puerta.

**$V_{BR}$**

Tensión de ruptura. (Breakdown voltage). Valor límite que si es alcanzado un determinado tiempo en algún momento, puede destruir o al menos degradar las características eléctricas del tiristor.

**$I_{T(AV)}$**

Corriente eléctrica media. (Average on-state current). Valor máximo de la corriente media en el sentido directo, para unas condiciones dadas de temperatura, frecuencia, forma de onda y ángulo de conducción.

**$I_{T(RMS)}$**

Intensidad directa eficaz. (R.M.S. on state current).

**$I_{TSM}$**

Corriente directa de pico no repetitiva. (Peak one cycle surge on-state current). Corriente máxima que puede soportar el tiristor durante un cierto periodo de tiempo.

**$I_{TRM}$**

Corriente directa de pico repetitivo. (Repetitive peak on - state current). Intensidad máxima que puede ser soportada por el dispositivo por tiempo indefinido a una determinada temperatura.

**$I_{RRM}$**

Corriente inversa máxima repetitiva. (Corriente inversa). (Reverse current). Valor de la corriente del tiristor en estado de bloqueo inverso.

**$I_L$**

Corriente de enganche. (Latching current). Corriente de ánodo mínima que hace bascular al tiristor del estado de bloqueo al estado de conducción.

**$I_H$**

Corriente de mantenimiento. (Holding current). Mínima corriente de ánodo que conserva al tiristor en su estado de conducción.

**$I_{DRM}$**

Corriente directa en estado de bloqueo. (Off - state current).

**$I_{GT}$**

Corriente de disparo de puerta. (Gate current to trigger). Corriente de puerta que asegura el disparo con un determinado voltaje de ánodo.

**$I_{GNT}$**

Corriente de puerta que no provoca el disparo. (Non-triggering gate current).

**$I_{TC}$**

Corriente controlable de ánodo. (Controllable anode current). (Para el caso de tiristores GTO).

**$I^2t$**

Valor límite para protección contra sobreintensidades. ( $I^2t$  Limit value). Se define como la capacidad de soportar un exceso de corriente durante un tiempo inferior a medio ciclo. Permite calcular el tipo de protección. Se debe elegir un valor de  $I^2t$  para el fusible de forma que:

$$I^2t \text{ (fusible)} < I^2t \text{ (tiristor)} \quad \text{E5. 2}$$

**$P_{GAV}$**

Potencia media disipable en la puerta. (Average gate power dissipation). Representa el valor medio de la potencia disipada en la unión puerta-cátodo.

**$P_{GM}$**

Potencia de pico disipada en la puerta. (Peak gate power dissipation). Potencia máxima disipada en la unión puerta-cátodo, en el caso de que apliquemos una señal de disparo no continua.

**$P_{tot}$**

Potencia total disipada. (Full power dissipation). En ella se consideran todas las corrientes: directa, media, inversa, de fugas, etc. Su valor permite calcular el radiador, siempre que sea preciso.

**$T_{stg}$**

Temperatura de almacenamiento. (Storage temperature range). Margen de temperatura de almacenamiento.

**$T_j$**

Temperatura de la unión. (Juntion temperature). Indica el margen de la temperatura de la unión, en funcionamiento.

**$R_{th j-mb}; R_{j-c}; R_{\theta JC}$**

Resistencia térmica unión-contenedor. (Thermal resistance, Junction to ambient)

**$R_{th mb-h}; R_{c-d}$**

Resistencia térmica contenedor - disipador. (Thermal resistance from mounting base to heatsink).



$R_{th\ j-a}; R_{j-a}; R_{\theta JA}$

Resistencia térmica unión - ambiente. (Thermal resistance junction to ambient in free air).

$Z_{th\ j-mb}; Z_{j-c}; Z_{\theta JC(t)}$

Impedancia térmica transitoria unión - contenedor. (Transient thermal impedance, junction - to - case).

$Z_{th\ j-a}; Z_{j-a}; Z_{\theta JA(t)}$

Impedancia térmica transitoria unión - ambiente. (Transient thermal impedance, junction - to - ambient).

$t_d$

Tiempo de retraso. (Delay time).

$t_r$

Tiempo de subida (Rise time).

$t_{gt}; t_{on}$

Tiempo de paso a conducción. (Gate - controlled turn - on time).

$t_q; t_{off}$

Tiempo de bloqueo, (Circuit - commutated turn - off time). Intervalo de tiempo necesario para que el tiristor pase al estado de bloqueo de manera que aunque se aplique un nuevo voltaje en sentido directo, no conduce hasta que haya una nueva señal de puerta.

$di/dt$

Valor mínimo de la pendiente de la intensidad por debajo de la cual no se producen puntos calientes.

$dv/dt$

Valor mínimo de la pendiente de tensión por debajo de la cual no se produce el cebado sin señal de puerta.

$(dv/dt)_C$

Valor mínimo de la pendiente de tensión por debajo de la cual no se produce el nuevo cebado del SCR cuando pasa de conducción a corte.

## 5.4.2 CARACTERÍSTICAS

El tiristor posee una serie de características que lo hacen apto para su utilización en circuitos de potencia:

- Interruptor casi ideal.
- Amplificador eficaz (pequeña señal de puerta produce gran señal A - K).
- Fácil controlabilidad.
- Características en función de situaciones pasadas (Memoria).
- Soporta altas tensiones.
- Capacidad para controlar grandes potencias.
- Relativa rapidez.

Las características de los tiristores pueden dividirse en cuatro grupos: estáticas, de control, dinámicas y térmicas.

### Características estáticas

Las características estáticas corresponden a la región ánodo - cátodo y son los valores máximos que colocan al elemento en el límite de sus posibilidades. Su análisis permite seleccionar, en una primera aproximación, el tiristor que mejor se ajusta a las necesidades del problema que se trata de resolver.

En general, bastará con observar los valores de los siguientes parámetros de entre los ofrecidos en las hojas de características del fabricante para seleccionar el elemento:  $V_{RWM}$ ,  $V_{DRM}$ ,  $V_T$ ,  $I_{TAV}$ ,  $I_{TRMS}$ ,  $I_{FD}$ ,  $I_R$ ,  $T_j$ ,  $I_H$ .

$V_{RSM}$	$V_{RRM}$ $V_{DRM}$	$(dv/dt)_{cr}$	$I_{TRMS}$ (maximum values for continuous operation)		
			30 A	40 A	50 A
V	V	V/ $\mu$ s	$I_{TAV}$ (sin. 180; $T_{case} = \dots$ °C)		
			19 A (95 °C)	25 A (74 °C)	32 A (72 °C)
500	400	500	–	SKT 16/04 D	SKT 24/04 D
700	600	500	SKT 10/06 D	SKT 16/06 D*	–
900	800	500	SKT 10/08 D	SKT 16/08 D	SKT 24/08 D
1300	1200	1000	SKT 10/12 E	SKT 10/12 E*	SKT 24/12 E*
1500	1400	1000	–	SKT 16/14 E	SKT 24/14 E
1700	1600	1000	–	SKT 16/16 E	SKT 24/16 E*
1900	1800	1000	–	SKT 16/18 E♦	SKT 24/18 E♦

**Thyristors**

SKT 10  
SKT 16  
SKT 24



Fig 5.8 Características estáticas



SKT10  
[E 5\_4]

**Características de control.**

Determinan la naturaleza del circuito de mando que mejor responde a las condiciones de disparo. En la práctica, las corrientes y tensiones necesarias para el basculamiento son sensiblemente las mismas en la mayoría de los casos.

Para la región puerta - cátodo los fabricantes definen entre otras las siguientes características:  $V_{GFM}$ ,  $V_{GRM}$ ,  $I_{GM}$ ,  $P_{GM}$ ,  $P_{GAV}$ ,  $V_{GT}$ ,  $V_{GNT}$ ,  $I_{GT}$ ,  $I_{GNT}$

Entre los parámetros más importantes cabe destacar los siguientes:

- $V_{GT}$  e  $I_{GT}$  que determinan las condiciones de encendido del dispositivo semiconductor.
- $V_{GNT}$  e  $I_{GNT}$ , muy importantes porque dan los valores máximos de corriente y de tensión, para los cuales en condiciones normales de temperatura, los tiristores no basculan a conducción.

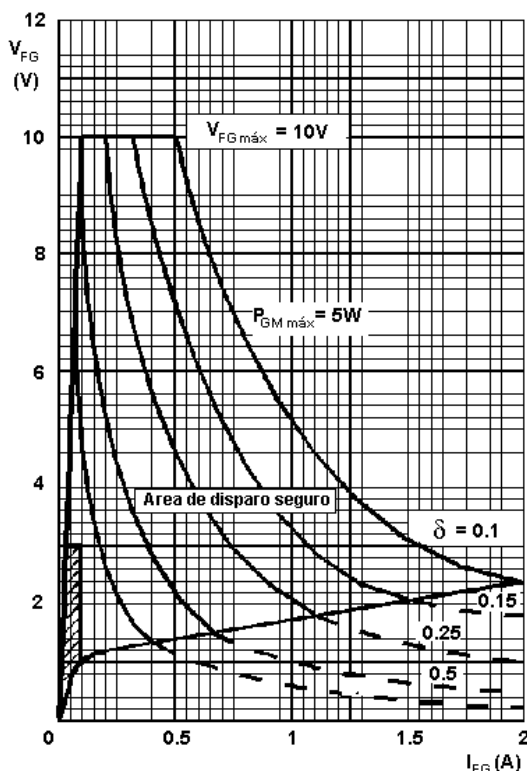


Fig 5.9 Curva característica de puerta del tiristor (Cortesía de Philips)

La figura 5.9 muestra la curva característica de puerta del tiristor. En ella se relacionan los distintos parámetros de puerta, destacándose el área central que asegura el disparo del dispositivo por lo que se conoce con el nombre de “área de disparo seguro”. Dentro de éste área deben quedar incluidos todos los valores de corriente o tensión capaces o apropiados para poder producir el disparo.

El diodo puerta (G) - cátodo (K) difiere de un diodo de rectificación en aspectos tales como una caída de tensión en sentido directo más elevada y una mayor dispersión para un mismo tipo de tiristor.

### Construcción de la curva característica de puerta

Como ya se ha dicho, la unión puerta – cátodo se comporta como un diodo, por lo que se puede representar la característica directa de dicho diodo. Para una misma familia de tiristores existe una gran dispersión, por lo que es necesario dibujar un determinado número de curvas pertenecientes a cada una de las uniones de las familias anteriormente mencionadas para así poder prever cada una de las posibles variaciones particulares.

Para no complicar demasiado el proceso, se dibujan únicamente las dos curvas extremas, puesto que todas las demás quedan comprendidas entre ambas.

En la figura 5.10 se observan las curvas de dispersión, y en trazo más oscuro las dos curvas más extremas.

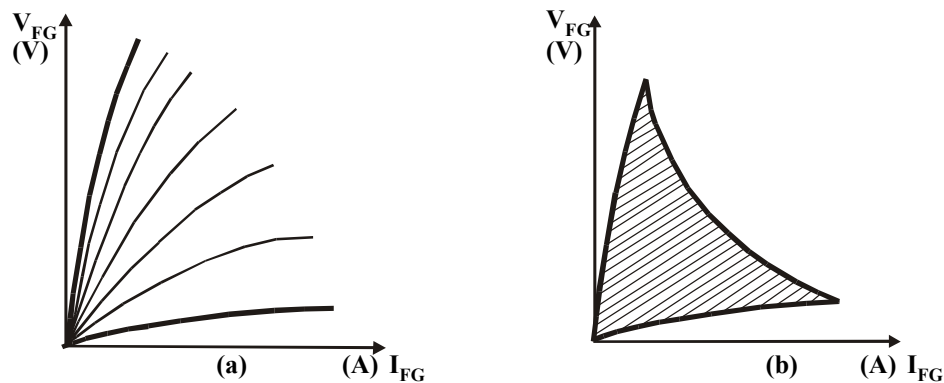


Fig 5.10 Zona de disparo por puerta (b) calculada a partir de las curvas de dispersión de la unión G-K (a)

Para analizar de manera gráfica el concepto de disipación máxima, se coge un tiristor típico con los valores nominales y las características de puerta siguientes:

$$V_{RGM \max} = 5V; P_{GAV \max} = 0.5W; P_{GM \max} = 5W; V_{GT} > 3.5V; I_{GT} > 65mA$$

Si se coloca la curva de máxima disipación de potencia de pico sobre la figura 5.10a se completa la curva característica de puerta del tiristor. Esta curva representa el lugar geométrico de V e I, de manera que:

$$P_{MAX} = V \cdot I$$

De la misma forma se puede obtener la curva de potencia media.

Se define **ciclo de trabajo** ( $\delta$ ) como el cociente entre la potencia media y la potencia de pico

$$\delta = \frac{P_{G(AV)}}{P_{GM}} \quad \text{E 5.3}$$

De todo lo visto hasta ahora, se deduce que las tensiones e intensidades válidas para producir el disparo deben estar comprendidas en la zona rayada de la figura 5.10b

Dentro de esta zona cabe destacar un área en la cual el disparo resulta inseguro y está determinado por el mínimo número de portadores necesarios en la unión puerta - cátodo para llevar al tiristor al estado de conducción. Esta corriente mínima disminuye al aumentar la temperatura, tal y como se puede ver en la figura 5.11

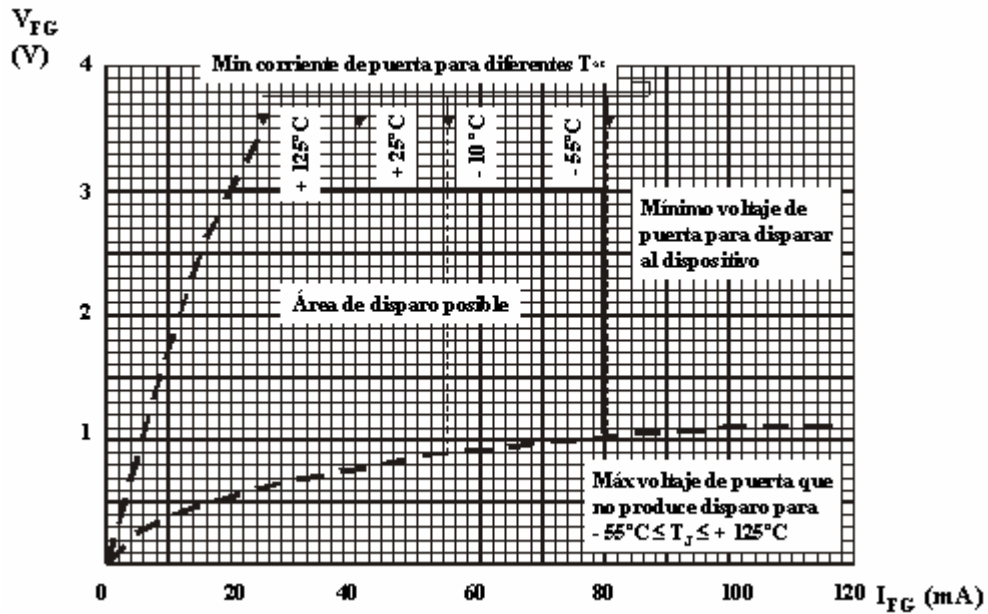


Fig 5.11 Zona de disparo inseguro del tiristor.

Symbol	Conditions	SKT 10	SKT 16	SKT 24	Units
$I_{TAV}$	sin. 180; ( $T_{case} = \dots$ )	10 (106)	16 (103)	24 (94)	A °C
$I_{TSM}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}; 10\text{ ms}$ $T_{vj} = 130\text{ °C}; 10\text{ ms}$	250	370	450	A
$i^2t$	$T_{vj} = 25\text{ °C}; 8,35 \dots 10\text{ ms}$ $T_{vj} = 130\text{ °C}; 8,35 \dots 10\text{ ms}$	310	680	1000	A <sup>2</sup> s
$t_{gd}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}$ $I_G = 1\text{ A}$ $di_G/dt = 1\text{ A}/\mu\text{s}$		typ. 1		$\mu\text{s}$
$t_{gr}$	$V_D = 0,67 \cdot V_{DRM}$		typ. 2		$\mu\text{s}$
$(di/dt)_{or}$	$f = 50 \dots 60\text{ Hz}$		50		A/ $\mu\text{s}$
$I_H$	$T_{vj} = 25\text{ °C}; \text{typ./max.}$		80 / 150		mA
$I_L$	$T_{vj} = 25\text{ °C}; \text{typ./max.}$		150 / 300		mA
$t_q$	$T_{vj} = 130\text{ °C}; \text{typ.}$		80		$\mu\text{s}$
$V_T$	$T_{vj} = 25\text{ °C}; (I_T = \dots); \text{max.}$	1,6 (30)	2,4 (75)	1,9 (75)	V A
$V_{T(TO)}$	$T_{vj} = 130\text{ °C}$	1,0	1,0	1,0	V
$r_T$	$T_{vj} = 130\text{ °C}$	18	20	10	m $\Omega$
$I_{DD}; I_{RD}$	$T_{vj} = 130\text{ °C}; V_{RD} = V_{RRM}$ $V_{DD} = V_{DRM}$	4	8	8	mA
$V_{GT}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}$		3		V
$I_{GT}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}$		100		mA
$V_{GD}$	$T_{vj} = 130\text{ °C}$		0,25		V
$I_{GD}$	$T_{vj} = 130\text{ °C}$		3		mA
$R_{thjc}$	cont. sin. 180 / rec. 120	1,2 1,3 / 1,35	0,8 0,9 / 0,95		°C/W °C/W
$R_{thch}$		1,0	0,5		°C/W
$T_{vj}$			- 40 ... + 130		°C
$T_{stg}$			- 40 ... + 150		°C
M	SI units US units	2,0 18	2,5 22		Nm lb. in.
a		5 · 9,81	5 · 9,81		m/s <sup>2</sup>
w		7	12		g
Case		B 1	B 2		

Fig 5.12

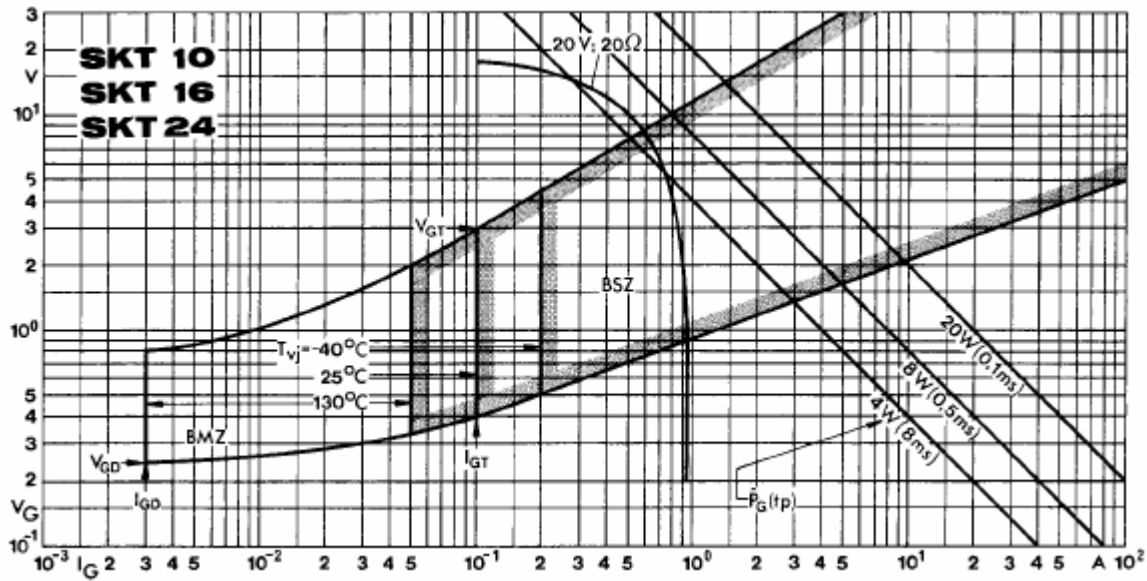


Fig 5.13 Curva característica de puerta. (Tened en cuenta que el eje x es logarítmico, de ahí la diferencia con la figura 5. 9)

**Cuestión didáctica 5.1**



Identificar en la tabla y la curva los parámetros estudiados para el tiristor SKT10 de Semikron.



**PROBLEMA 5.1**

Sea una fuente de alimentación de 220V de tensión eficaz, con picos de tensión de  $220\sqrt{2} = 311V$ , determinar las características mínimas que debe reunir el tiristor.

**Solución:**

Para disponer de un margen de seguridad del 50%, se elige un tiristor que se dispare con una tensión superior a

$$311V \cdot 1.5 = 470V.$$

Se elegirá un tiristor con un valor de

$$V_{DRM} > 470 V \text{ y } V_{DSM} \gg V_{DRM}$$



Sea una señal alterna que alimenta a un circuito formado por un SCR y una carga:

La corriente y la tensión media que un tiristor dejará pasar a la carga variarán en función del instante en el que se produzca el disparo, del que van a depender factores tales como la potencia entregada y la potencia consumida por el dispositivo, de forma que cuanto mayor sea el ángulo de conducción, mayor potencia se tendrá a la salida del tiristor, ver figura 5.14

Como se deduce directamente de la figura 5.14, cuanto mayor sea el ángulo de bloqueo (ángulo de disparo), menor será el ángulo de conducción

$$180^\circ = \text{Ángulo de conducción} + \text{Ángulo de disparo}$$

E5. 4

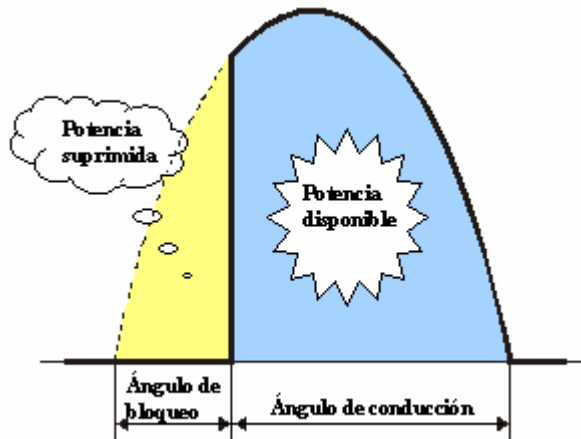


Fig 5.14  
Ángulo de bloqueo y conducción de un tiristor cuando la señal de entrada es alterna senoidal

Es muy importante conocer la variación de la potencia total en el elemento semiconductor debido a las pérdidas del mismo en función de los diferentes ángulos de conducción, para así poder determinar la temperatura, tanto en la unión de montaje, como en la cápsula, y así poder calcular las protecciones (disipadores) oportunos para la protección del circuito.

A continuación vamos a ver un ejemplo de funcionamiento, el clásico rectificador controlado de media onda.

### PROBLEMA 5.2

Para el circuito simple de control de potencia con carga resistiva de la figura, calcular: La tensión de pico en la carga, la corriente de pico en la carga, la tensión media en la carga y la corriente media en la carga. Realizar también un estudio del circuito mediante el programa Pspice, obteniendo las formas de onda para un ángulo de retardo  $\alpha = 60^\circ$ . Comprobar que los apartados calculados en el ejercicio, coinciden con las simulaciones.

Datos:  $V_{e(RMS)} = 120V$ ,  $f = 50Hz$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $R_L = 10\Omega$

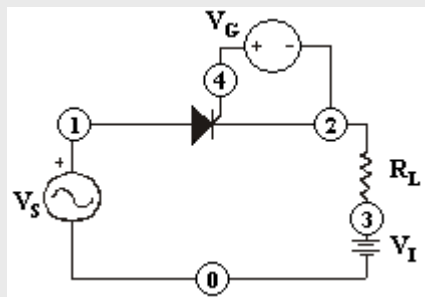


Fig 5.15 Circuito para la simulación con Pspice

**Solución:**

- Tensión de pico en la carga

Se corresponde con el valor de la tensión máxima suministrada por la fuente:

$$V_{p(carga)} = V_{m\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot V_{e(RMS)} \rightarrow \boxed{V_{p(carga)} = 169.7V}$$

- Corriente de pico en la carga

Se obtiene a partir del valor de la tensión de pico en la carga

$$I_{p(carga)} = \frac{V_{p(carga)}}{R_L} \rightarrow \boxed{I_{p(carga)} = 16.67A}$$

...

...  
- Tensión media en la carga

$$V_{med} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}(wt) dw = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2 \cdot \pi} [-\cos wt]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2 \cdot \pi} (1 + \cos \alpha) \rightarrow \boxed{V_{med} = 40.5 \text{ V}}$$

- Corriente media en la carga

Se calcula utilizando la ecuación anterior, pero sustituyendo el valor de  $V_{m\acute{a}x}$  por el valor de  $I_{m\acute{a}x}$

$$I_{med} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{2 \cdot \pi} (1 + \cos \alpha) \rightarrow \boxed{I_{med} = 4.05 \text{ A}}$$

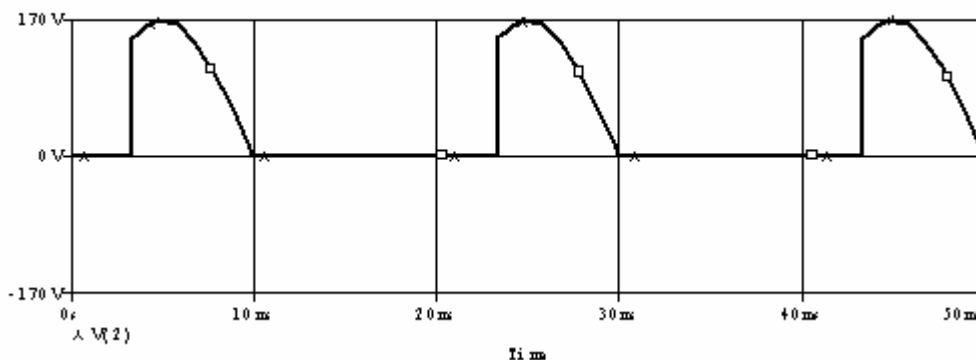
A continuación se realiza la simulación del circuito mediante Pspice, gracias a la cual se obtienen las señales de tensión en la carga y en el tiristor. Se insta al lector a que simule el circuito y compruebe los resultados obtenidos.

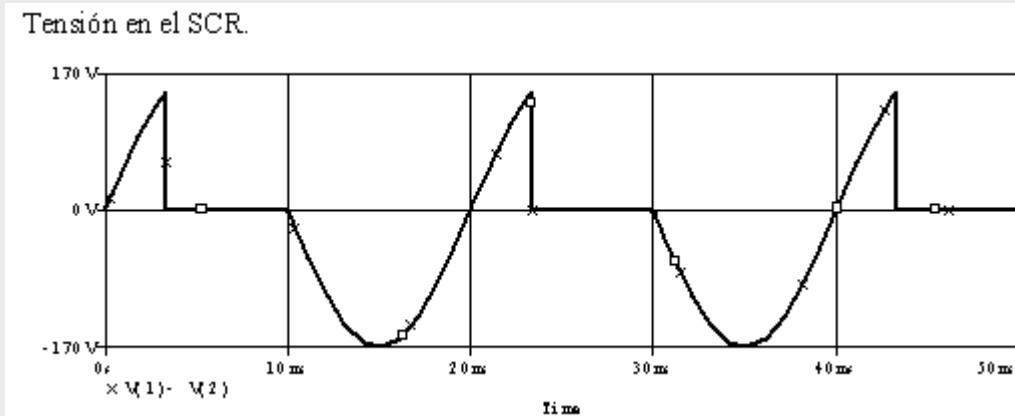
```

*Problema5_2.CIR
*E.P.S. JAÉN DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
* CIRCUITO DE CONTROL SIMPLE DE POTENCIA;
*FUENTE DE TENSION
VS 1 0 SIN(0 169.7V 50Hz)
VG 4 2 PULSE(0V 10V 3333.3US 1NS 1NS 100US 20MS)
VI 3 0 DC 0V
*RESISTENCIA DE CARGA
RL 2 3 10OHM
*SEMICONDUCTOR
XT1 1 2 4 2 SCR; ANODO CATODO PUERTA CATODO
*SUBCIRCUITO DEL TIRISTOR; MODELO DE M. H. RASHID (Power electronics 2ª edicion, Prentice
Hall)
.SUBCKT SCR 1 2 3 2
S1 1 5 6 2 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON = 0.0125 ROFF = 10E+5 VON = 0.5V VOFF = 0V)
RG 3 4 500HM
VX 4 2 DC 0V
VY 5 7 DC 0V
DT 7 2 DMOD
.MODEL DMOD D ( IS = 2.2E-15 BV = 1800 TT = 0V )
RT 6 2 10HM
CT 6 2 10UF
F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11
.ENDS SCR
*ANALISIS A REALIZAR
.TRAN 20US 50MS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.0N RELTOL = 1.0M VNTOL = 1.0M ITL5 = 10000
.END
    
```



Tensión en la carga,  $R_L = 10 \Omega$





Modificar en Pspice el valor del ángulo de retardo del SCR y observar la tensión instantánea de salida V (2). Utiliza RMS () y AVG () para el cálculo

### PROBLEMA 5.3

En el circuito de la figura 5.16 comentar el funcionamiento del circuito desde  $0$  a  $2\pi$ , determinar el valor de la tensión y corriente eficaz en la carga.

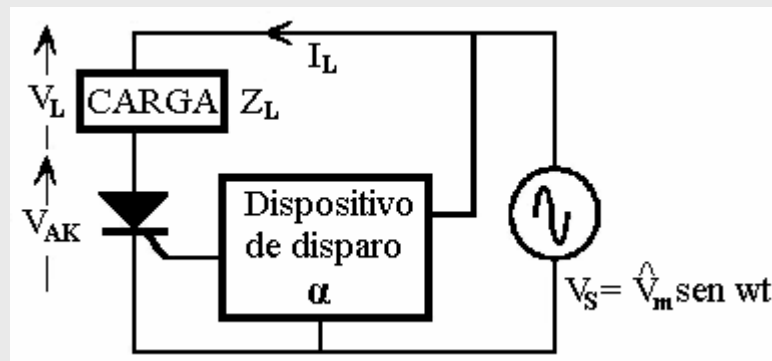
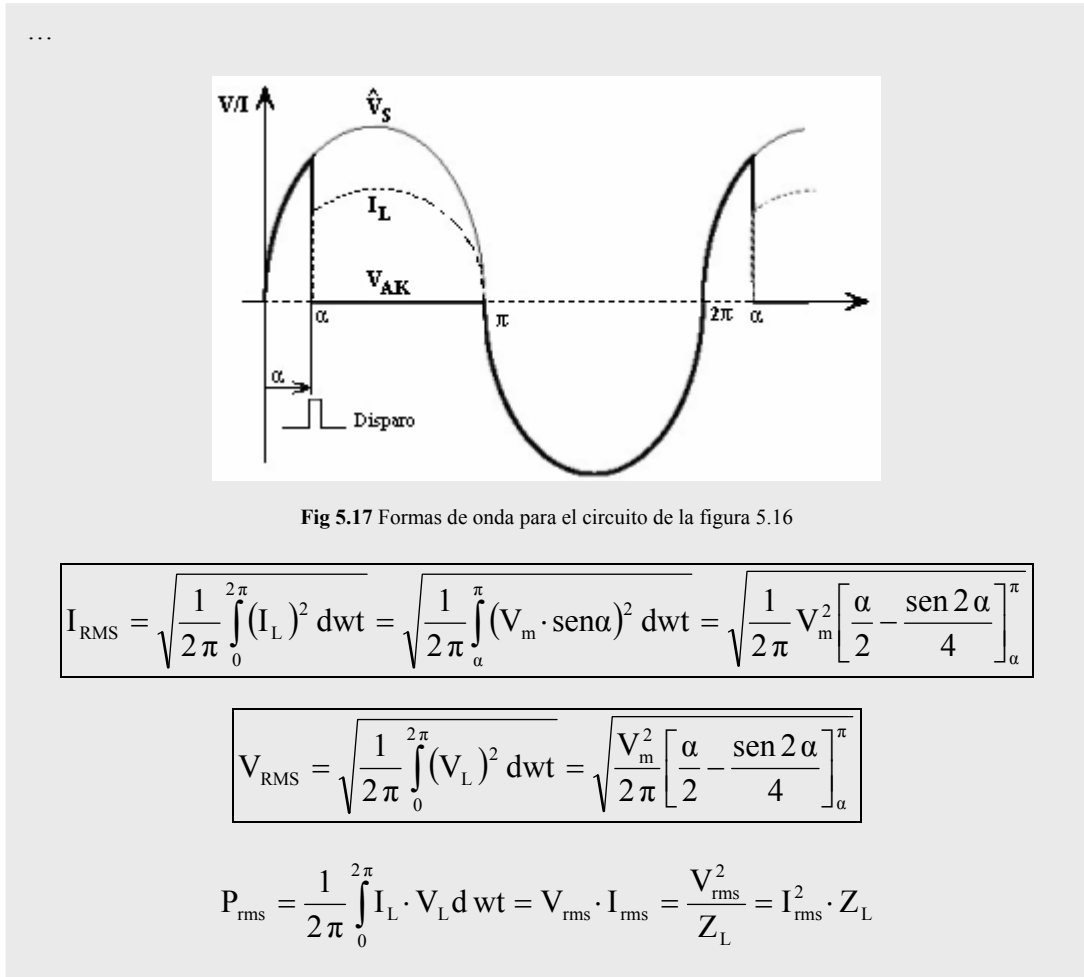


Fig 5.16 Circuito

Solución:

- 1)  $0 \leq \omega t \leq \alpha$ . El SCR está bloqueado. En estas condiciones no circula ninguna corriente por la carga ( $I_L = 0$ ) y la  $V_{AK} = V_m \cdot \text{sen} \alpha$
- 2)  $\alpha \leq \omega t < \pi$ . En el instante  $\omega t = \alpha$  el circuito de disparo aplica un pulso que hace entrar el SCR en conducción. Aparece una corriente por la carga de valor  $I_L = V_m \text{sen} \alpha / Z_L$ , si se desprecia la caída de tensión en el SR ( $V_{AK} \sim 0V$ ). En estas condiciones,  $V_S = V_L + V_{AK}$
- 3)  $\pi \leq \omega t < 2\pi$ . En el instante  $\alpha = \pi$  el SCR conmuta a corte de forma natural. En el semiperiodo negativo el SCR se mantiene a corte porque la tensión del ánodo es inferior a la del cátodo. La corriente es nula ( $I_L = 0$ ) y la  $V_{AK} = V_m \cdot \text{sen} \alpha$





### Características de conmutación

Los tiristores, al no ser interruptores perfectos, necesitan un tiempo para pasar del estado de bloqueo al estado de conducción y viceversa. Para frecuencias inferiores a 400 Hz se pueden ignorar estos efectos. En la mayoría de las aplicaciones se requiere una conmutación más rápida (mayor frecuencia), por lo que éste tiempo debe tenerse en cuenta.

Se realiza el análisis por separado del tiempo que tarda el tiristor en pasar de corte a conducción o tiempo de encendido,  $t_{on}$  y el tiempo que tarda el tiristor en pasar de conducción a corte o tiempo de apagado,  $t_{off}$

#### Tiempo de Encendido, $t_{on}$

El tiempo de encendido o tiempo en pasar de corte a conducción,  $t_{ON}$  se puede dividir en dos tiempos: Tiempo de retardo,  $t_d$  y Tiempo de subida,  $t_r$

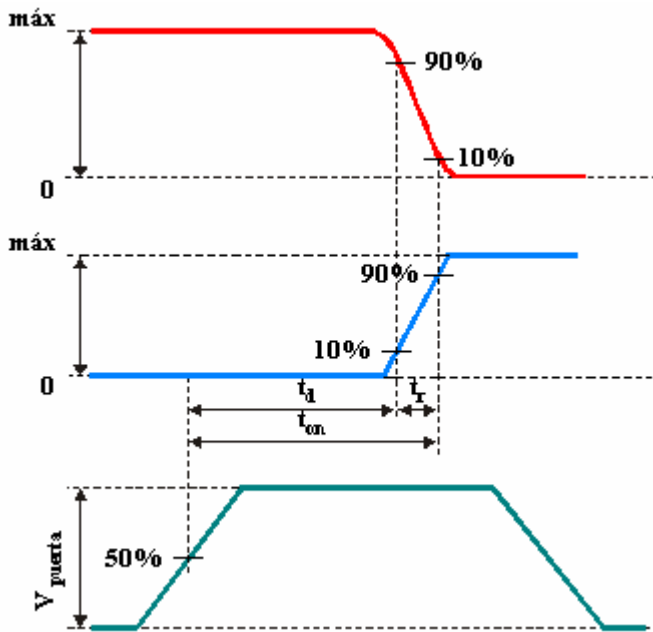


Fig 5.18  
Representación gráfica del tiempo de encendido,  $t_{ON}$ .

El **tiempo de retardo**, también llamado tiempo de acondicionamiento,  $t_d$  es el tiempo que transcurre desde que el flanco de ataque de la corriente de puerta alcanza la mitad de su valor final (50%) hasta que la corriente de ánodo  $I_A$  alcanza el 10% de su valor máximo para una carga resistiva, ver figura 5.18

El tiempo de retardo depende de la corriente de mando, de la tensión ánodo - cátodo y de la temperatura,  $t_d$  disminuye si estas magnitudes aumentan.

El **tiempo de subida**,  $t_r$  es el tiempo necesario para que la corriente de ánodo  $I_A$  pase del 10% al 90% de su valor máximo para una carga resistiva. Este tiempo se corresponde también con el paso de la caída de tensión en el tiristor del 90% al 10% de su valor inicial. Ver figura 5.18

La amplitud de la señal de puerta y el gradiente de la corriente de ánodo, juegan un papel importante en la duración del  $t_r$  que aumenta con los parámetros anteriores.

El tiempo de cebado o tiempo de encendido, debe ser lo suficientemente corto, como para no ofrecer dificultades en aplicaciones de baja y de mediana frecuencia.

La suma de los dos tiempos anteriores,  $t_d$  y  $t_r$  es el tiempo de cierre  $t_{ON}$ , transcurrido el cual el tiristor se satura comenzando la conducción. Otro factor, de gran importancia, que se debe tener en cuenta es el hecho de que durante el cebado del dispositivo, el impulso sólo afecta a la parte vecina del electrodo de puerta, con lo cual el paso del tiristor del estado de corte a conducción está limitado en principio a esta superficie inicialmente cebada.

Como la caída de tensión en el tiristor no se efectúa de una forma instantánea, simultáneamente se pueden presentar valores altos de tensión y de corriente, alcanzándose valores muy altos de potencia. La energía será disipada en un volumen muy reducido, en las cercanías de la puerta que es donde comienza la conducción, dando lugar a un calentamiento considerable. Si se alcanzase en algún momento el límite térmico crítico, podría destruirse la zona conductora por fusión de la pastilla de silicio. Esto se conoce con el nombre de destrucción por  $di/dt$ .

Sobre los tiempos anteriores ( $t_d$  y  $t_r$ ) pueden influir una serie de parámetros entre los que cabe destacar los que influyen sobre  $t_d$ : Tiempo de subida, Amplitud de la corriente de ánodo y tensión de ánodo.

**Tiempo de apagado,  $t_{off}$**

Para comprender mejor el estudio del tiempo de apagado (extinción) del tiristor, es decir el paso del estado de conducción al estado de bloqueo ( $t_{off}$ ), hay que tener en cuenta las formas de onda características que aparecen en la figura 5.19

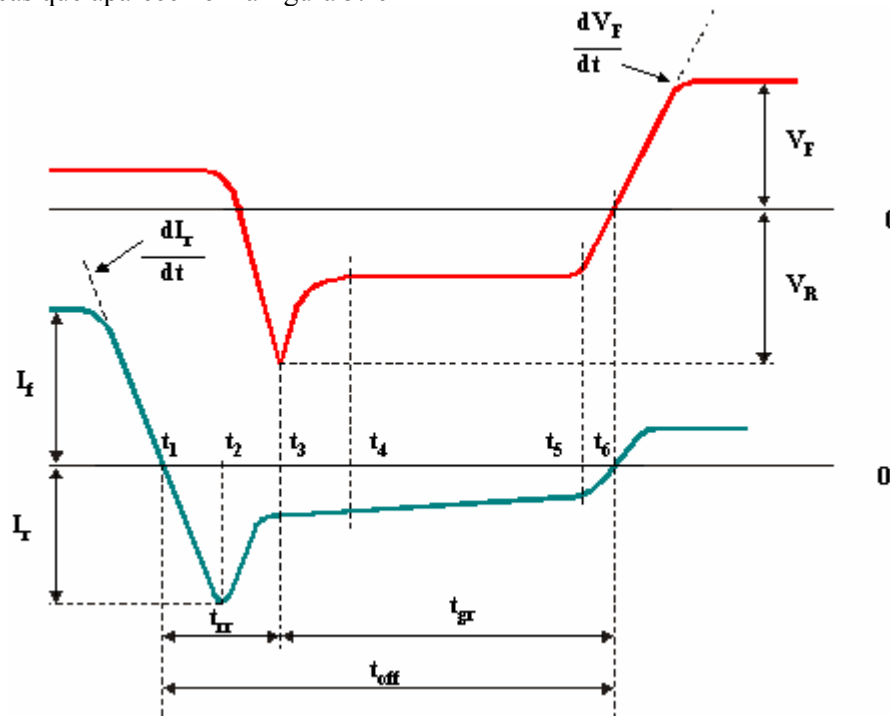


Fig 5.19 Tiempo de apagado.

La extinción del tiristor se producirá por dos motivos: Por reducción de la corriente de ánodo por debajo de la corriente de mantenimiento y por anulación de la corriente de ánodo.

El tiempo de apagado,  $t_{off}$  se puede subdividir en dos tiempos parciales: el tiempo de recuperación inversa,  $t_{rr}$  y el tiempo de recuperación de puerta,  $t_{gr}$

$$t_{off} = t_{rr} + t_{gr} \quad \text{E5.5}$$

Si la tensión aplicada al elemento cambia de sentido y lo polariza inversamente, la corriente directa se anula, alcanzándose un valor débil de corriente inversa,  $i_r$ . Las cargas acumuladas en la conducción del tiristor se eliminan entonces parcialmente, pudiéndose definir un **tiempo de recuperación inversa,  $t_{rr}$** , desde  $t_1$  a  $t_3$  en la figura 5.19.

El resto de las cargas almacenadas se recombinan por difusión. Cuando el número de cargas es suficientemente bajo, la puerta recupera su capacidad de gobierno: puede entonces volver a aplicarse la tensión directa sin riesgo de un nuevo cebado. Este tiempo se denomina **tiempo de recuperación de puerta,  $t_{gr}$** .

Los parámetros que influyen sobre el tiempo de apagado,  $t_{off}$  son:

- Corriente en estado de conducción,  $I_T$  Elevados picos de corriente implican mayores tiempos de apagado.
- Tensión inversa,  $V_R$  Pequeños valores de  $V_R$  implican grandes tiempos de extinción. Para limitar esta tensión aproximadamente a un voltio, se coloca un diodo en antiparalelo con el tiristor.
- Velocidad de caída de la corriente de ánodo,  $dI/dt$ . Altos valores de  $dI/dt$  implican bajos tiempos de apagado.

## TEMA 5: TIRISTOR

- Pendiente de tensión,  $dV_D/dt$ . Elevados valores de pendiente de tensión implican mayores  $t_{off}$ .
- Temperatura de la unión,  $T_j$  o del contenedor,  $T_c$ . Altas temperaturas implican mayores  $t_{off}$ .
- Codiciones de puerta. La aplicación de una tensión negativa de puerta durante la recuperación inversa reduce el  $t_{off}$ . Es importante no aplicar un valor excesivo de tensión inversa en la puerta.

### DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$dV_D/dt$	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ ; exponential waveform;				
		Gate open circuit	50	130	-	V/ $\mu\text{s}$
		$R_{GK} = 100\ \Omega$	200	1000	-	V/ $\mu\text{s}$
$t_{gt}$	Gate controlled turn-on time	$I_{LM} = 40\text{ A}$ ; $V_D = V_{DRM(max)}$ ; $I_G = 0.1\text{ A}$ ;	-	2	-	$\mu\text{s}$
		$dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s}$				
$t_q$	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ ;	-	70	-	$\mu\text{s}$
		$I_{LM} = 20\text{ A}$ ; $V_R = 25\text{ V}$ ; $dI_{LM}/dt = 30\text{ A}/\mu\text{s}$ ;				
		$dV_D/dt = 50\text{ V}/\mu\text{s}$ ; $R_{GK} = 100\ \Omega$				

Fig 5.20 Características dinámicas del tiristor BT151

### Características térmicas

Para proteger a los dispositivos de este aumento de temperatura, los fabricantes proporcionan en las hojas de características una serie de datos térmicos que permiten determinar las temperaturas máximas que puede soportar el elemento sin destruirse y el cálculo del disipador adecuado que ya se estudiaron en el tema 3.

### THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th,j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.3	K/W
$R_{th,j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

Fig 5.21 Características térmicas del tiristor BT151

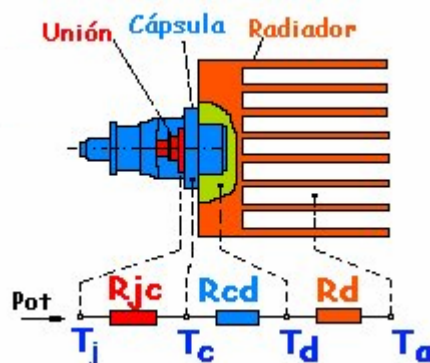


Fig 5.22 Estructura de un tiristor



### Cuestión didáctica 5.2

Identificar en las características del SCR BT151 cada uno de los parámetros estudiados.



BT151  
[E 5\_5]

## 5.5 Métodos de disparo

Para que se produzca el cebado (disparo) de un tiristor, la unión ánodo - cátodo debe estar polarizada en sentido directo y la señal de mando debe permanecer un tiempo suficientemente largo como para permitir que el tiristor alcance un valor de corriente de ánodo mayor que la corriente de enganche,  $I_L$  corriente necesaria para permitir que el SCR comience a conducir.

Para que el tiristor, una vez disparado, se mantenga en la zona de conducción deberá circular a través de él una corriente mínima de valor  $I_H$  (corriente de mantenimiento), que limita el estado de conducción y el estado de bloqueo directo.

Los distintos modos de disparo de los tiristores son: Disparo por puerta, Disparo por módulo de tensión ( $V$ ), Disparo por gradiente de tensión ( $dV/dt$ ), Disparo por radiación y Disparo por temperatura.



Normalmente se usa el disparo por puerta. Los disparos por módulo y gradiente de tensión son modos no deseados, por lo que han de ser evitados.

### 5.5.1 DISPARO POR PUERTA

Es el proceso utilizado normalmente para disparar un tiristor. Consiste en la aplicación en la puerta de un impulso positivo de intensidad (generalmente), mediante la conexión de un generador adecuado entre los terminales de puerta y cátodo a la vez que se mantiene una tensión positiva entre ánodo y cátodo.

Cuando se aplica una tensión  $V_G$ , se consigue bajar el potencial (A - K) necesario para disparar al tiristor, hasta un valor inferior al de  $V_{AK}$  aplicado en ese momento.

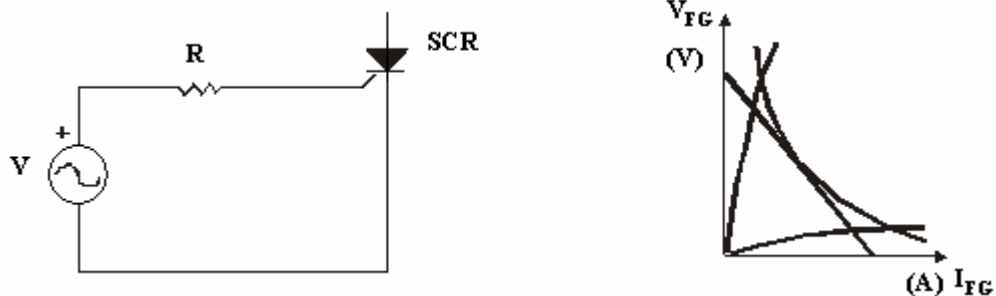


Fig 5.23 Circuito de control por puerta de un tiristor. Curva característica y curva de máxima disipación de potencia.

En el SCR tradicional, una vez disparado el dispositivo, se pierde el control por puerta. En estas condiciones, si se quiere bloquear al elemento, se debe hacer que la  $V_{AK}$  sea menor que la tensión de mantenimiento  $V_H$  y que la  $I_A$  (Intensidad de ánodo), sea menor que  $I_H$  (corriente de mantenimiento).

Al disparar el elemento se debe tener presente que el producto entre los valores de corriente y tensión, entre puerta y cátodo, deben estar dentro de la zona de disparo seguro y no exceder los límites de disipación de potencia de puerta.

Para poder asegurar que se está dentro de ésta zona, se monta el circuito de la figura anterior. El valor de la resistencia,  $R$  vendrá determinado por la pendiente de la recta tangente a la curva de máxima disipación de potencia de la curva característica de puerta del tiristor; su valor responde a la siguiente expresión, ver figura 5.23

$$R = \frac{V_{FG}}{I_{FG}} \quad \text{E5.6}$$

Una vez delimitado el valor máximo que resulta apropiado para el disparo, se debe tener en cuenta que existe un nivel mínimo por debajo del cual el disparo resulta inseguro, puesto que no se alcanzaría el mínimo número de portadores, necesarios para producir el cebado del tiristor y por tanto su paso a conducción.

## PROBLEMA 5.4



El circuito de la figura, representa un circuito simple de control de potencia que utiliza un tiristor como elemento de control de una carga resistiva. Determinar el valor de  $V$  necesario para producir el disparo del tiristor. Suponiendo que se abre el interruptor, una vez disparado el tiristor, calcular el valor mínimo de tensión,  $V_E$  que provoca el apagado del mismo.

Datos:

$$V_E = 300V, R = 500\Omega, R_L = 20\Omega$$

$$\text{SCR: } V_H = 2V, I_H = 100\text{mA}, V_G = 0.75V, I_G = 10\text{mA}$$

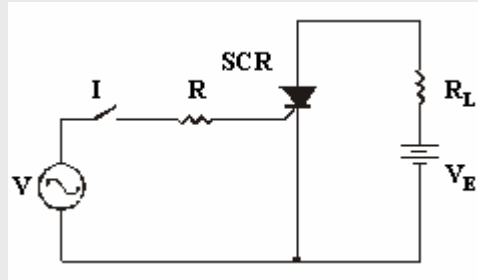


Fig 5.24 Circuito de control de potencia

**Solución:**

Aplicando las leyes de Kirchoff a la malla de puerta del circuito de la figura anterior, se obtiene el siguiente valor para la tensión en la fuente

$$V = V_G + R \cdot I_G = 5.75 V$$

Cuando el tiristor se dispara, la tensión entre ánodo y cátodo no será nula (conmutador ideal), sino que cae una tensión dada por  $V_H = 2V$

La corriente que circula por la carga una vez que ha sido disparado el tiristor será

$$I_L = \frac{V_E - V_H}{R_L} = 14.9 A$$

Esta corriente debe ser menor que la corriente de mantenimiento para que el tiristor conmute a apagado, por lo tanto

$$V_E < I_H \cdot R_L + V_H = 4V$$

### 5.5.2 DISPARO POR MÓDULO DE TENSIÓN

El disparo por módulo de tensión se puede explicar mediante el mecanismo de multiplicación por avalancha. Este método de disparo se puede desarrollar basándose en la estructura de un transistor, así si se aumenta la tensión colector - emisor, se alcanza un punto en el que la energía de los portadores asociados a la corriente de fugas es suficiente para producir nuevos portadores en la unión de colector, que hacen que se produzca el fenómeno de avalancha. Esta forma de disparo no se emplea para disparar el tiristor de manera intencionada; sin embargo ocurre de forma fortuita provocado por sobretensiones anormales en los equipos electrónicos.

### 5.5.3 DISPARO POR GRADIENTE DE TENSIÓN

A un tiristor se le aplica un escalón de tensión positiva entre ánodo y cátodo con tiempo de subida muy corto (del orden de microsegundos), la capacidad se carga a:

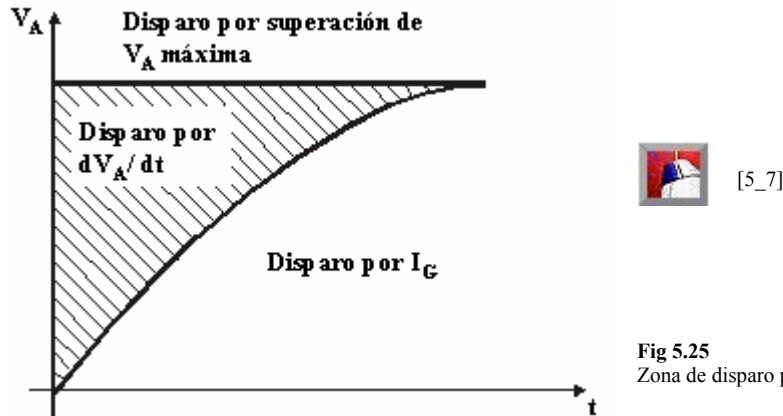
$$i = C \frac{dv}{dt}$$



[5\_6]

Si esta intensidad de fugas es lo suficientemente grande, tanto como para mantener el proceso regenerativo, el tiristor entrará en estado de conducción estable, permaneciendo así una vez pasado el escalón de tensión que lo disparó. Para producir este tipo de disparo bastarán escalones de un valor final bastante menor que el valor de la tensión de ruptura por avalanche, con tal de que el tiempo de subida sea suficientemente corto.

En la figura 5.25, está representada la zona en la que el tiristor se disparó por una variación brusca y positiva de la tensión de ánodo



En tiristores de baja potencia es aconsejable conectar entre puerta y cátodo una resistencia por la que se derive parte de la intensidad de fugas antes comentada.

### 5.5.4 DISPARO POR RADIACIÓN

El disparo por radiación está asociado a la creación de pares electrón - hueco por la absorción de luz por el elemento semiconductor. La acción de la radiación electromagnética de una determinada longitud de onda provoca la elevación de la corriente de fugas de la pastilla por encima del valor crítico, obligando al disparo del elemento.

Los tiristores preparados para ser disparados por luz o tiristores fotosensibles (llamados LASCR o Light Activated SCR) son de pequeña potencia y se utilizan como elementos de control todo - nada.

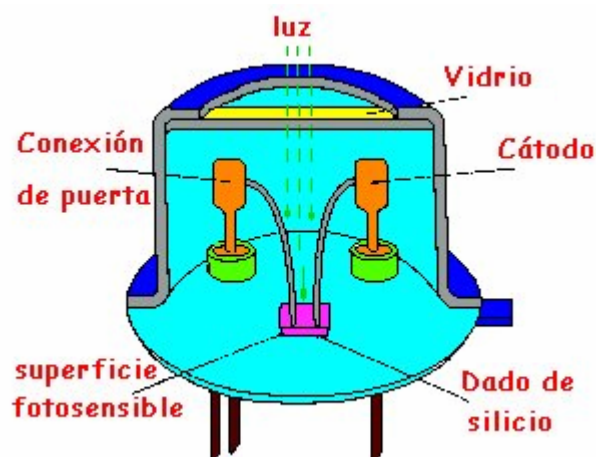


Fig 5.26 Estructura interna de un fototiristor

### 5.5.5 DISPARO POR TEMPERATURA

El disparo por temperatura está asociado al aumento de pares electrón - hueco generados en las uniones del semiconductor.

## Resumiendo

### Disparo

- Polarización positiva ánodo - cátodo. (ánodo positivo respecto a cátodo).
- El electrodo de control (puerta), en el momento en que se desee provocar el disparo, debe recibir un pulso positivo (respecto a la polarización que en ese momento exista en el cátodo) durante un tiempo suficiente como para que  $I_A$  sea mayor que la intensidad de enganche.



Circuitos de disparo de SCR  
[5\_8]

### Corte

En el momento en que el tiristor se dispara, se pierde el control por puerta. Para desactivarlo se deberá realizar uno de los siguientes procesos

- Anular la tensión que se tiene aplicada entre ánodo y cátodo.
- Incrementar la resistencia de carga hasta que la corriente de ánodo sea inferior a la corriente de mantenimiento,  $I_H$  o forzar de alguna otra manera que  $I_A < I_H$ .

## 5.6 Limitaciones del Tiristor

Las limitaciones más importantes de los tiristores son debidas a la frecuencia de funcionamiento, a la pendiente de tensión ( $dv/dt$ ), a la pendiente de intensidad ( $di/dt$ ) y a la temperatura.

### 5.6.1 FRECUENCIA DE FUNCIONAMIENTO

Dependiendo del tiempo de apertura, los tiristores se pueden clasificar en dos grupos: Tiristores de corto tiempo de apertura (tiristores rápidos) y tiristores que no exigen, por sus condiciones de utilización, características especiales de apertura. El tiempo de apertura puede superar los 100  $\mu s$ . A estos tiristores se les define como tiristores lentos.

Incluso si se trabaja con tiristores rápidos, no se pueden superar ciertos valores de frecuencia. Estos valores límite vendrán impuestos por la propia duración del proceso de apertura y cierre del dispositivo, condiciones intrínsecas imputables al dispositivo. Así la frecuencia, rara vez, podrá superar los 10 KHz. El hecho de trabajar a frecuencias altas, impone al tiristor restricciones de  $di/dt$ ; se puede decir que el dispositivo "conserva en la memoria" el calentamiento producido por esta  $di/dt$ . Esto es debido a la imposibilidad del elemento semiconductor para poder disipar el exceso de calor producido en su interior.

Por todo lo expuesto anteriormente, se puede afirmar que para valores muy altos de  $di/dt$  y con frecuencias crecientes, se denota una fuerte disminución de la capacidad de conducción del elemento.

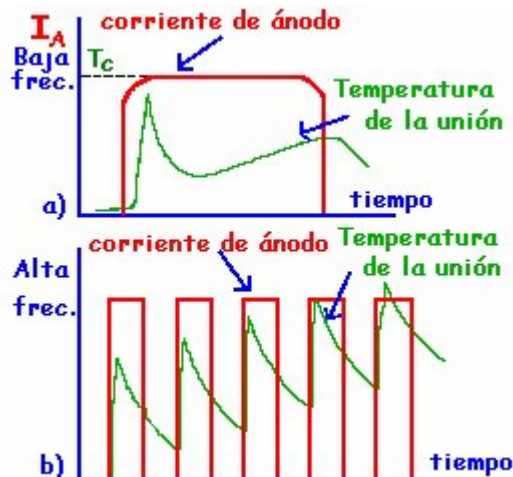


Fig 5.27

a) Respuesta de la temperatura de la unión a un pulso de corriente  
b) Aumento de la temperatura de la unión por una frecuencia de trabajo elevada



### 5.6.2 PENDIENTE DE TENSIÓN, $dv/dt$

Los picos transitorios de tensión que aparecen a través de un semiconductor son generalmente de corta duración, gran amplitud y elevada velocidad de crecimiento.

Una velocidad excesiva del crecimiento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo,  $dv/dt$  amenaza con provocar el cebado indeseado del tiristor, anteriormente bloqueado, en ausencia de señal de puerta. Este fenómeno se debe a la capacidad interna del tiristor que se carga con una corriente  $i = C \cdot dv/dt$  la cual, si  $dv/dt$  es grande, puede ser suficiente para provocar el cebado.

Entre las principales **causas** que pueden provocar este aumento transitorio de la tensión, se pueden destacar tres:

- Los contactores existentes entre la fuente de alimentación y el equipo.
- La conmutación de otros tiristores cercanos.
- La alimentación principal.

Cuando el equipo esté alimentado mediante un transformador, ésta actúa como un filtro respecto a los parásitos que se producen en la red de alimentación. Ahora bien, se presenta el inconveniente de tener que anular los transitorios introducidos por el propio transformador.

#### Protecciones contra $dv/dt$

El buen funcionamiento de los equipos no sólo depende de la calidad de los tiristores elegidos, sino también de las precauciones tomadas para proteger a estos dispositivos de situaciones desfavorables presentadas durante el funcionamiento. El diseño de las **redes de protección** dependerá en gran medida de los límites de los semiconductores, así como de los fenómenos permanentes y transitorios a los que estén sometidos.

En circuitos donde el valor de  $dv/dt$  sea superior al valor dado por el fabricante, se pueden utilizar circuitos supresores de transitorios para proteger a los tiristores del cebado por  $dv/dt$ , estos circuitos se conectan en bornes de la alimentación, en paralelo con el semiconductor o en paralelo con la carga.

Los circuitos supresores de transitorios se pueden clasificar fundamentalmente en dos grupos:

- Grupos RC o grupos L (Red Snubber)
- Resistencias no lineales

Una solución muy utilizada en la práctica es la que se muestra en la figura 5.28. Se trata de conectar en paralelo con el tiristor un circuito RC (Red SNUBBER), para evitar variaciones bruscas de tensión en los extremos del dispositivo semiconductor.

Este procedimiento puede presentar el inconveniente de que la energía disipada en la resistencia de la red SNUBBER sea muy importante.

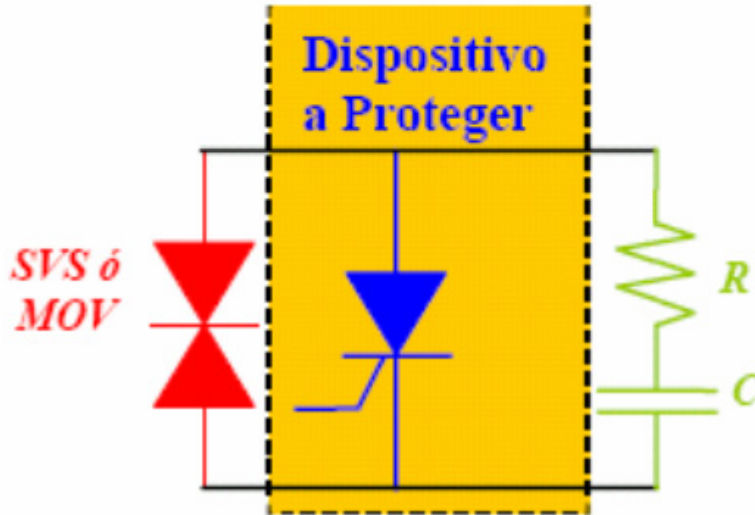
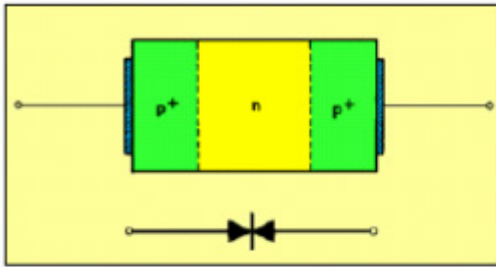


Fig 5.28 Estructura, símbolo de circuito y fotografía de SVS.

En la figura se puede ver la protección del SCR con un elemento supresor de voltaje SVS y una red RC en paralelo.

Hace el efecto de dos diodos Zener conectados en antiparalelo, entrando en conducción si se supera la tensión límite, protegiendo los dispositivos contra sobretensiones.



Ejemplo rápido de cálculo de la red RC

En el circuito de la figura, el SCR está capacitado para soportar un valor de  $dV_{AK}/dt = 50V/\mu s$ . La descarga inicial del condensador sobre el SCR debe ser limitada a 3A. En el momento en que se cierra el interruptor S es conectada la fuente de tensión  $V_s$  al circuito. Si en ese momento se aplica un impulso apropiado a la puerta del elemento. Calcular el valor del condensador de la red de protección y el valor de la resistencia de protección.

Datos:  $dv/dt = 50V/\mu s$   $R = 20\Omega$   $I_{m\acute{a}x} = 3^a$

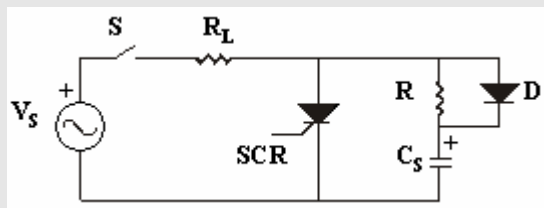


Fig 5.29

**Solución:**

Cuando la fuente de tensión alcanza el valor máximo ( $V_{S\text{máx}} = 220\sqrt{2} = 311\text{V}$ ) se cierra el interruptor S. El circuito equivalente está formado por la resistencia  $R_L$  en serie con el condensador y la fuente de tensión. Suponiendo que en el instante inicial, el condensador está descargado, el valor de la intensidad será:

$$I_C(0) = \frac{V_{S\text{máx}}}{R_L} = \frac{311\text{V}}{20\Omega} = 15.55\text{A}$$

$$I_C = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad \Rightarrow \quad C = \frac{15.55\text{A}}{50\text{V}/\mu\text{s}} = 0.311\mu\text{F}$$

El valor de la constante de tiempo de la red formada por la resistencia de carga y por el condensador es de  $6.22\mu\text{s}$ . El tiempo para que se establezca el valor de la tensión en el SCR estará comprendido entre 15 y  $20\mu\text{s}$ . Este tiempo es suficientemente corto para que la fuente de tensión no cambie apreciablemente los valores de pico.

Si el SCR es disparado en el momento en que se tiene la tensión máxima, con el condensador cargado a 311V, el valor necesario de la resistencia para limitar la corriente a 3A será:

$$R = \frac{311\text{V}}{3\text{A}} = 103.6 = 100\Omega$$

**Cálculo de los elementos de protección**

Para determinar los valores de los elementos que forman la red RC existen diversos métodos entre los que se pueden destacar dos:

- Método de la constante de tiempo. Por ser el más utilizado, es el único que se va a desarrollar.
- Método resonante.

- **Método de la constante de tiempo**

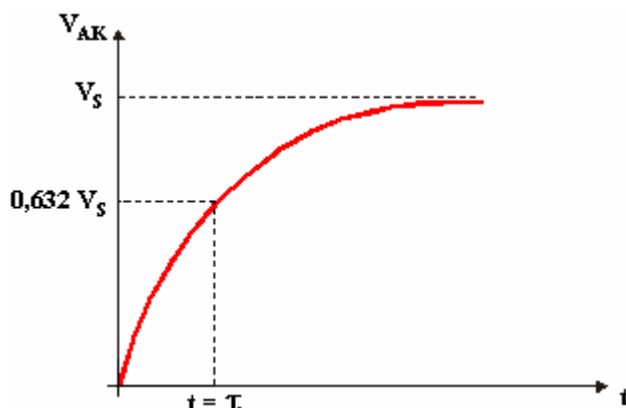
Con éste método se trata de buscar el valor mínimo de la constante de tiempo,  $\tau$  de la  $dv/dt$  del dispositivo. Ver figura 5.30

El valor de la constante de tiempo responde a la expresión:

$$\tau = \frac{0.632 \cdot V_{\text{DRM}}}{\left[ \frac{dV}{dt} \right]_{\text{min}}} \quad \text{E5.7}$$

$\tau$  = Constante de tiempo

$V_{\text{DRM}}$  = Tensión directa de pico repetitivo



**Fig 5.30**  
Gráfica para determinar el valor de la constante de tiempo.

En condiciones normales, se tomará  $V_{DRM} = V_{m\acute{a}x}$

A partir del valor calculado para  $\tau$  se determina el valor de los elementos que forman la red RC (red Snubber) del circuito del ejemplo anterior

$$C = \frac{\tau}{R_L} \quad \text{E5. 8}$$

$$R = \frac{V_{Am\acute{a}x}}{(I_{TSM} - I_L) \cdot K} \quad \text{E5. 9}$$

- $V_{Am\acute{a}x}$  = Tensi3n de ánodo máxima.
- $I_L$  = Intensidad en la carga.
- $K$  = Factor de seguridad. (0.4...0.1)

La misi3n de la resistencia calculada es proteger al SCR cuando se produce la descarga instantánea del condensador al inicio de la conducci3n.

En el peor de los casos, si el valor de  $t_{on}$  es igual a cero, el valor que debe tener la resistencia viene dado por la ecuaci3n:

$$R_{min} = \sqrt{\frac{V_{Am\acute{a}x}}{\frac{dI}{dt} \cdot C}} \quad \text{E5. 10}$$

### 5.6.3 PENDIENTE DE INTENSIDAD, $dI/dt$

Una variaci3n rápida de la intensidad puede dar lugar a la destrucci3n del tiristor. Durante el cebado (disparo), la zona de conducci3n se reduce a una parte del cátodo vecina al electrodo de mando. Si el circuito exterior impone durante esta fase un crecimiento rápido de la intensidad, la densidad de corriente en la zona de cebado puede alcanzar un valor importante.

Al principio el área de conducci3n estará limitada al área de la puerta, por lo que la uni3n entera no conduce instantáneamente. También ocurre que como el cristal no es totalmente homogéneo existen zonas donde la resistividad es más baja y por tanto la concentraci3n de intensidad es mayor (puntos calientes). En la figura 5.30 se muestra el proceso de conducci3n en funci3n del tiempo.

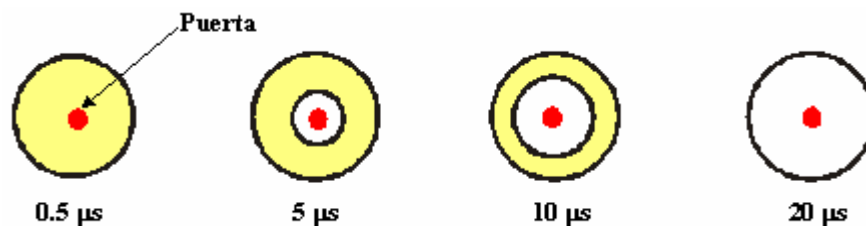


Fig 5.31 rea de conducci3n del tiristor en funci3n del tiempo.

El descenso de la caída de tensi3n en el tiristor durante el paso del estado de bloqueo al de conducci3n, no se efectúa de forma instantánea, por lo que habrá momentos en que se presenten simultáneamente valores elevados de corriente y de tensi3n.

Un procedimiento para evitar la formaci3n de puntos calientes durante el proceso de disparo del elemento, es introducir una corriente por puerta mayor de la necesaria. Para ello, se inyecta mayor cantidad de portadores con lo que la superficie de la uni3n que conduce aumenta rápidamente. Esta soluci3n es parcial, porque estará limitada por la necesidad de que la corriente de puerta no sobrepase un valor máximo dado en las hojas de características del dispositivo semiconductor.

Otro procedimiento posible es añadir algún elemento al circuito exterior de ánodo para conseguir que la pendiente de la intensidad,  $dI/dt$  no sobrepase el valor especificado en las características del estado de conmutación. Uno de los elementos susceptibles de ser incorporados al circuito de ánodo sería una inductancia,  $L$  como se puede ver en la figura 5.32

Este circuito básico de protección, es un circuito típico de frenado, en el cual la inductancia controla el efecto provocado por la  $dI/dt$ .

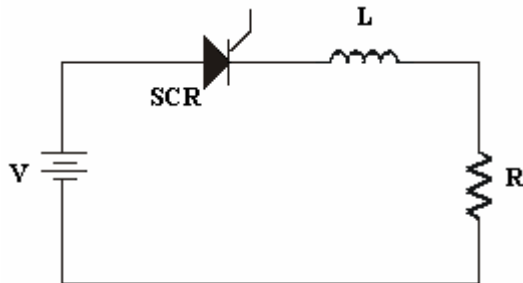


Fig 5.32  
Circuito para la limitación de  $dI/dt$ .

Si se estudia el caso más desfavorable se ve que éste se produce cuando se aplica una tensión continua. Si ahora el tiristor entra en conducción la intensidad por ánodo,  $I_A$  se regirá por la expresión

$$I_A = \frac{V}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{R \cdot t}{L}} \right) \quad \text{E5. 11}$$

Derivando la expresión anterior, para  $t = 0$  se obtiene el valor máximo y despejando se obtiene el valor de  $L$ . El valor obtenido debe ser menor al expresado en la hoja de características.

$$L = \frac{V}{\left. \frac{dI_A}{dt} \right|_{\text{máx}}} \quad \text{E5. 12}$$

### PROBLEMA 5.5

Para el circuito de protección del SCR contra  $dI/dt$  de la figura 5.32 calcular el valor de la inductancia  $L$ , para limitar la corriente de ánodo a un valor de  $5 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

Datos:  $V_S = 300\text{V}$ ;  $R_L = 5\Omega$

Solución:

$$\frac{dI_A}{dt} = \frac{V_S}{L} = 5 \cdot 10^6 \text{ A/s}$$

$$L = \frac{V_S}{\frac{dI_A}{dt}} = \frac{300 \text{ V}}{5 \cdot 10^6 \text{ A/s}} = 60 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$L = 60 \mu\text{H}$$

## PROBLEMA 5.6

Para el circuito con tiristor de la figura. Calcular aplicando el método de la constante de tiempo el circuito de protección contra  $dv/dt$  y  $di/dt$ . Adoptar un factor de seguridad  $K = 0.4$ .

Datos:

$$V_{RMS} = 208V, I_L = 58A, R = 5\Omega$$

$$SCR: V_D = 500V, I_{TSM} = 250A, di/dt = 13.5A/\mu s, dv/dt = 50V/\mu s$$

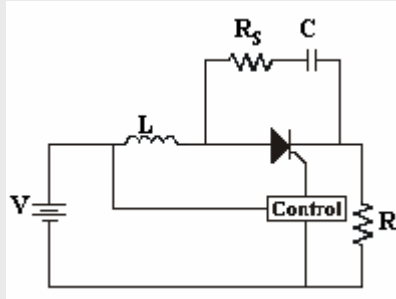


Fig 5.33

**Solución:**

Valor máximo de tensión

$$V_{A\text{máx}} = 208 \cdot \sqrt{2} = 294V$$

Constante de tiempo

$$\tau = \frac{0.632 \cdot V_D}{\left[ \frac{dv}{dt} \right]_{\min}} = 6.32\mu s$$

Valor del condensador

$$C = \frac{\tau}{R} = 1.264\mu F$$

Valor de la resistencia

$$R_s = \frac{V_{A\text{máx}}}{(I_{TSM} - I_L) \cdot K} = 3.83\Omega$$

El valor mínimo para la resistencia será:

$$R_{\min} = \sqrt{\frac{V_{A\text{máx}}}{\left( \frac{dI}{dt} \right) \cdot C}} = 4.15\Omega$$

Como el valor obtenido para  $R_s$  es inferior a la  $R_{\min}$  que se debe colocar, se elige esta última para el circuito dado

$$R = 4.15\Omega$$

El valor mínimo de la inductancia  $L$  para  $di/dt$  se calcula según la expresión:

$$L = \frac{V_{A\text{máx}}}{\frac{dI}{dt}} = 21.7\mu F$$

### 5.6.4 PROTECCIÓN CONTRA SOBRECARGA DE LARGA DURACIÓN (CORTOCIRCUITO)

Ante un cortocircuito, al tratarse de un mal funcionamiento, debe detenerse la operación del dispositivo hasta que se repare la causa.

Podemos utilizar fusibles rápidos y disyuntores.

Al seleccionar un fusible es necesario calcular la corriente de fallo y tener en cuenta lo siguiente:

1. El fusible debe conducir de forma continua la corriente nominal del dispositivo
2. El valor de la energía permitida del fusible ( $i^2 t_c$ ) debe ser menor que la del dispositivo que se pretende proteger
3. El fusible debe ser capaz de soportar toda la tensión una vez que se haya extinguido el arco
4. La tensión que provoca un arco en el fusible debe ser mayor que la tensión de pico del dispositivo

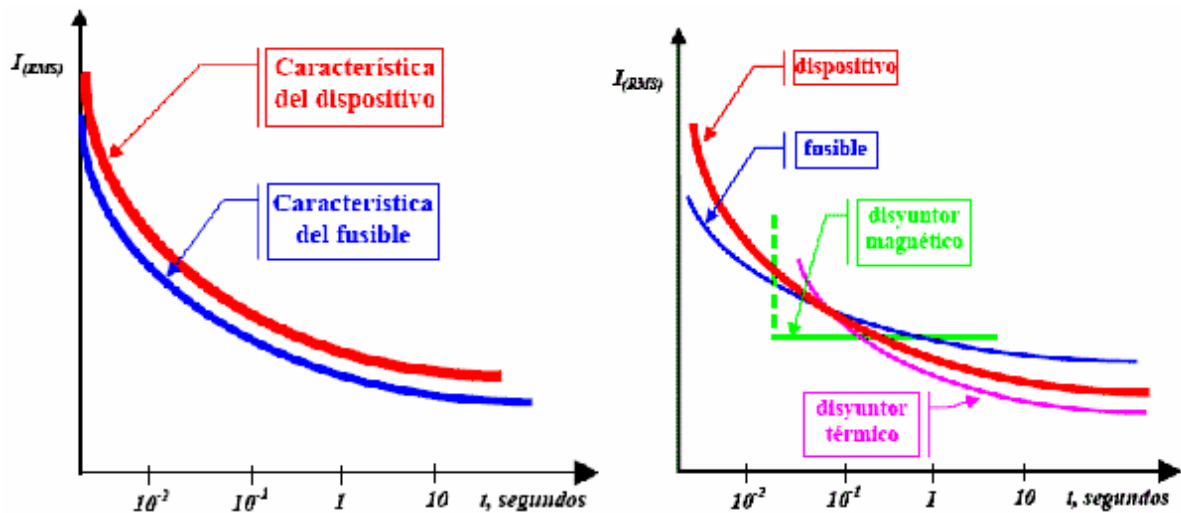


Fig 5.34 Protección completa con fusible

### 5.6.5 LIMITACIONES DE LA TEMPERATURA.

En los semiconductores de potencia, se producen pérdidas durante el funcionamiento que se traducen en un calentamiento del dispositivo.

Si los períodos de bloqueo y de conducción en un tiristor son repetitivos, la potencia media disipada en un tiristor será:

$$P_{AV} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{AK} \cdot I_A \cdot dt + \text{Potencia de puerta.} \quad \text{E5. 13}$$

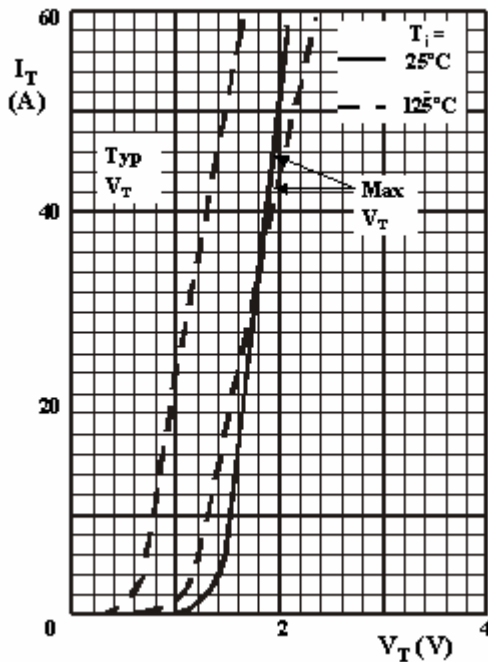


Fig 5.35 Curva característica del tiristor en la zona de conducción.

La potencia disipada en los tiristores durante el tiempo de conducción, es mucho mayor que la potencia disipada durante el tiempo que está bloqueado y que la potencia disipada en la unión puerta - cátodo. Por tanto se puede decir que las pérdidas en un dispositivo semiconductor, con una tensión de alimentación dada y una carga fija, aumentan con el ángulo de conducción.

Si se supone que para un semiconductor, la conducción se inicia para cada semiperiodo en un tiempo  $t_1$  y termina en un tiempo  $t_2$ , la potencia media de pérdidas será:

$$P_{AV} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} V_{AK} \cdot I_A \cdot dt$$

En la figura 5.35 se representa la  $V_{AK}$  en función de la  $I_A$  a partir de esta curva se puede deducir la siguiente expresión

$$V_{AK} = V_0 + I_A \cdot R \tag{E5.14}$$

donde  $V_0$  y  $R$  son valores aproximadamente constantes para una determinada familia de tiristores y para una determinada temperatura de la unión. En éste caso se trabaja dentro de la zona directa de la curva característica.

Operando con las ecuaciones anteriores:

$$P_{AV} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (V_0 + R \cdot I_A) \cdot I_A \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot V_0 \int_{t_1}^{t_2} I_A dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} R \cdot (I_A)^2 dt$$

$$P_{AV} = V_0 \cdot I_{A(AV)} + R \cdot (I_{A(RMS)})^2$$

Esta ecuación se encuentra representada mediante curvas para distintas formas de onda (sinusoidal, rectangular,...) y para distintos ángulos de conducción en la figura 5.36

Con estas curvas, y partiendo del valor medio de la corriente y de la forma de onda, se puede calcular el valor de  $P_{AV}$ .



En la ecuación anterior se aprecia que la potencia disipada, no sólo depende del valor medio de la corriente, sino que también depende del valor eficaz. Por tanto se puede decir que dependerá del **factor de forma**, parámetro que fue definido en el capítulo 2 y que responde a la siguiente expresión:

$$a = f = \frac{I_{A(RMS)}}{I_{A(AV)}}$$

Una vez elegido el tiristor, a partir de los parámetros más importantes como son la potencia total disipada y la temperatura, y una vez calculada la potencia media que disipa el elemento en el caso más desfavorable, se procede a calcular el disipador o radiador más apropiado para poder evacuar el calor generado por el elemento semiconductor al medio ambiente.

Esta potencia disipada será una potencia de pérdidas que tenderá a calentar al tiristor. El equilibrio térmico se obtendrá cuando el calor generado sea cedido al medio ambiente, lo cual ha de realizarse sin que las uniones del tiristor alcancen la temperatura máxima permitida ( $T_j$ ). Esta temperatura será aproximadamente de 125°C para la mayoría de los dispositivos. El calor producido en las uniones PN del tiristor, es cedido a la cápsula, de ésta pasará al disipador y de éste al medio ambiente.

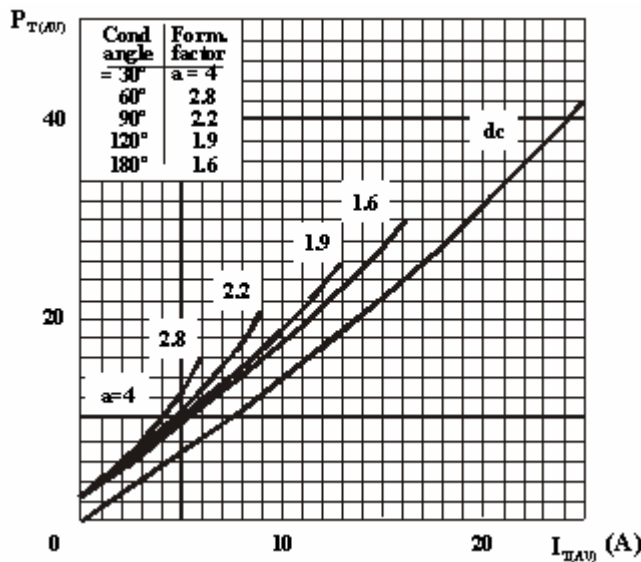


Fig 5.36 Curva de relación entre  $I_{T(AV)}$  y  $P_{T(AV)}$

El cálculo de las resistencias térmicas y de las temperaturas fue estudiado con profundidad en el tema 3. Se recomienda al lector una revisión de dicho tema. Para refrescar esos conceptos se realiza a continuación el cálculo de un disipador para el tiristor del siguiente ejercicio

PROBLEMA 5.7



Un SCR (BTY 91) con  $R_{jc} = 1.6^{\circ}\text{C}/\text{W}$  y con  $R_{cd} = 0.2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , alimenta a una carga resistiva de  $10\Omega$  a partir de una señal alterna de  $220\text{V}_{\text{RMS}}$ . Si la conducción del SCR es completa ( $\alpha = 0^{\circ}$ ). Calcular el disipador para una temperatura ambiente de  $40^{\circ}\text{C}$  utilizando la gráfica representada en la figura.

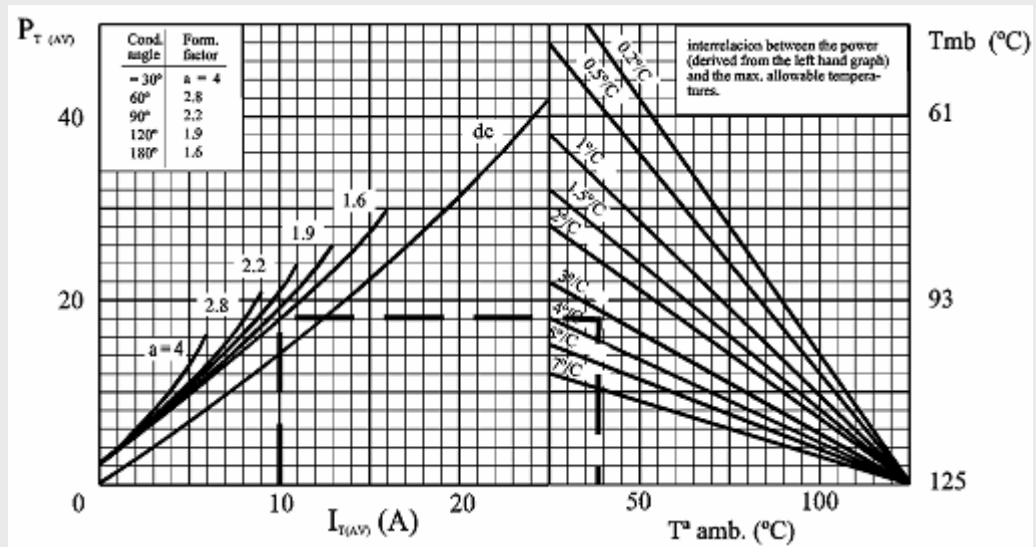


Fig 5.37 Relación de la potencia con los valores máximos permitidos de temperatura.

Solución:

En primer lugar se calcula el ángulo de conducción ( $\theta$ ):

$$\theta = 180^\circ - \text{ángulo de disparo} = 180^\circ - 0^\circ = 180^\circ$$

El valor medio de la intensidad será:

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_{\text{máx}}}{R} \cdot \text{sen}\omega t \, d\omega t$$

Sustituyendo los valores y resolviendo resulta:

$$I_{TAV} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot R} (1 + \cos\alpha) = 10A$$

En la gráfica de la figura, se identifica el valor de la potencia media,  $P_{AV}$ .

El ángulo de conducción está relacionado directamente con el factor de forma.

$$\theta = 180^\circ \quad \Rightarrow \quad f = 1.6$$

Partiendo del eje x, para un valor de  $I_{TAV} = 10A$ , se traza una vertical hasta cortar la curva que representa un factor de forma,  $f = 1.6$ , a continuación se lleva una horizontal hasta el eje de potencia y se comprueba que lo corta en un valor de 16.7 W.

Sustituyendo en las ecuaciones los valores dados para el tiristor del circuito.

$$R_d = \frac{T_j - T_a}{P_{AV}} - (R_{jc} + R_{cd}) = \frac{125 - 40}{16.7} - (1.6 + 0.2) = 3.29^\circ C/W$$

Se elige un disipador con una resistencia térmica **menor** de la calculada:

$$R_d \leq 3.29^\circ C/W$$

...

**Este cálculo se puede hacer gráficamente de la siguiente forma.**

En primer lugar se siguen los mismos pasos que anteriormente para calcular la potencia media; a partir de aquí se lleva una horizontal hacia la derecha de la figura hasta cortar con la vertical que se levanta desde los 40 °C que en los datos se expresó como valor de la temperatura ambiente. Estas dos rectas se cortan en un punto que se corresponde con una

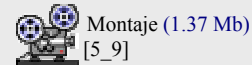
$$R_{ca} = 3.35^{\circ}\text{C}/\text{W}.$$

Despejando de la siguiente expresión se puede calcular el valor de la  $R_d$ :

$$R_{ca} = R_{cd} + R_d$$

$$R_d = R_{ca} - R_{cd} = 3.35 - 0.2 = 3.15^{\circ}\text{C}/\text{W} \approx 3^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Si se trabaja en régimen transitorio, por ejemplo en régimen de impulsos, la temperatura de la unión sobrepasa los valores de las fórmulas empleadas anteriormente. En este caso es necesario el uso de la impedancia térmica,  $Z_{th}$  para que el cálculo del disipador sea correcto.



## 5.7 Extinción del Tiristor. Tipos de conmutación

Se entiende por extinción del tiristor, el proceso mediante el cual, se obliga al tiristor que estaba en estado de conducción a pasar al estado de corte. Recuerdese que en el momento en que un tiristor empieza a conducir, se pierde completamente el control sobre el mismo.

Existen diversas formas de conmutar un tiristor, sin embargo se pueden agrupar en dos grandes grupos: conmutación natural y conmutación forzada

<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Conmutación natural</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Conmutación libre</li> <li>■ Conmutación asistida</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Ej. Regulador alterna</li> <li>Ej. Rectificador trifásico</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Conmutación forzada</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Por contacto mecánico</li> <li>■ Por circuito resonante</li> <li>■ Por carga de condensador</li> <li>■ Por tiristor auxiliar</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Serie</li> <li>■ Paralelo</li> </ul>

### 5.7.1 CONMUTACIÓN NATURAL.

En los circuitos de conmutación natural, la conmutación del tiristor se produce de forma espontánea debido a la propia alimentación principal.

### Conmutación libre

La conmutación natural libre se produce cuando la intensidad por el tiristor se anula por si misma, debido al comportamiento natural de la fuente de tensión. Para poder comprender mejor este tipo de conmutación observar el circuito de la figura 5.38

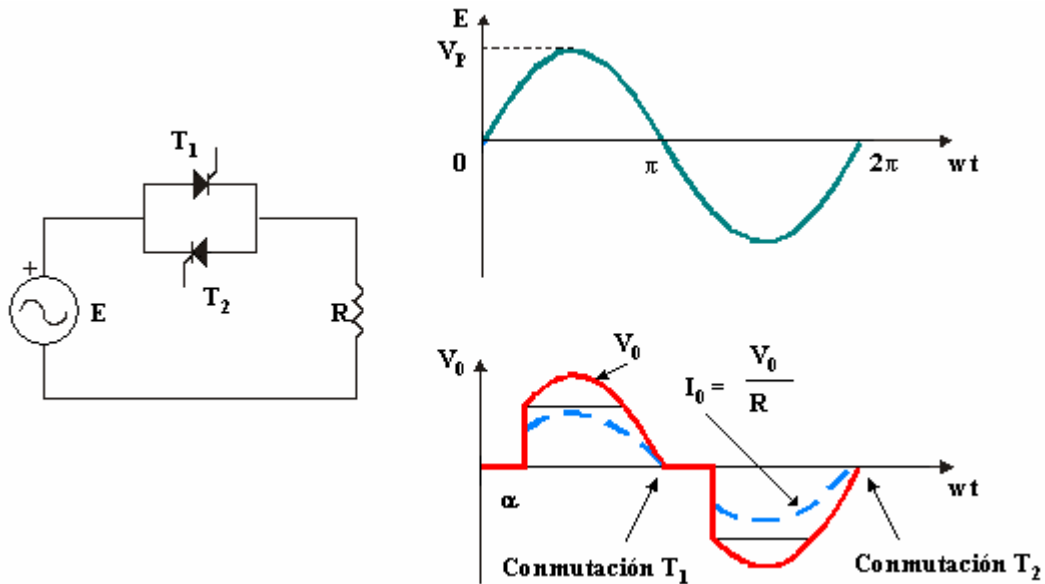


Fig 5.38 Circuito de conmutación libre y sus formas de onda

La fuente de tensión es alterna y la carga resistiva pura, por lo que no se produce desfase alguno entre la tensión y la intensidad. En la figura 5.38 se pueden observar las formas de onda correspondientes a este circuito.

Para un tiempo  $wt > \pi$ , la intensidad que circula por la carga se anula, al mismo tiempo que la tensión que cae en extremos de  $T_1$  comienza a ser negativa produciendo la conmutación del mismo.

Para un tiempo  $wt = \pi + \alpha$ , comienza a conducir  $T_2$ , hasta que para un tiempo  $wt = 2\pi$  se produce la conmutación del mismo. En este instante se repite de nuevo el ciclo descrito anteriormente.

### Conmutación asistida

La conmutación natural asistida, se caracteriza por la aplicación sobre el tiristor de un voltaje negativo entre el ánodo y el cátodo. Este voltaje inverso aparece de una forma natural debido a la secuencia lógica de funcionamiento de la fuente primaria, por ejemplo, en el caso del rectificador trifásico.

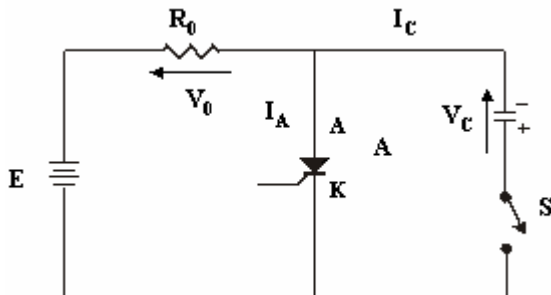
#### 5.7.2 CONMUTACIÓN FORZADA.

En algunos circuitos con tiristores, la tensión de entrada es de carácter continuo, por lo tanto el tiristor no podrá pasar a corte de forma natural, siendo necesario recurrir a un circuito auxiliar para así provocar la conmutación del tiristor.

Para provocar la conmutación del tiristor, será necesario anular la corriente anódica durante un tiempo suficiente para que el tiristor pueda pasar a corte. Este intervalo de tiempo tiene una gran importancia, puesto que si su duración es inferior a un valor determinado por  $t_{off}$  no tendrá lugar la conmutación del dispositivo.

### Conmutación por contacto mecánico

Este método de conmutación produce la extinción del semiconductor por medio de un interruptor en paralelo con los terminales de ánodo y cátodo del tiristor. En la práctica la utilización de este circuito no es nada viable, puesto que el proceso de apagado del tiristor resulta extremadamente lento. Para evitar este inconveniente se realiza una pequeña modificación en el circuito, que consiste en colocar un condensador en serie con el interruptor. En el circuito de la figura 5.39 se logra desviar la corriente que circula por el tiristor y por tanto el apagado del mismo cerrando el interruptor S.



**Fig 5.39**  
Circuito de conmutación del tiristor por aplicación de tensión inversa mediante condensador.

En este circuito, el interruptor (S) se encuentra abierto, estando el condensador cargado inicialmente con la polaridad indicada en la figura 5.39

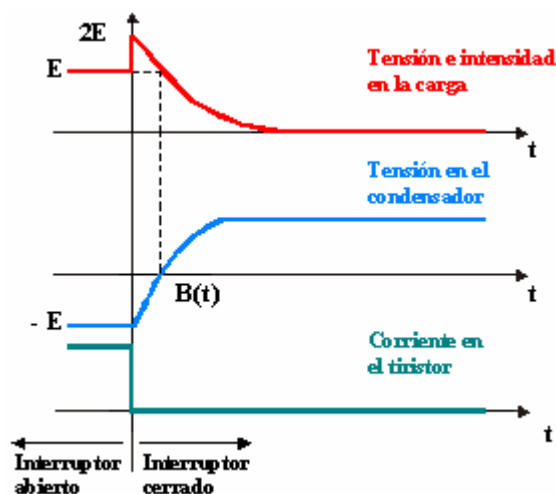
Si en un instante determinado se cierra el interruptor, el condensador queda conectado en paralelo con el tiristor provocando dos procesos diferentes en el circuito:

- La corriente que circula por el tiristor, será transferida temporalmente al condensador, con lo que la corriente que circula por el tiristor quedará reducida a cero.
- La tensión que inicialmente tenía el condensador constituirá una tensión inversa para el tiristor que irá disminuyendo conforme se descarga el mismo.

Este proceso de conmutación está representado gráficamente en las curvas de la figura 5.40

En la mayoría de los circuitos, se requiere que la carga y descarga del condensador también se produzca de forma cíclica. Por tanto, es fácil deducir que el tiempo para cargar y descargar el condensador afectará a la máxima frecuencia de funcionamiento del circuito.

La importancia de este método de conmutación dependerá en gran medida del tamaño y del voltaje del condensador, así como del turn - off del tiristor. El condensador se descarga a un ritmo determinado por el valor de la intensidad de carga, por lo que la carga almacenada en el condensador deberá ser capaz de mantener inversamente polarizado el tiristor, hasta transcurrido un período de tiempo "t<sub>off</sub>".



**Fig 5.40**  
Curvas de conmutación del tiristor por aplicación de una tensión inversa mediante condensador.

PROBLEMA 5.8



En el circuito de la figura, para un tiempo de apagado del tiristor  $t_{off} = 15\mu s$ , determinar si se podrá producir la conmutación óptima del mismo para el valor de capacidad adoptado.  
 Datos:  $E = 100V$ ;  $R_0 = 5 \Omega$ ;  $C = 5 \mu F$

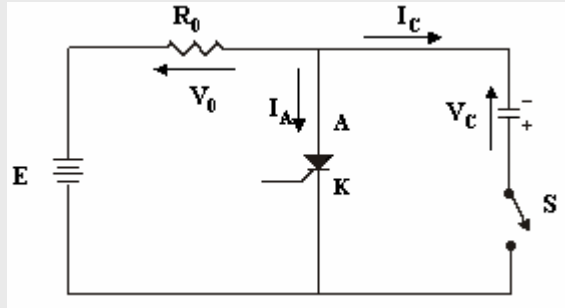


Fig 5.41

Solución:

Para este circuito se verifica que:

$$V_C = V_C \cdot e^{\frac{-t}{R_0 \cdot C}} + E \left( 1 - e^{\frac{-t}{R_0 \cdot C}} \right) \quad \text{E5. 16}$$

Sabiendo que  $V_C(0) = V_C = -E$  y observando las curvas representadas en la figura 5.40 se puede afirmar que la tensión en el condensador, que es la misma que la que existe en extremos del tiristor, varía exponencialmente desde un valor negativo inicial hasta que se alcanza el valor nominal de la batería (+ E). El tiempo para el cual la tensión en el condensador es negativa se denominará  $t_q$ .

El valor de este intervalo de tiempo tiene una gran importancia, ya que si es lo suficientemente grande permitirá el paso de conducción a corte del tiristor, es decir, sólo si el valor del tiempo  $t_q$  es mayor que el valor del tiempo  $t_{off}$ , se producirá la conmutación del tiristor.

Igualando a cero el valor de la tensión en el condensador para un tiempo  $t_q$ ,

$$0 = -E \cdot e^{\frac{-t_q}{R_0 \cdot C}} + E \left( 1 - e^{\frac{-t_q}{R_0 \cdot C}} \right)$$

$$t_q = 0.693 \cdot R_0 \cdot C \quad \text{E5. 16}$$

$$t_q = 0.693 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 17.33\mu s$$

$$t_{off} = 15\mu s \Rightarrow t_q > t_{off}$$

Como el valor del tiempo  $t_q$  es mayor que el valor de  $t_{off}$ , el tiristor pasará a corte sin ninguna dificultad.

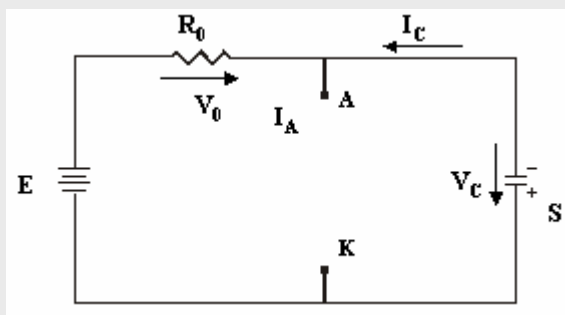


Fig 5.42 Circuito equivalente. Suponiendo  $I_A = 0$

### Conmutación por circuito resonante

En primer lugar se debe recordar el principio básico de un circuito resonante

La figura 5.43 muestra un circuito conformado por 2 tiristores, una bobina y un condensador inicialmente cargado con la polaridad indicada. Se parte de la premisa de que ambos tiristores se encuentran inicialmente en corte. Si en estas condiciones se dispara  $T_1$ , entonces se producirá la descarga del condensador a través de la malla conformada por  $C - T_1 - L$ . Obsérvese que la corriente circulante por ésta sigue una curva sinusoidal. Cuando la corriente se anule, el condensador quedará cargado en sentido contrario al inicial. La extinción de la corriente circulante provocará el paso a corte de  $T_1$ . La energía almacenada en el condensador ha sido transferida temporalmente a la bobina, para luego ser devuelta de nuevo al condensador. Esta nueva carga en el condensador se puede mantener ya que no existe ninguna otra vía de descarga ( $T_1$  se encuentra bloqueado).

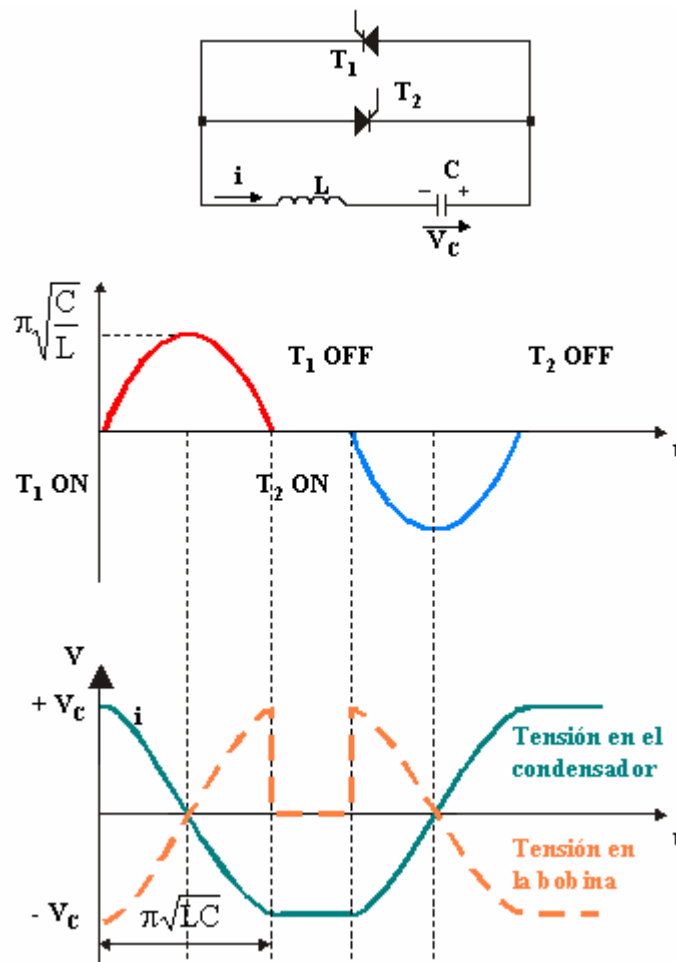


Fig 5.43 Conmutación del tiristor mediante el uso de una estructura resonante. Circuito y formas de onda.

Si a continuación  $T_2$  se dispara, se repetirá de forma idéntica lo expuesto anteriormente, con la única salvedad de que el sentido de la corriente será contrario a la etapa anterior, ahora a través de la malla configurada por  $C - T_2 - L$ . El condensador se descargará y cargará de nuevo, siguiendo una forma de onda sinusoidal, hasta volver a su condición inicial, antes de que se disparara  $T_1$ , con lo que se estará en condiciones de comenzar un nuevo e idéntico ciclo.

Para que el circuito entre en resonancia, se debe verificar:

$$\left( L\omega - \frac{1}{\omega C} \right) = 0$$

E5. 17

Por lo que la frecuencia de resonancia será:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{E5. 18}$$

Por otro lado, para hallar los valores de intensidad circulante por el tiristor, así como la tensión en extremos del condensador, se deberá recurrir a la siguiente ecuación diferencial donde se han despreciado la resistencia interna del circuito, así como las caídas de tensión adicionales producidas en los tiristores. También se ha supuesto que inicialmente no circula ninguna intensidad por la bobina.

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + v_C(t=0) = 0 \quad \text{E5. 19}$$

Si  $v_C(t=0) = +V_C$ , entonces:

$$i(t) = +V_C \sqrt{\frac{C}{L}} \text{sen}\omega t \quad \text{E5. 20}$$

$$v_C(t) = +V_C \text{cos}\omega t \quad \text{E5. 21}$$

Donde  $V_C$  representa la carga inicial del condensador.  $T_1$  se puede constituir como el tiristor principal del circuito, mientras que  $T_2$  puede ser, en la práctica, el tiristor auxiliar, cuyo principal objetivo será el de apoyar la conmutación del tiristor principal. De esta forma, permitirá que el condensador se cargue de nuevo a su tensión inicial, estando de nuevo en condiciones de provocar la conmutación de  $T_1$  en el siguiente ciclo.

En los circuitos de conmutación forzada hay que considerar que los condensadores que participan en la conmutación deben ser cargados antes de que se recurra a ellos para provocar el paso a corte del tiristor. Una carga insuficiente en el condensador tendrá como consecuencia el fracaso en el intento de apagar el tiristor.

El circuito resonante puede ser serie o paralelo, para más información ver este anexo



Circuito resonante serie y paralelo .pdf  
[5\_10]



### Cuestión didáctica 5.3

El tiristor  $T_1$  de la figura 5.43 entra en conducción para  $t = 0$ .

A partir de los siguientes datos:  $L = 100 \mu\text{H}$ .  $C = 10 \mu\text{F}$ .  $V_C(0) = 100 \text{ V}$ .  $I_L(0) = 0 \text{ A}$ . Determinar:  $T_{\text{ON}}$  del tiristor  $T_1$ . Tensión existente en el condensador en  $t = T_{\text{ON}}$ . Corriente de pico del circuito. Tensión en extremos del condensador si se supone que en el tiristor se produce una caída de tensión en conducción de 0.8 voltios. Obtener con PsPice las formas de onda de la intensidad circulante por el circuito, así como la tensión en el condensador y en la bobina.

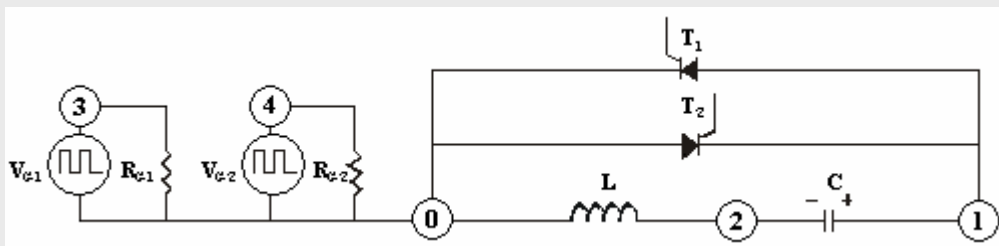


Fig 5.44 Circuito para la simulación mediante Pspice



Descripción del circuito:

```

*CD5_3.CIR
*E.P.S. JAEN DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
*CIRCUITO RESONANTE LC
VG1 3 0 PULSE(0 1V 0 1NS 1NS .103MS 0.5MS)
VG2 4 0 PULSE(0 1V .3MS 1NS 1NS .103MS 0.5MS)
C 1 2 10uf ic=100v
L 2 0 100uh
XT1 1 0 3 0 SCR; TIRISTOR T1
XT2 0 1 4 0 SCR; TIRISTOR T2
* MODELO DEL TIRISTOR EN CONTINUA
.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL DMOD D
.MODEL SMOD VSWITCH (RON =.1 ROFF=10E+6 VON=1V VOFF=0v)
.ENDS SCR
*ANALISIS
.PROBE
.TRAN 1.000u .45m 10u uic ; *ipsp*
.END
    
```



**Solución:**  $T_{on} = 0.1\text{ms}$ ;  $v_c = -100\text{V}$ ;  $I_{MÁX} = 31.62\text{A}$ ;  $v_c = -98.4\text{V}$

**Conmutación por carga de condensador**

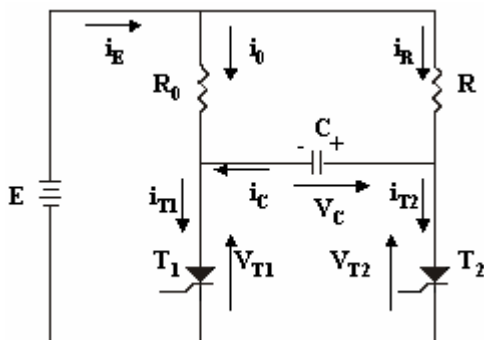


Fig 5. 45  
Circuito de conmutación por carga de condensador.

En este circuito se pueden distinguir dos partes bien diferenciadas:

- **El circuito de potencia** constituido por la fuente E, el tiristor T<sub>1</sub> y la carga R<sub>0</sub> (resistiva pura)
- **El circuito auxiliar de bloqueo** formado por la resistencia R, el condensador C y un tiristor T<sub>2</sub> auxiliar.

El circuito representado en la figura 5.45 puede ser comparado con un biestable asimétrico de potencia, en el que los tiristores conducen de forma alternada. Nunca estarán al mismo tiempo los dos en conducción o en estado de bloqueo; De ello se encargará, como se verá más adelante, el condensador C.

La principal ventaja de este circuito, es que el valor del tiempo T<sub>on</sub> no estará sujeto, como en los casos anteriormente estudiados, a los parámetros intrínsecos del sistema, sino que puede variar según se precise. Solo dependerá del instante en el que se produzca el disparo del segundo tiristor.

▪ **T<sub>1</sub> en conducción y T<sub>2</sub> al corte (0 < t < T<sub>on</sub>)**

Se supone que para t = 0 no conduce ninguno de los tiristores, en este momento se dispara el tiristor T<sub>1</sub> estableciéndose en la malla principal formada por la fuente E, el tiristor T<sub>1</sub> y la resistencia R<sub>0</sub>, una corriente de valor

$$I_o = \frac{E}{R_L} \tag{E5.22}$$

El condensador, C se cargará a través de la resistencia, R hasta un valor de tensión, E dado por la fuente de tensión de la entrada. Para que el circuito presente un funcionamiento correcto, el condensador debe disponer de un tiempo hasta alcanzar el 100% del valor de carga antes comentado

$$R \cdot C \lll T_{ON} \tag{E5.23}$$

La intensidad por la resistencia R, después del primer ciclo verificará la siguiente expresión:

$$i_R = \frac{2E}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad 0 < t < T_{ON} \tag{E5.24}$$

Por tanto, la tensión en el condensador se puede expresar como

$$v_C = E - Ri_R = E \left( 1 - 2e^{-\frac{t}{RC}} \right) \tag{E5.25}$$

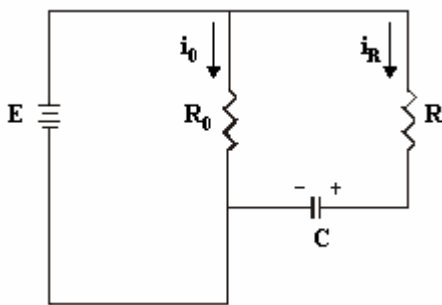


Fig 5.46  
Circuito equivalente para  $0 < t < T_{ON}$ .

Observando la figura 5.48 se pueden comprender mejor los conceptos y el funcionamiento para el circuito conmutador por carga de condensador

**T<sub>1</sub> al corte y T<sub>2</sub> en conducción. T<sub>on</sub> < t < T**

Un instante posterior a T<sub>on</sub> se dispara T<sub>2</sub> pasando a conducir. Como consecuencia de la carga alcanzada anteriormente por el condensador, el cátodo de T<sub>1</sub> se hace más positivo con respecto al ánodo, provocando la conmutación del mismo. En este momento es la resistencia R la que estará conectada a la batería, mientras que a través de R<sub>o</sub> se produce la nueva carga del condensador hasta un valor de -E.

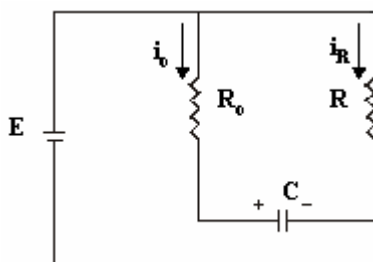


Fig 5.47  
Circuito equivalente para  $T_{ON} < t < T$ .

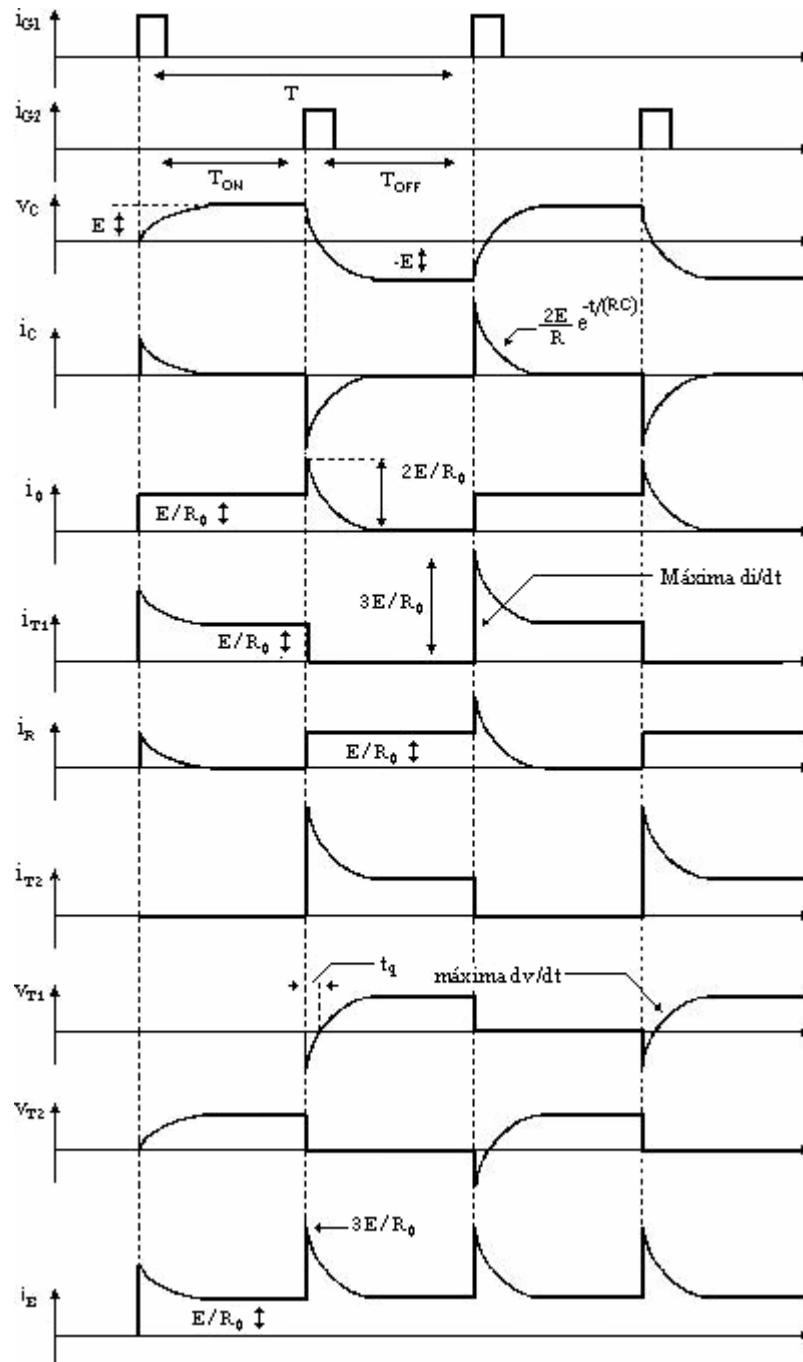


Fig 5.48 Formas de onda del circuito de conmutación por carga de condensador.

Los valores respectivos de la intensidad en la carga, así como la tensión en el condensador son los siguientes:

$$i_0 = \frac{2E}{R_0} e^{-\frac{t}{R_0C}} \quad \text{E5. 26}$$

$$v_C = -E \left( 1 - 2e^{-\frac{t}{R_0C}} \right) \quad \text{E5. 27}$$

Para que durante este intervalo de tiempo,  $T_{on} < t < T$ , el condensador disponga del tiempo necesario para la carga del mismo a una tensión  $v_C = -E$ , se deberá verificar:

$$CR_0 \ll T - T_{on} \quad \text{E5. 28}$$

Por otro lado, para conseguir una perfecta conmutación del tiristor  $T_1$ , el intervalo de tiempo  $t_q$  durante el cual la tensión ánodo – cátodo de  $T_1$  es negativa debe superar el tiempo de apagado del mismo,  $t_{off}$ , de lo contrario se provocaría un autocebado del tiristor, permaneciendo éste en estado de conducción.

A pesar de que ya se ha efectuado con anterioridad, a continuación se va a calcular el valor de  $t_q$  ya que el conocimiento de este parámetro reviste de una gran importancia en la elección del tiristor apropiado.

La tensión ánodo-cátodo de  $T_1$  será:

$$v_{T1} = -v_C = E \left( 1 - 2e^{-\frac{t}{R_0 C}} \right) \quad \text{E5.29}$$

Para  $t = t_q$  la tensión en extremos del tiristor será nula,  $V_{T1} = 0$ . Por tanto, se puede calcular  $t_q$  a partir de la expresión anterior

$$0 = E \left( 1 - 2e^{-\frac{t}{R_0 C}} \right)$$

$$t_q = R_0 \cdot C \ln 2 = 0.69 \cdot R_0 \cdot C \quad \text{E5. 30}$$

Como  $R_0 = E/I_0$ , siendo  $I_0$  la corriente media de carga

$$t_q = 0.69 C \frac{E}{I_0} \quad \text{E5. 31}$$

Para que  $t_q$  resulte mayor que  $t_{off}$  deberá colocarse un condensador de conmutación que verifique

$$C \geq \frac{t_{off} \cdot I_0}{0.69 \cdot E} = 1.45 \cdot t_{off} \cdot \frac{I_0}{E} \quad \text{E5. 32}$$

En la elección del condensador deberá tenerse en cuenta la máxima corriente de carga.

Al cumplirse el período del circuito de conmutación para  $t = T$ , se dispara de nuevo a  $T_1$ , mientras que  $T_2$  conmutará debido a la tensión inversa del condensador, iniciándose un nuevo ciclo igual al anteriormente descrito.



#### Cuestión didáctica 5.4

Realizar la simulación del circuito de conmutación por carga de condensador mediante PsPice y comprobar el funcionamiento anteriormente comentado. Obtener las formas de onda de la intensidad en la puerta de cada uno de los tiristores, así como la intensidad directa y la tensión entre A – K. Obtener de igual modo la tensión en extremos del condensador, la intensidad por el condensador, por la resistencia de carga,  $R_0$  por la resistencia,  $R$  y la intensidad,  $I_E$ . Determinar el tiempo para el que la tensión del tiristor es negativa,  $t_q$



Visualizar primero para un valor de  $3\Omega$  tratando de identificar las diferentes formas de onda con las planteadas en la figura 5.48 y posteriormente estudiar el comportamiento para distintos valores de  $R$  ( $1\Omega$ ,  $3\Omega$  y  $10\Omega$ )

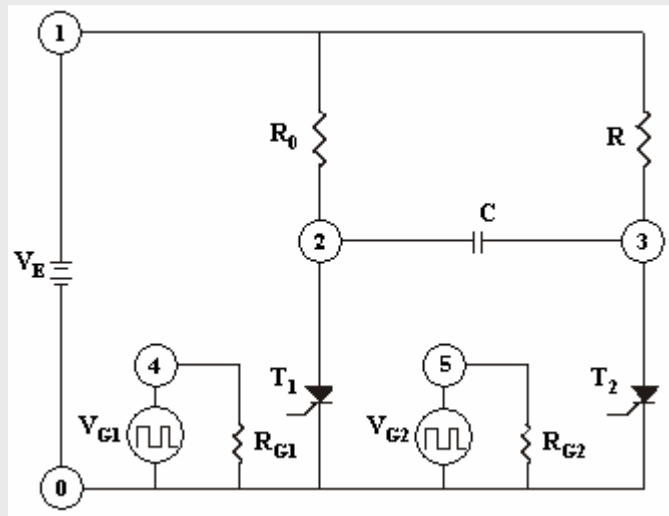


Fig 5.49

Descripción del circuito

```

*CD5_4.CIR
*E.P.S. JAEN. DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
*CIRCUITO DE CONMUTACION POR CARGA DE CONDENSADOR
*COMPONENTES DEL CIRCUITO
VE      1      0      DC      100V
RO      1      2      50HM
R       1      3      {RESIS}
C       2      3      10UF
.PARAM RESIS = 5
*IMPULSOS DE DISPARO
VG1     4      0      PULSE(0 10V 0 1US 1US 0.1MS 0.2MS)
VG2     5      0      PULSE(0 10V 0.1MS 1US 1US 0.1MS 0.2MS)
*SEMICONDUCTORES
XT1     2      0      4      0      SCR; TIRISTOR T1
XT2     3      0      5      0      SCR; TIRISTOR T2
*MODELO DEL TIRISTOR EN CONTINUA; MODELO DE M. H. RASHID (Power Electronics 2ª Edición,
Prentice Hall)
.SUBCKT SCR      1      2      3      4
DT      5      2      DMOD
ST      1      5      3      4      SMOD
.MODEL DMOD D
.MODEL SMOD VSWITCH (RON = 0.1 ROFF = 10E+6 VON = 1V VOFF = 0V)
.ENDS SCR
*ANALISIS A REALIZAR
.STEP PARAM RESIS list 1      3      10; *ipsp*
.TRAN 1.0US 1.5MS 0      0; *ipsp*
.PROBE
.END
    
```

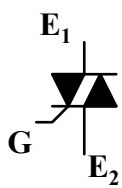


5.8 Tipos de Tiristores

En el estudio de la electrónica se pueden encontrar un amplio número de semiconductores genéricamente llamados tiristores, pero con rasgos característicos que diferencian a unos de otros.

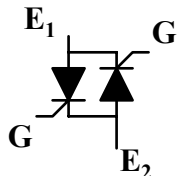
En este apartado se comentarán algunos de ellos: TRIAC, GTO, MCT y SITH

5.8.1 TRIAC



El triac es un semiconductor de tres terminales, dos principales (E1, E2) y otro de control denominado puerta (G). Este dispositivo tiene la capacidad de controlar el paso de corriente en ambas direcciones, por tanto se puede decir que se trata de un dispositivo bidireccional, por lo que es muy utilizado en la regulación de corriente alterna. En la figura, aparece representado su símbolo electrónico.

El triac presenta la ventaja de poder pasar al estado de conducción, tanto para tensiones negativas como positivas. Una forma simple de describir su comportamiento, es comparándolo con dos tiristores conectados en antiparalelo como se ve en la figura.



Es más fácil controlar a un triac que a dos tiristores, pero cuando la potencia que se debe controlar es excesiva para las características del triac (la potencia máxima que puede disipar es reducida), se puede sustituir por dos tiristores, colocados en antiparalelo como se representa en la figura.

El triac es sensible a bajos valores de  $dV/dt$  y  $dI/dt$ , por tanto se puede decir que el dispositivo tiene baja velocidad de conmutación, (frecuencia de trabajo entre 50 y 60Hz). El límite de frecuencia para este tipo de dispositivos está en torno a los 400Hz.

La característica V-I la vemos representada en la figura 5.50, en ella se observa la simetría del dispositivo

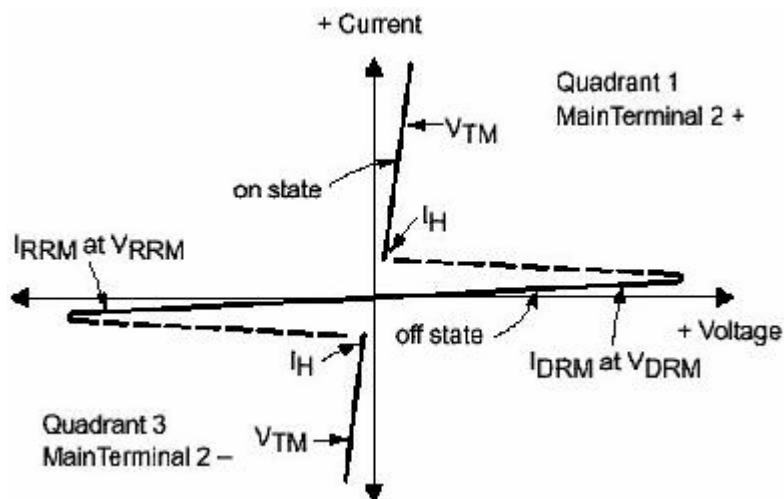


Fig 5.50 Característica V-I

Existen cuatro modos de disparo según se aprecia en la figura 5.51

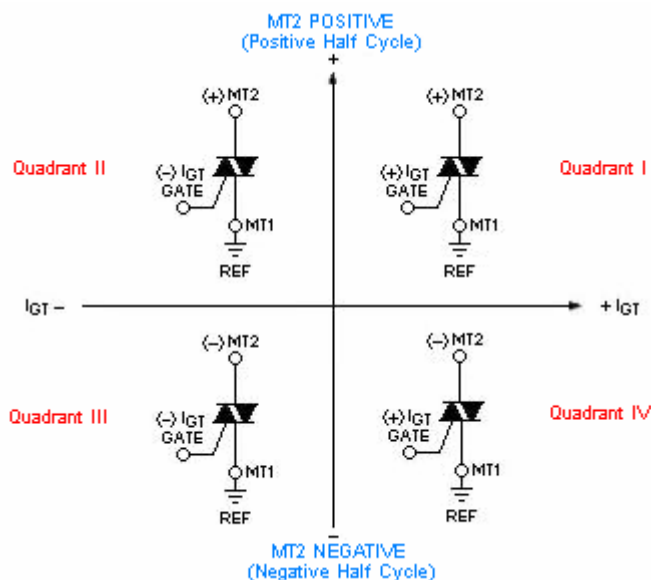


Fig 5.51 Modos de disparo

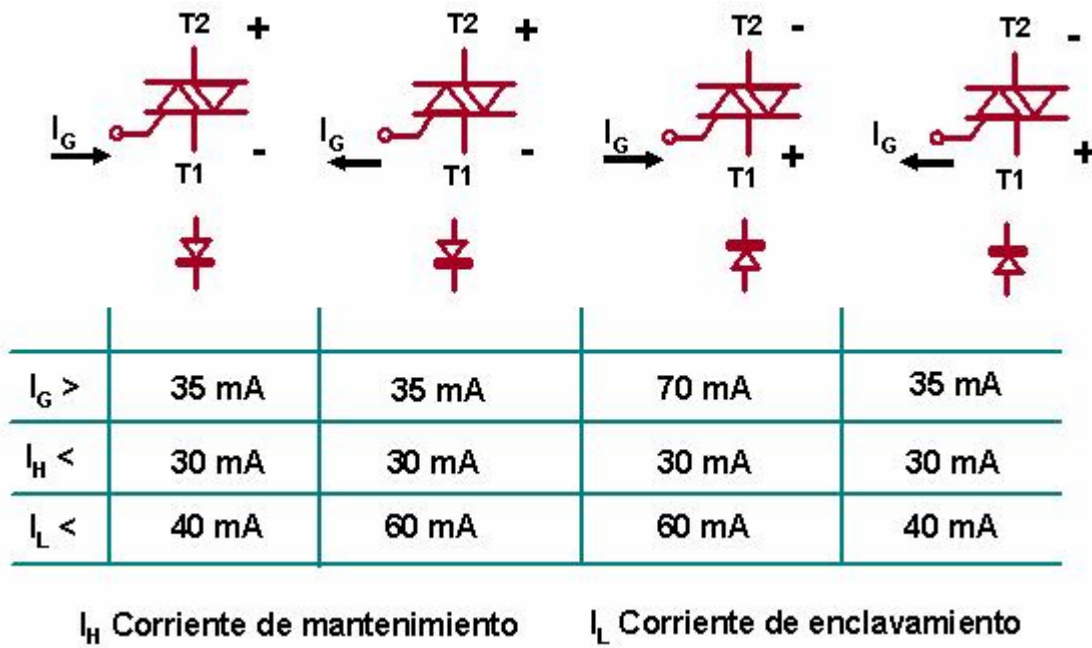


Fig 5.52 Hay cuatro posibilidades de funcionamiento. No todas son igual de favorables

En la figura siguiente podemos ver un regulador de corriente alterna con Triac

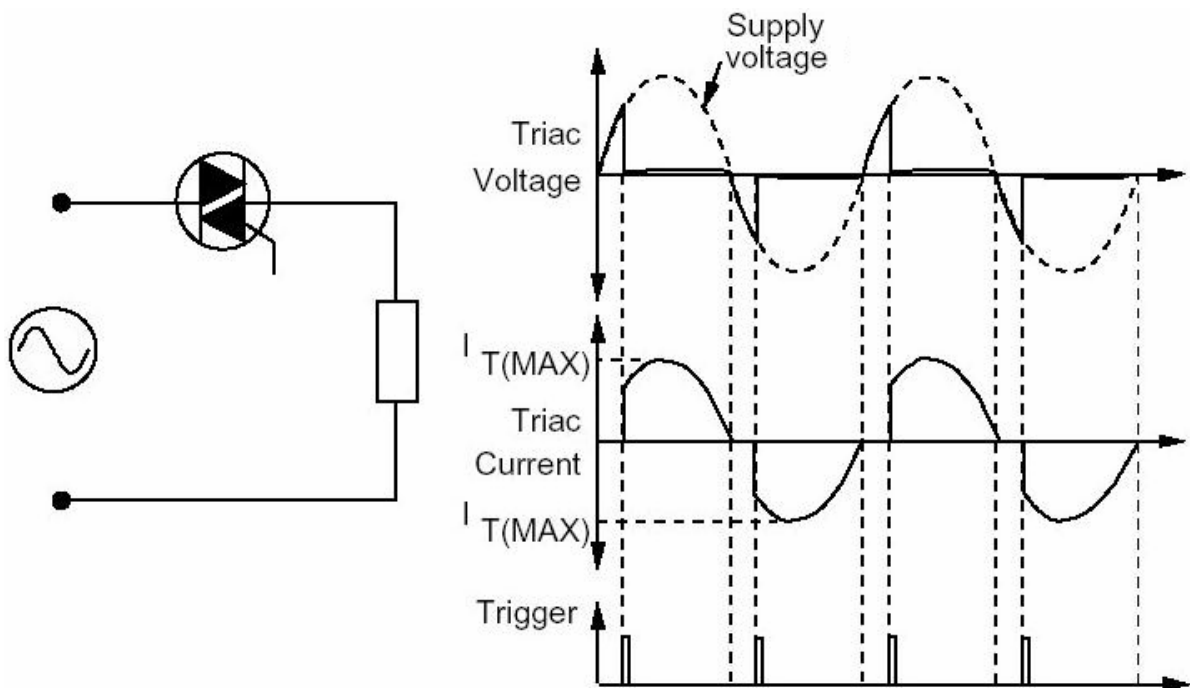


Fig 5. 53 Regulador de corriente alterna



**Cuestión didáctica 5.5**

A partir de las características del BT138 identificar los principales parámetros con los estudiados anteriormente en el triac.



Hoja de características BT138 [5\_11]

5.8.2 GTO



El GTO (Gate - Turn - Off), es un dispositivo semiconductor de potencia que combina las características más deseables de un tiristor convencional con las características de un transistor bipolar, presentando la ventaja de poder pasar del estado de conducción al estado de bloqueo mediante la aplicación de un impulso negativo a la puerta. El símbolo electrónico del GTO es similar al de un tiristor como se puede ver en la figura.

Característica V – I

La característica V - I del GTO, es similar a la de un tiristor convencional. La tensión ánodo – cátodo,  $V_{AK}$  cuando el dispositivo está conduciendo será aproximadamente de 3 V y la corriente que circula, solo está limitada por la carga exterior colocada en el circuito.

Característica inversa

La característica inversa del GTO es equivalente a una resistencia la cual es incapaz de bloquear voltaje o de conducir una corriente significativa. Para continua el dispositivo no presenta ningún problema, no obstante, si se quiere bloquear cualquier voltaje inverso, se deberá conectar en serie con el GTO un diodo. Si se quiere que pase la corriente, se debe conectar un diodo en antiparalelo con el dispositivo. Esto se puede ver representado en la figura 5.54

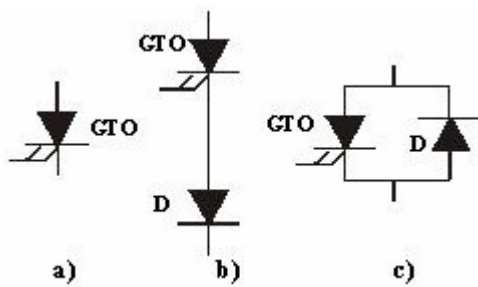


Fig 5.54 GTO  
 a) Sin funcionamiento inverso  
 b) Bloqueo inverso  
 c) Conducción inversa

Característica de disparo.

Se estudia esta característica sobre un posible circuito de disparo de puerta que incluye, además, un sistema de protección contra sobretensiones y sobreintensidades del GTO, similar al utilizado con los tiristores.

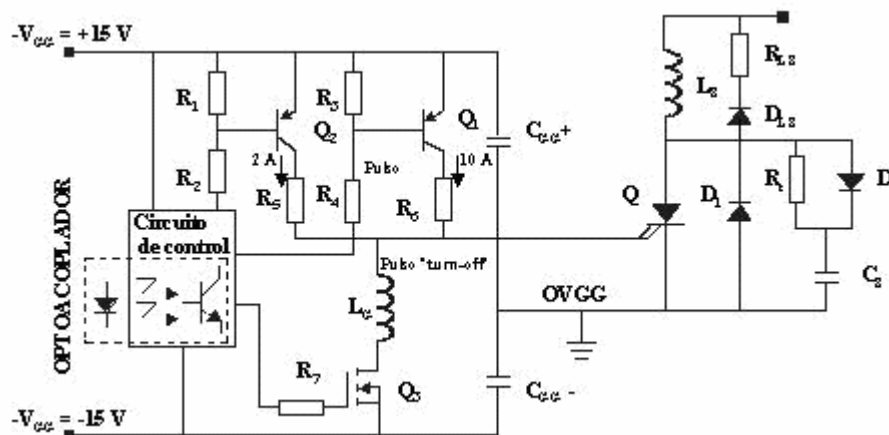


Fig 5.55 Circuito de disparo para GTO



Para limitar la velocidad de crecimiento de la tensión ( $dV/dt$ ) en el transitorio on – off se utiliza el circuito formado por  $R_S$ ,  $D_S$  y  $C_S$ , mientras que para limitar la velocidad de crecimiento de la corriente ( $dI/dt$ ) en el mismo transitorio se utiliza el circuito formado por  $L_S$ ,  $R_{LS}$  y  $D_{LS}$

En este circuito de disparo, durante un tiempo  $t_1$  conduce  $Q_1$  y  $Q_2$  ( $Q_3$  off) y la intensidad que circula por la puerta del GTO será  $I_{GM} = 12A$ . Una vez transcurrido dicho tiempo sólo conducirá  $Q_2$ , siendo la intensidad ahora  $I_{GM} = 2A$ . Las resistencias  $R_5$  y  $R_6$  se colocan para controlar (fijar) las intensidades de  $Q_1$  y  $Q_2$ , mientras que  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  se colocan para conseguir que  $Q_1$  y  $Q_2$  trabajen en conmutación.

Por el contrario, durante el transitorio off – on, será el mosfet  $Q_3$  (de baja tensión) el que conduzca, mientras que  $Q_1$  y  $Q_2$  estarán cortados. La inductancia  $L_G$ , en serie con el drenador del mosfet, se utiliza para controlar la pendiente de decrecimiento de la intensidad negativa de puerta.

**PROBLEMA 5.9**



Para el circuito de control de potencia con GTO, de la figura, calcular: La potencia en la carga, la ganancia de corriente en el proceso de corte a conducción y la ganancia de corriente en el proceso de conducción a corte.

Datos:  $V_S = 600V$ ;  $R = 30\Omega$

GTO:  $V_{GTO(ON)} = 2.2V$ ;  $P_G = 10W$ ;  $I_{G(ON)} = 0.5A$ ;  $I_{G(OFF)} = -25A$

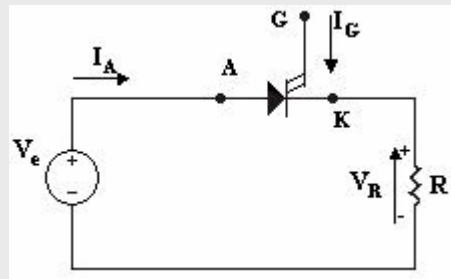
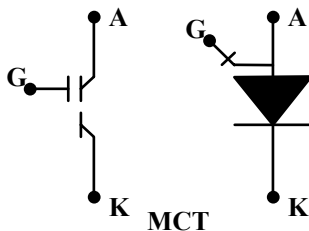


Fig 5.56

**Solución:**  $P_L = 11.91KW$ ; corte-conducción:  $\Delta I = 39.9$ ; conducción-corte:  $\Delta I = -0.8$

**5.8.3 MCT**

El Most – Controlled – Thyristor (MCT), es un tiristor o un GTO integrado en una pastilla junto con dos transistores mosfet. Uno de estos mosfet pasa al tiristor de corte a conducción; el otro mosfet lo pasa de conducción a corte. La frecuencia de conmutación del dispositivo puede ser superior a los 20KHz. En consecuencia, el funcionamiento es similar al del IGBT. No obstante, se deberá observar que la caída de tensión en conducción del MCT es baja, estando alrededor de 1.1V.



El MCT tiene una serie de propiedades que cubren un amplio rango de aplicaciones. La principal desventaja es que la capacidad de bloqueo inverso del dispositivo será sacrificada en favor de la velocidad de conmutación. En la figura se representa el símbolo electrónico del MCT.



## Bibliografía básica para estudio

**LILEN, HENRI.** *Tiristores y triacs*. Ed. Marcombo, 1988.

**THYRISTOR DEVICE DATA:** on semiconductor DL 137/D. Mayo 2000.  
<<http://www.onsemi.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

**VELASCO J.; ORIOL M.; OTERO J.** *Sistemas Electrónicos de Potencia: Electrónica de regulación y control de potencia*. Ed. Paraninfo, 1998.

## Bibliografía ampliación

**AGUILAR PEÑA, J. D.; DOMENECH MARTÍNEZ, A.; GARRIDO SÁNCHEZ, J.** *Simulación Electrónica con PsPice*. Ed. RA-MA. Madrid, 1995.

**COUËDIC, Marc.** *Circuitos integrados para tiristores y triacs*. Ed Marcombo, 1999.

**FINNEY, DAVID.** *The Power Thyristor and its applications*. Ed. McGraw Hill, cop, Londres, 1980.

**GAUDRY, M.** *Los tiristores: funcionamiento y utilización*. Paraninfo, 1969.

**LANDER, C.** *Power electronics*. Ed. McGraw-Hill, 1993.

**POWER SEMICONDUCTOR APPLICATIONS.** Philips semiconductors. (Capítulo 6: Power control with thyristors and triac)  
<<http://www.semiconductor.philips.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

**RAMSHAW, R.S.** *Power electronics semiconductor switches*. Ed. Chapman & Hall, 1993.

**RASHID, M. H.** *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México 1995.

**RASHID, M. H.** *Spice for power electronics and electric power*. Prentice Hall, 1993.

## Enlaces web interesantes

<<http://www.semikron.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

<[www.irf.com](http://www.irf.com)> (International Rectifier) [Consulta: 4 de julio de 2005]

<[www.motorola.com/sps/](http://www.motorola.com/sps/)> [Consulta: 4 de julio de 2005]