

# CÁLCULOS Y ESPECIFICACIONES COMUNES A DIODOS Y TIRISTORES.

## INTRODUCCIÓN.

Desde el punto de vista de sus características en operación durante el bloqueo inverso, la conducción directa y el proceso de apagado los diodos PN de Si y los tiristores de Si, incluyendo al sub-grupo de los tiristores apagados por compuerta (GTOs) son dispositivos similares, así que muchas de las especificaciones que deben ser consultadas y de los cálculos necesarios para seleccionar un diodo o un tiristor para una aplicación específica son equivalentes, dejando por supuesto aparte los procesos de bloqueo directo y encendido por compuerta que solo son aplicables a todos los tiristores, y los de apagado por compuerta, aplicable solo al sub-grupo de los tiristores apagados por compuerta (GTOs).

Symbol:	5SDD 31H6000	R6012625	5SDF 10H6004	R6031435
Maker:	ABB	Powerex	ABB	Powerex
Type:	General Purpose	General Purpose	Fast Recovery	Fast Recovery
Case:	Disc	Stud	Disc	Stud
$V_{RRM}$ :	6 kV	2.6 kV	6 kV	1.4 kV
$I_{F(av)}$ :	3.25 kA	0.25 kA	1.1 kA	0.35 kA
$I_{F(rms)}$ :	5.1 kA	0.4 kA	1.7 kA	0.55 kA
$I_{FSM}$ :	42.7 kA	6 kA	18 kA	6 kA
$I^2t$ :	$7.6 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$	$1.5 \times 10^5 \text{ A}^2\text{s}$	$1.6 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$	$1.5 \times 10^5 \text{ A}^2\text{s}$
$V_{FM}$ :	1.55 V	1.5 V	3 V	1.5 V
$I_{RRM}$ :	120 mA	50 mA	50 mA	50 mA
$t_{rr}$ :	25 $\mu\text{s}$	11 $\mu\text{s}$	6 $\mu\text{s}$	2 $\mu\text{s}$
Diameter:	102 mm	27 mm	95 mm	27 mm
Thickness:	27 mm	59 mm <sup>a</sup>	27 mm	59 mm <sup>a</sup>

<sup>a</sup>Excluding the stud and terminal wire.

Resumen de características de 4 diodos PN de Si de alta potencia.

Symbol:	5STP 20Q8500	TDS4453302	5STF 15F2040	T7071230
Maker:	ABB	Powerex	ABB	Powerex
Type:	Phase Control	Phase Control	Fast Switching	Fast Switching
Case:	Disc	Disc	Disc	Stud
$V_{RRM}/V_{DRM}$ :	8 kV	4.5 kV	2 kV/1.8 kV	1.4 kV
$I_{T(av)}$ :	2.15 kA	3.32 kA	1.49 kA	0.3 kA
$I_{T(rms)}$ :	3.38 kA	5.22 kA	2.34 kA	0.47 kA
$I_{TSM}$ :	47.5 kA	56 kA	18.2 kA	8 kA
$I^2t$ :	$11.3 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$	$1.31 \times 10^7 \text{ A}^2\text{s}$	$1.37 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$	$2.65 \times 10^5 \text{ A}^2\text{s}$
$V_{TM}$ :	2 V	1.8 V	1.6 V	1.45 V
$I_{RRM}/I_{DRM}$ :	1 A	300 mA	150 mA	30 mA
$t_{ON}$ :	3 $\mu\text{s}$	3 $\mu\text{s}$	2 $\mu\text{s}$	3 $\mu\text{s}$
$t_{OFF}$ :	1080 $\mu\text{s}$	600 $\mu\text{s}$	40 $\mu\text{s}$	60 $\mu\text{s}$
$I_{GT}$ :	400 mA	300 mA	300 mA	150 mA
$V_{GT}$ :	2.6 V	4 V	3 V	3 V
Diameter:	150 mm	144 mm	75 mm	38 mm
Thickness:	27 mm	27 mm	27 mm	102 mm <sup>a</sup>

<sup>a</sup>Excluding the stud and terminal wire.

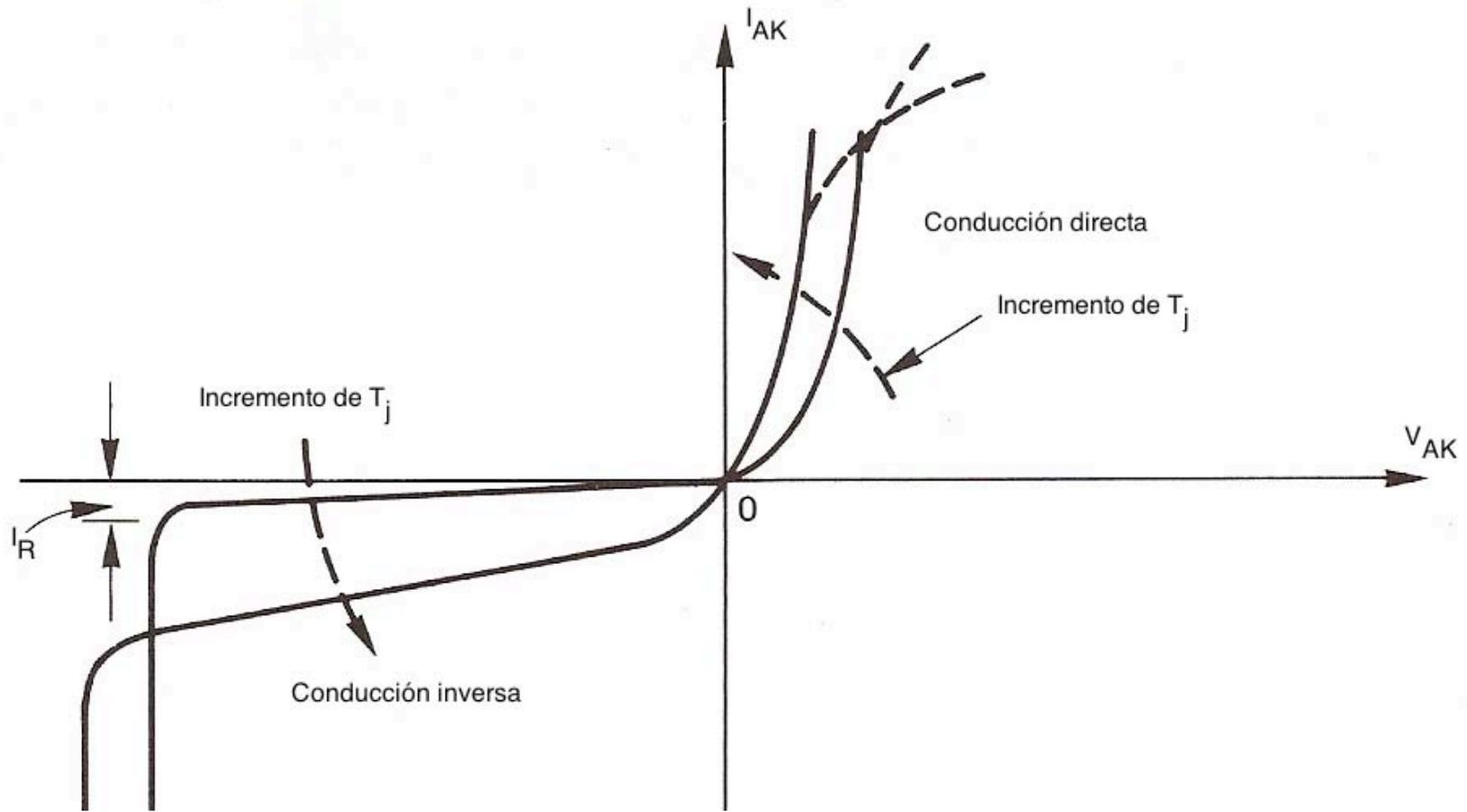
**Resumen de características de 4 tiristores de Si de alta potencia.**

## Dependencia de la temperatura.

Básicamente todas las características de los diodos y tiristores de Si dependen de la temperatura de la misma manera.

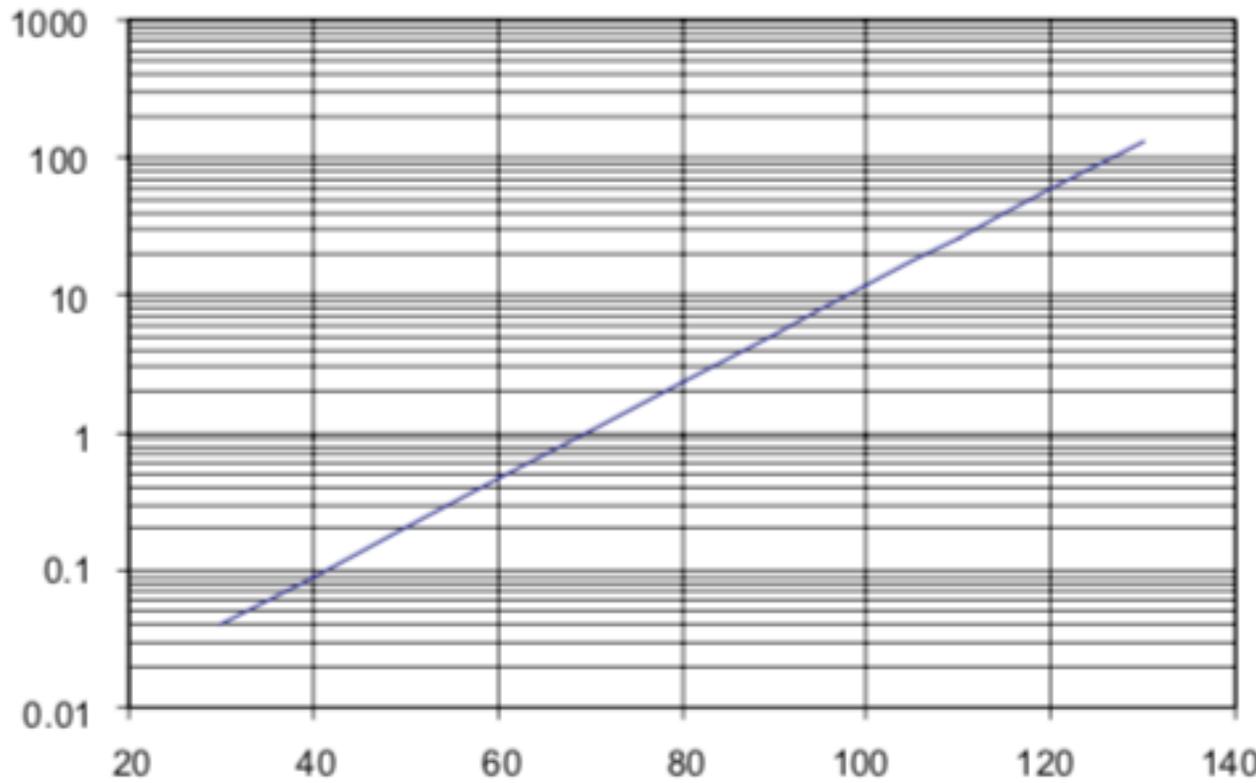
En general al aumentar la temperatura aumenta la movilidad de los portadores, a consecuencia de lo cual la caída en conducción se reduce, reduciéndose las pérdidas en conducción directa, lo cual puede ser un efecto interesante, pero también aumenta la corriente de fuga inversa, lo que aumenta las pérdidas en bloqueo.

En los tiristores adicionalmente se reduce la tensión de ruptura directa.



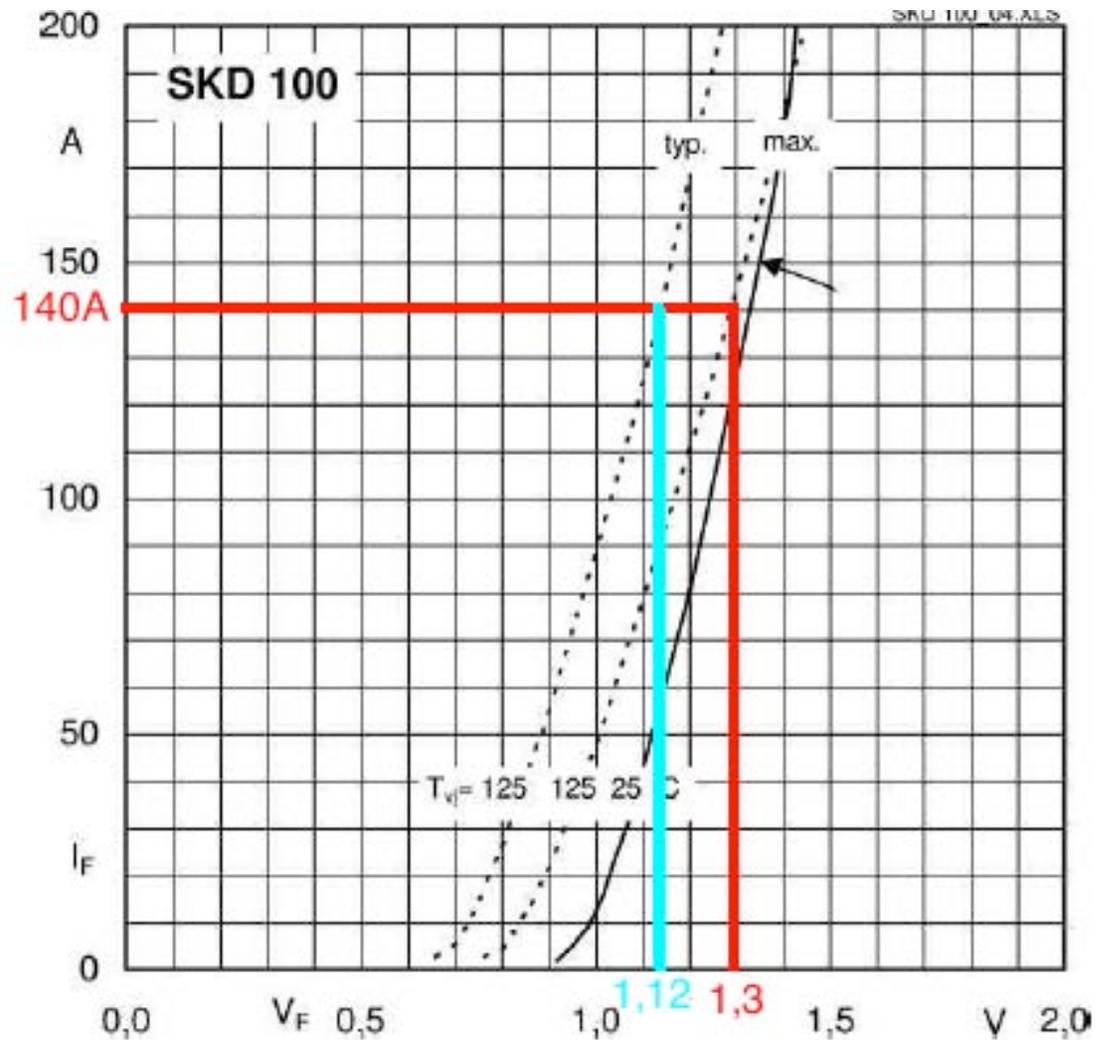
Efecto del aumento de la temperatura en las curvas  $I/V$  de un diodo PN de Si genérico.

Corriente de fuga inversa (mA)

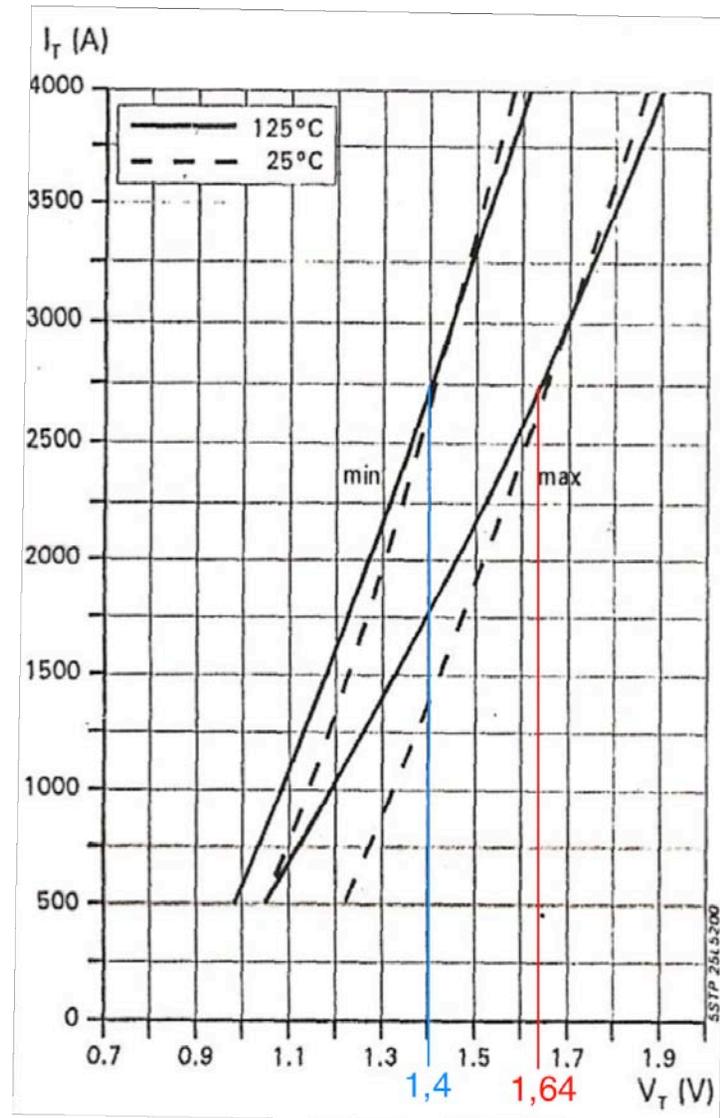


Temperatura de junta (°C)

Efecto de la temperatura en la corriente de fuga.

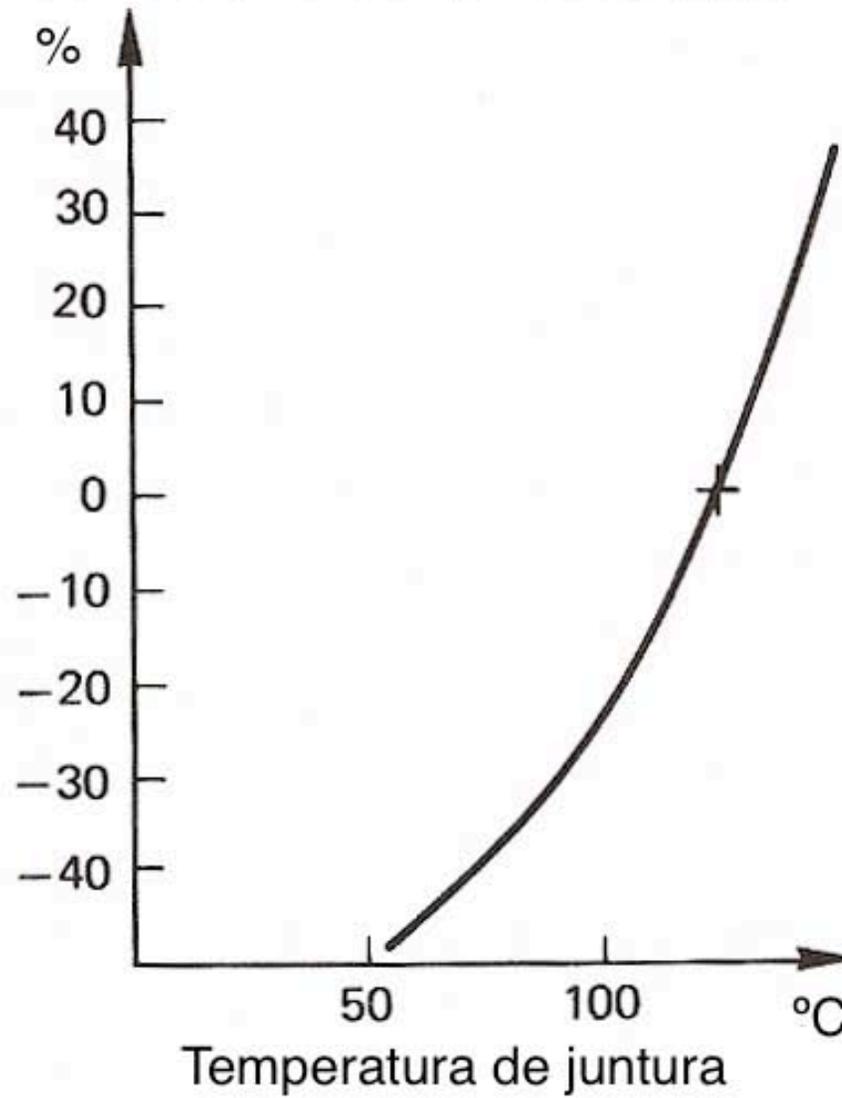


Efecto de la temperatura en las tensiones en conducción máxima y típica. Diodo SKD operando a 140A A-K



Efecto de la temperatura en las corrientes y tensiones en conducción, tiristor 5STF08F2060 (ABB) operando a 2750A

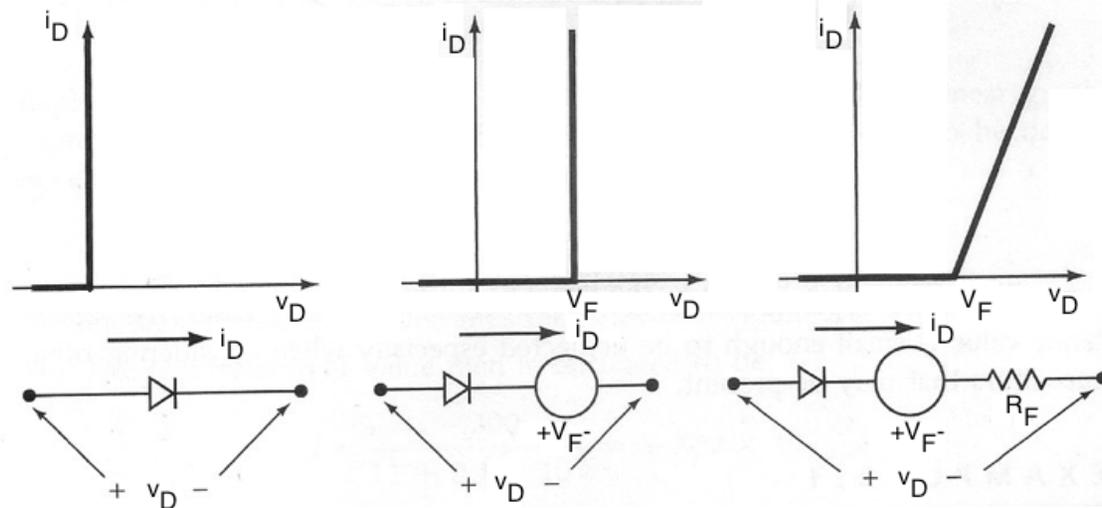
### Cambio en el tiempo de apagado



Efecto de la temperatura de junta en el tiempo de apagado.

# I.- Cálculo de los parámetros del modelo del dispositivo conducción.

En conducción ambos tipos de dispositivos se pueden modelar en primera aproximación con tres modelos lineales a trozos, progresivamente mas detallados: el ideal puro, el ideal con fuente de tensión,  $V_F$ , y el ideal con fuente de tensión,  $V_F$ , y caída resistiva  $R_F$ .



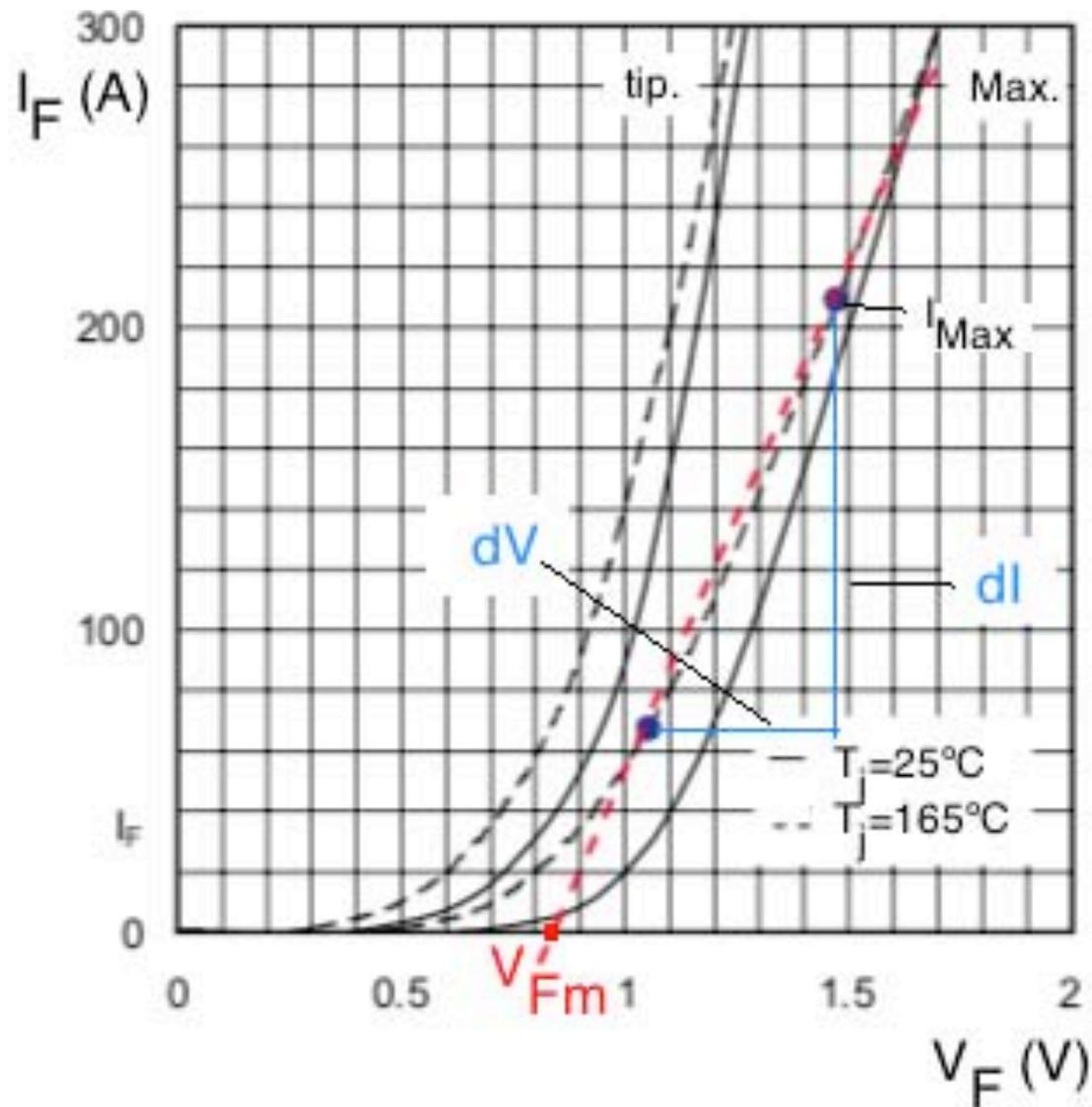
Modelo ideal (izquierda), modelo ideal con caída de tensión (centro), modelo ideal con caída de tensión y resistencia de conducción (derecha)

## Determinación del $V_F$ operativo.

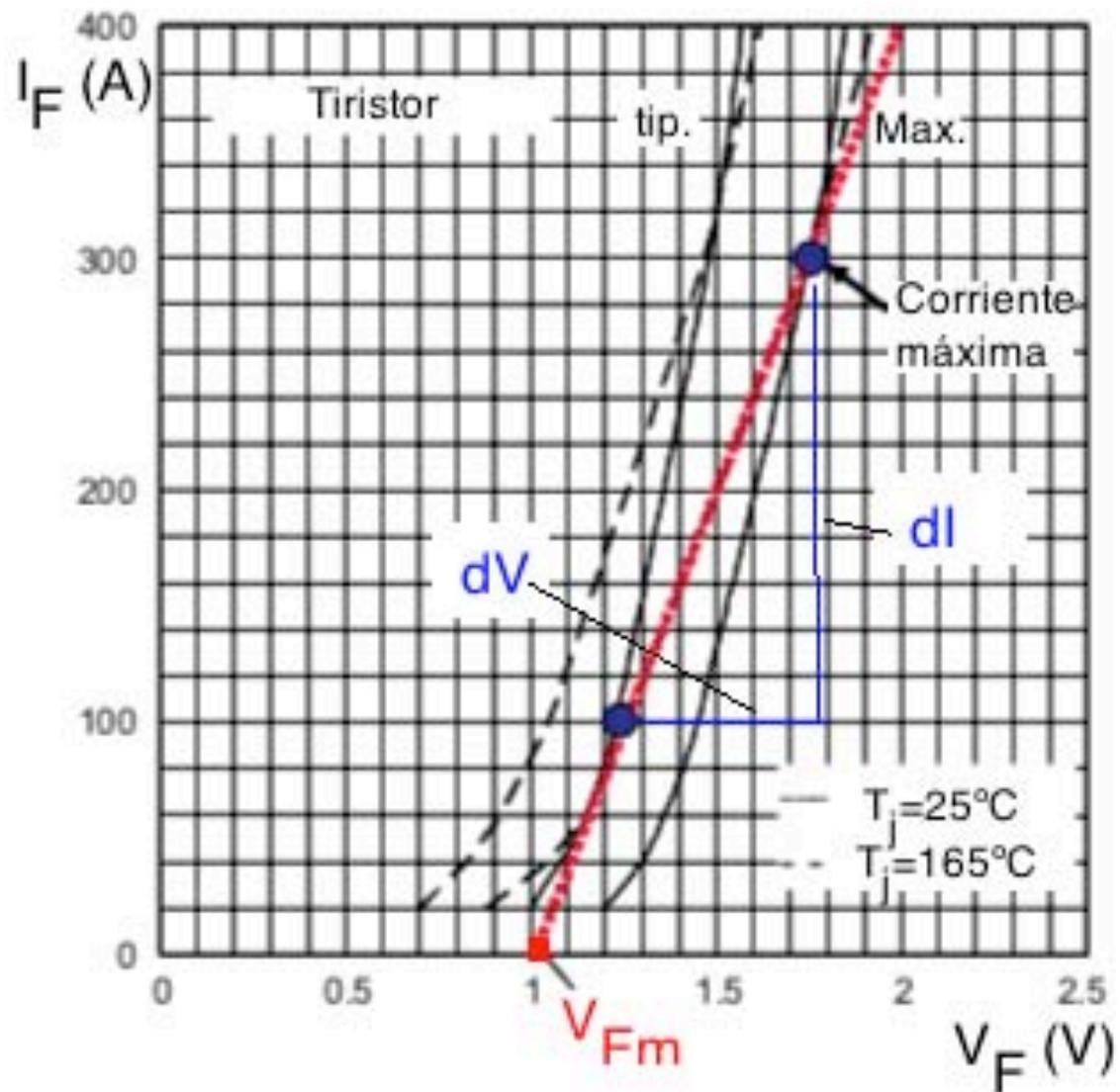
Por norma el fabricante especifica un valor para  $V_F$ , a corriente nominal y una temperatura de  $25^\circ\text{C}$  (o  $293^\circ\text{K}$ ).

Dada la fuerte dependencia de los parámetros corriente y voltaje en conducción respecto a la temperatura, y al hecho de que en operación normal la temperatura de junta seguramente será mas cercana a la temperatura máxima de junta que a los  $25^\circ\text{C}$  de referencia, los parámetros del modelo deben en general extraerse de la curva  $V/I$  del dispositivo.

Así mismo, dada la dispersión de las características de los dispositivos del mismo tipo, y el hecho de que el modelo debe representar el peor caso para todos los cálculos posteriores, la definición de los parámetros debe hacerse en base a la curva  $V/I$  máxima.



Características V/I de diodo P-I-N de potencia.  
 Puntos azules: valores de referencia para trazar la recta roja punteada.



Características V/I de tiristor.

Puntos azules: valores de referencia para trazar la recta roja punteada.

En ambos casos el procedimiento es el mismo:

- 1.- Se definen dos puntos en la curva  $V/I$  máxima a la temperatura máxima de juntura. Normalmente se toma el punto que corresponde a la máxima corriente de operación y uno de baja corriente ya en la zona relativamente lineal de la curva.
- 2.- Se unen estos puntos por una recta que se prolonga hasta que corte el eje de voltaje.
- 3.- El punto de corte en el eje da el valor de la tensión directa de operación para el modelo,  $V_{Fm}$ .
- 4.- La pendiente de la recta,  $dV/dA$ , es la resistencia en conducción del modelo,  $R_m$ .

## II.- Definición de las especificaciones de voltajes y corrientes máximos en las hojas de datos de diodos y tiristores.

Por norma las especificaciones de voltaje y corriente indican los valores máximos que pueden soportar los dispositivos suponiendo que van a trabajar en circuitos conversores AC/DC, alimentados por una tensión AC sinusoidal de frecuencia única y constante (60Hz para los fabricantes que usan las normas estadounidenses y 50Hz para los que usan las normas europeas).

## A.- Especificaciones de voltaje.

Un conjunto completo de especificaciones de voltaje para tiristores debe incluir los siguientes valores:

1.- Voltajes directos (primer subíndice “F”, por “Forward”):

$V_{FSM}$  = Voltaje directo no repetitivo máximo ("Direct Source Maximum").

$V_{FRM}$  = Voltaje directo repetitivo máximo ("Direct Repetitive Maximum").

$V_{FWM}$  = Voltaje directo de trabajo máximo ("Direct Working Maximum").

$V_F$  = Tensión en conducción en condiciones de corriente y temperatura de juntura nominales.

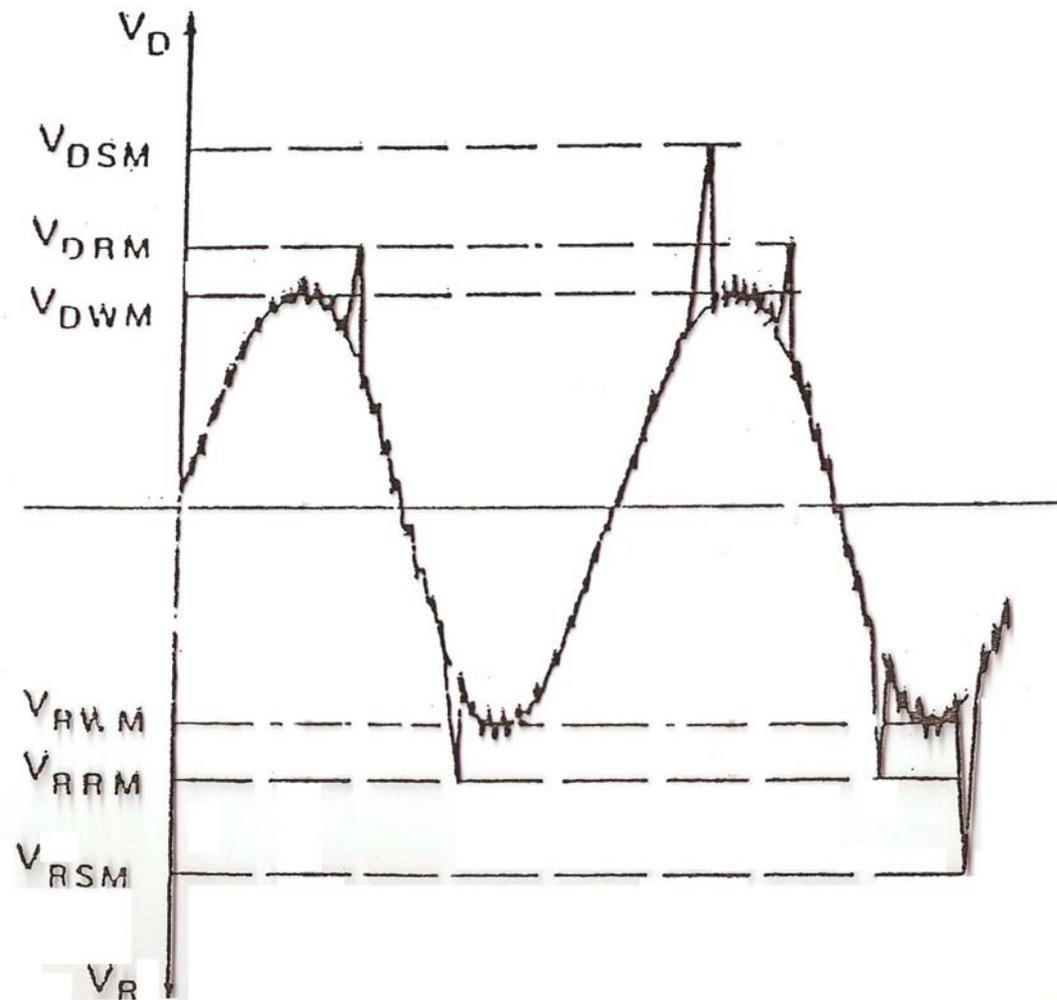
## 2.-Voltajes inversos (primer subíndice “R”, por “Reverse”)

$V_{RSM}$  = Voltaje inverso no repetitivo máximo ("Reverse Source Maximum").

$V_{RRM}$  = Voltaje inverso repetitivo máximo ("Reverse Repetitive Maximum").

$V_{RWM}$  = Voltaje inverso de trabajo máximo ("Reverse Working Maximum").

$V_R$  = Voltaje inverso continuo máximo a la temperatura de juntura nominal (25°C) que produce la corriente de fuga nominal.



Forma de onda de referencia para la definición de las especificaciones de los voltajes máximos.

En los tiristores de propósitos generales los valores de trabajo, repetitivos y no repetitivos, directos e inversos tienen respectivamente los mismos módulos.

### Casos particulares:

- a.- Por supuesto los diodos no tienen capacidad de bloquear tensiones directas, por lo que para ellos solo se aplica la especificación de  $V_F$ , y todas las de voltaje inverso.
- b.- Los tiristores asimétricos tienen una capacidad muy reducida de bloquear tensiones inversas por lo que a estos dispositivos y a los tiristores de conducción inversa solo se aplican las especificaciones de bloqueo directo.

Los valores máximos de tensión no debe ser superados en ninguna circunstancia por lo que:

- a.- Si existe una tensión inversa de valor constante aplicada a un diodo o a un tiristor en bloqueo, su valor debe ser menor, o como máximo, igual al valor  $V_R$  del tiristor.
- b.- Tomando en cuenta la regulación de línea, la tensión pico de la señal AC aplicada al dispositivo debe ser menor o, como máximo, igual al valor “de trabajo máximo”.
- c.- Los picos de sobre-voltaje aplicados al dispositivo que ocurren con cierta frecuencia, pero no en todos los ciclos de la señal AC, deben ser menores o, como máximo, iguales al valor “repetitivo máximo”.

Estos picos son debidos en general a operaciones “normales” en el sistema eléctrico de alimentación, tales como conexiones y desconexiones de cargas importantes, transformadores de distribución, etc., que pueden ocurrir con relativa frecuencia.

d.- Las sobretensiones extremas ("surge"), esto es aquellas que ocurren en raras ocasiones (según la norma, menos de 100 veces durante la vida útil del dispositivo), deben ser menores o, como máximo, iguales al valor “no repetitivo (de avalancha o “surge”) máximo”, y no superar a los  $100\mu\text{s}$  de duración.

Estas sobre-tensiones extremas suelen ser producidas por acontecimientos poco frecuentes pero de muy alta energía, como la caída de rayos sobre las líneas de transmisión cercanas, o similares.

Por supuesto, la amplitud tanto de los picos repetitivos como de los no repetitivos son difíciles de predecir; así que los valores especificados por el fabricante deben ser considerados como los de referencia para fijar los valores de los dispositivos de protección contra sobrevoltajes, que deben ser siempre menores que el valor máximo correspondiente.

Una vez cumplidas estas consideraciones, y dado que las pérdidas en conducción no son fuertemente dependientes de las tensiones de bloqueo, es conveniente asegurar un margen amplio entre los valores de trabajo y la tensión de bloqueo de trabajo seleccionada.

**Tabla de tensiones de bloqueo recomendadas en función de la tensión nominal en la línea AC.**

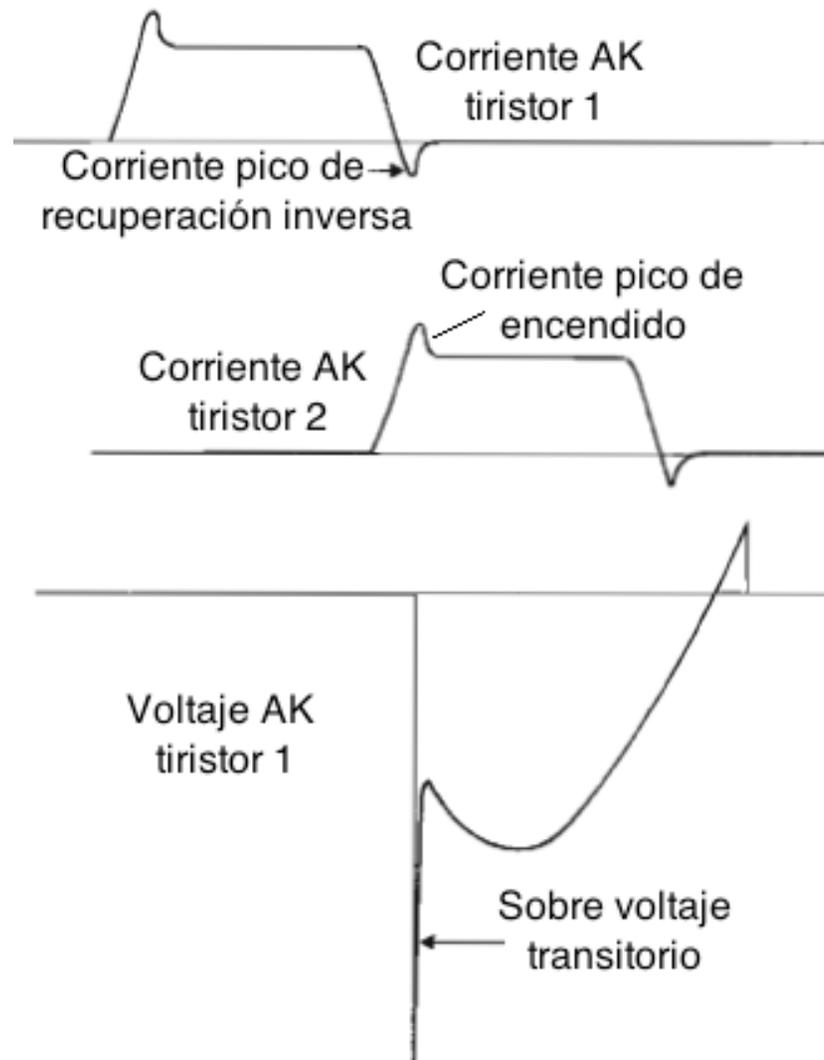
<b>Voltaje de línea rms (<math>V_{rms}</math>)</b>	<b>Voltaje pico de bloqueo seleccionado (V)</b>
110-125	600
200-240	800
400-460	1200-1400
575-690	1800-2200

En general se puede considerar que en conexiones a la línea AC el factor de seguridad recomendable es 2,5, y si la conexión es a un sistema bien controlado se puede reducir a 1,5.

## PROTECCIÓN CONTRA SOBRE VOLTAJES.

Las transitoras en la línea de alimentación, incluyendo las probocadas por las corrientes de recuperación inversa y de sobre pico de encendido de diodos y tiristores pueden producir sobre voltajes dañinos para los semiconductores si superan el valor de la tensión de bloqueo repetitiva máxima.

Para evitar estos problemas es conveniente proteger a los dispositivos con circuitos auxiliares de protección contra sobre voltajes ("overvoltaje snubbers").



Sobre pico de tensión aplicado al tiristor que está conmutando en apagado en coincidencia con la conmutación de encendido del siguiente tiristor en la secuencia.

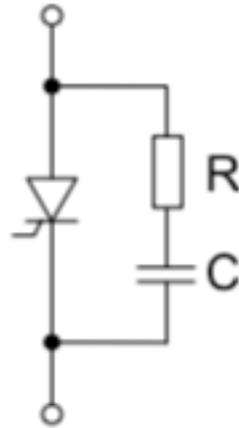
Existen numerosas configuraciones de protección contra sobre voltajes, optimizadas para distintas configuraciones circuitales.

I.-Circuitos de protección contra sobre tensiones basados en configuraciones R-L-C.

En general estos circuitos de protección contra sobre tensiones proporcionan además protección contra disparos por exceso de  $dV_{AK}/dt$  a los tiristores con los que están asociados.

1.- Para dispositivos individuales.

Es una variante del amortiguador limitador de  $dV_{AK}/dt$  usado para evitar disparos accidentales en los tiristores.



Circuito amortiguador de sobre voltaje básico.

La idea del diseño es la misma: formar un circuito subamortiguado L-R-C serie combinando los componentes del amortiguador con la inductancia del circuito.

Dado que el valor de la inductancia de línea normalmente no es conocido con seguridad, los fabricantes ofrecen algunos procedimientos empíricos que generalmente producen resultados adecuados.

Una de las proposiciones mas sistemáticas la presenta SEMIKRON, compañía que propone que si se considera que el principal generador de sobre tensiones en el circuito considerado es la interacción entre la corriente de recuperación inversa y las inductancias del circuito, interacción que, en general, transfiere alrededor del 50% de la energía representada por la carga recuperada  $Q_{rr}$ , entonces los valores de capacidad y resistencia mas adecuados se pueden calcular en base a las siguientes relaciones empíricas:

$$C = \frac{Q_{rr}}{\sqrt{2}V}$$

$$R = \sqrt{\frac{L_s}{C}}$$

Donde  $Q_{rr}$  es la carga recuperada en  $\mu\text{C}$ ,  $L_s$  es la Inductancia total estimada en el circuito en  $\mu\text{H}$ , y  $V$  es la tensión en la línea en  $V_{\text{rms}}$ .

La capacitancia requerida,  $C$ , está expresada en  $\mu\text{F}$ , y la resistencia  $R$  en  $\Omega$ .

En este procedimiento la potencia disipada en la resistencia,  $P_R$ , expresada en vatios (W), viene dada por la siguiente fórmula empírica:

$$P_R = \sqrt{2}VQ_{rr}f + k_1CV^2f$$

Donde  $V$  es la tensión en la línea en  $V_{\text{rms}}$ ,  $Q_{rr}$  es la carga recuperada, pero esta vez expresada en  $\text{C}$ ,  $f$  es la frecuencia de operación en  $\text{Hz}$  y  $C$  es la capacitancia en  $\mu\text{F}$ .

$k_1$  es un factor empírico de ajuste que tiene los siguientes valores:

0 para diodos en rectificadores no controlados.

$2 \cdot 10^{-6}$  en rectificadores toma central bifásicos, puentes semi-controlados y controladores AC.

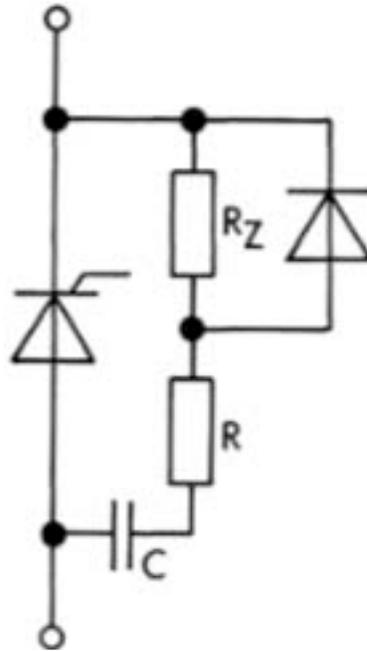
$3 \cdot 10^{-6}$  en rectificadores toma central trifásicos y hexafásicos.

$4 \cdot 10^{-6}$  en rectificadores puente trifásico completamente controlados.

Se recomienda emplear resistencias capaces de operar a  $200^\circ\text{C}$ .

Debe comprobarse que la corriente de descarga del condensador cuando el dispositivo semiconductor entra en conducción no lo sobrecarge, tomando en cuenta por supuesto el peor caso, cuando tanto la corriente de carga del circuito como la tensión de alimentación son máximos.

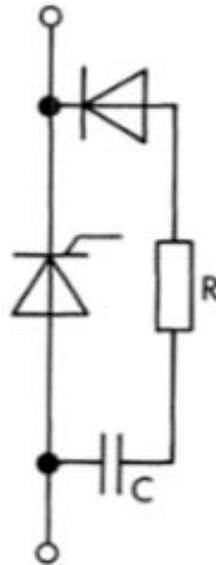
Si no se cumple esta condición se debe aumentar el valor de la resistencia al que sea necesario; para impedir que esto afecte el funcionamiento básico del amortiguador es preciso modificar el circuito básico, incluyendo un diodo auxiliar y otra resistencia,  $R_z$ .



Circuito amortiguador de sobre voltaje básico modificado.

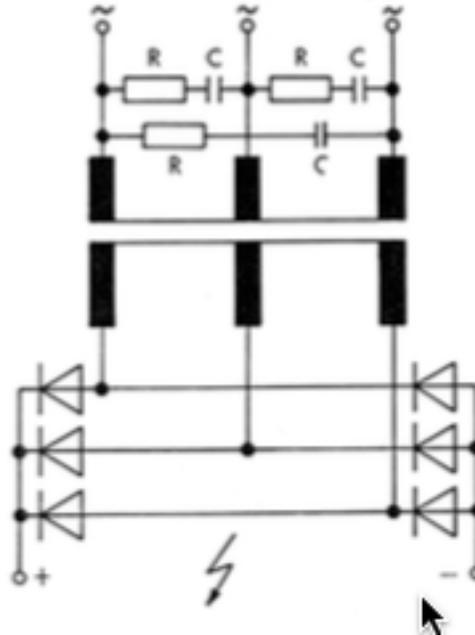
**R es la resistencia inicialmente calculada,  $R_z$  es el valor adicional de resistencia requerido para que la corriente de descarga del condensador no sobrecarge al semiconductor cuando entra en conducción; el diodo auxiliar cortocircuita a  $R_z$  durante la operación del circuito amortiguador para que no modifique el comportamiento del mismo.**

Si el dispositivo principal a proteger es un tiristor que está asociado con un diodo de libre conducción el amortiguador modificado se simplifica a:



La operación inversa no es necesaria porque el diodo de libre conducción impide que aparezcan tensiones inversas, y el condensador no se descarga a través del tiristor. Los valores R y C son los calculados con el procedimiento propuesto.

## 2.-Amortiguadores colocados en el primario de transformadores.



El procedimiento empírico de calculo propuesto es el siguiente:

$$C = 170 \frac{\epsilon P_T}{k_2 f V}$$

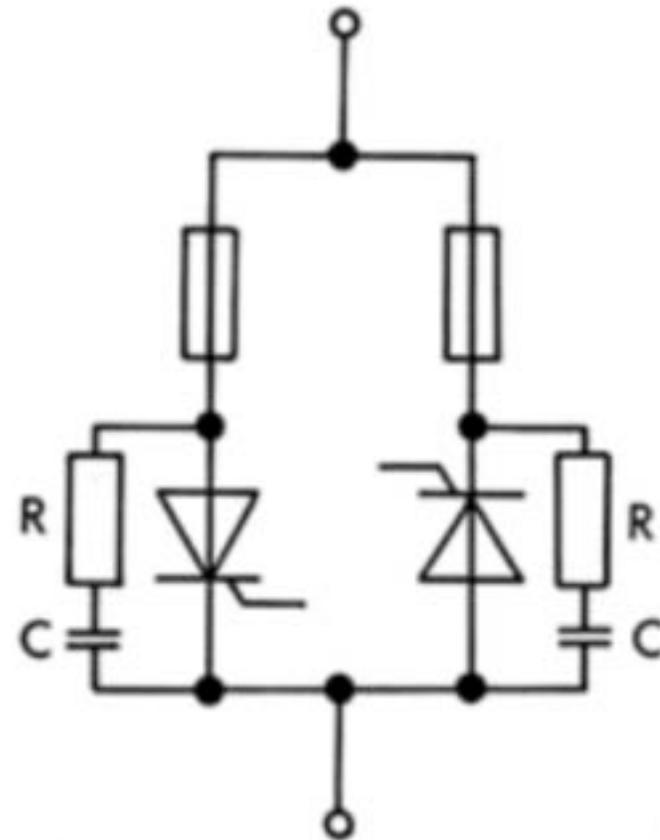
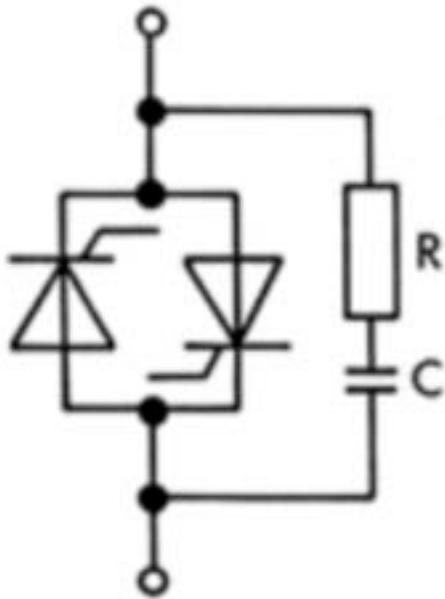
$$R = \frac{k_3}{Cf} 10^3$$

$$P_R = 1,2 * 10^{-10} k_2 V^2 f^2 C^2 R$$

Donde:

$P_T$  es la potencia del transformador en VA,  $\varepsilon$  es la corriente de magnetización del transformador en % respecto a la corriente nominal,  $V_V$  es la tensión AC en V a la entrada del transformador,  $f$  es la frecuencia de línea en Hz, el factor empírico de ajuste  $k_2$  vale 3 y  $C$  resulta en  $\mu F$ , y  $R$  en  $\Omega$ ,

### 3.-Amortiguadores de sobre voltaje para conmutadores AC (por fase).



Amortiguador de sobrevoltaje para conmutadores AC (por fase)  
Izquierda: sin fusibles individuales; Derecha: con fusibles individuales.

En este caso las fórmulas empíricas propuestas son:

$$C \approx 700 \frac{I_v}{V^2}$$

$$R \approx \frac{9000}{CV}$$

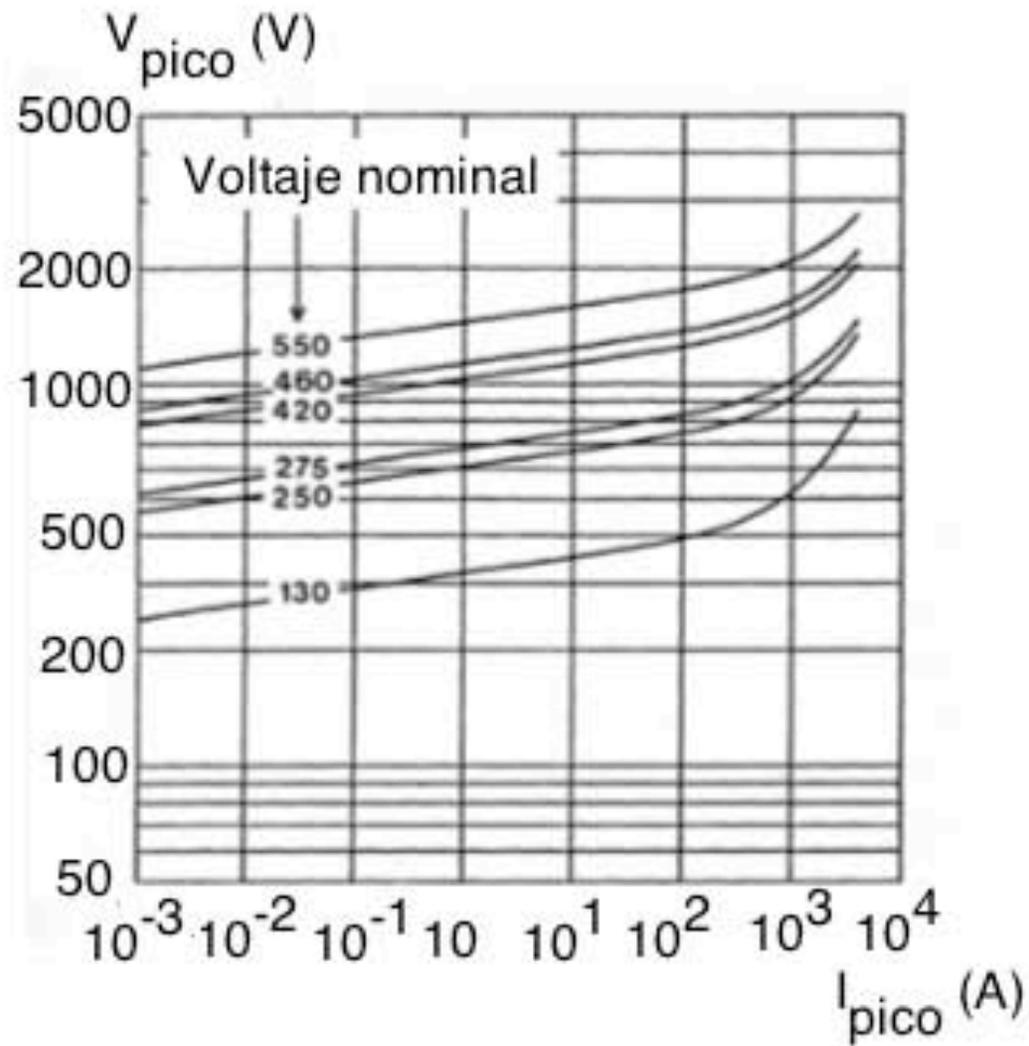
$$P_R = 3 * 10^{-6} CV^2 f$$

Debe tenerse en cuenta que los procedimientos empíricos de cálculo aquí presentados no necesariamente son exactamente aplicables a componentes de otros fabricantes, los cuales posiblemente diferirán en detalles que pueden afectar, por ejemplo, a los factores empíricos de ajuste "k<sub>i</sub>" aquí usados.

## II.-Circuitos de protección contra sobre tensiones basados en varistores.

Los varistores son resistencias variables cuyo valor ohmico es una función del voltaje entre sus terminales y se reduce significativamente cuando aumenta la tensión aplicada.

Están fabricados en base a un material semiconductor granulado que se comprime para sinterizarlo y formar una cerámica en la que existen un gran número de uniones PN orientadas aleatoriamente; usualmente el material base es óxido de Zung ( $ZnO$ ), por lo que comunmente se los conoce como varistores de óxido metálico (MOV, "Metal-Oxide Varistors").

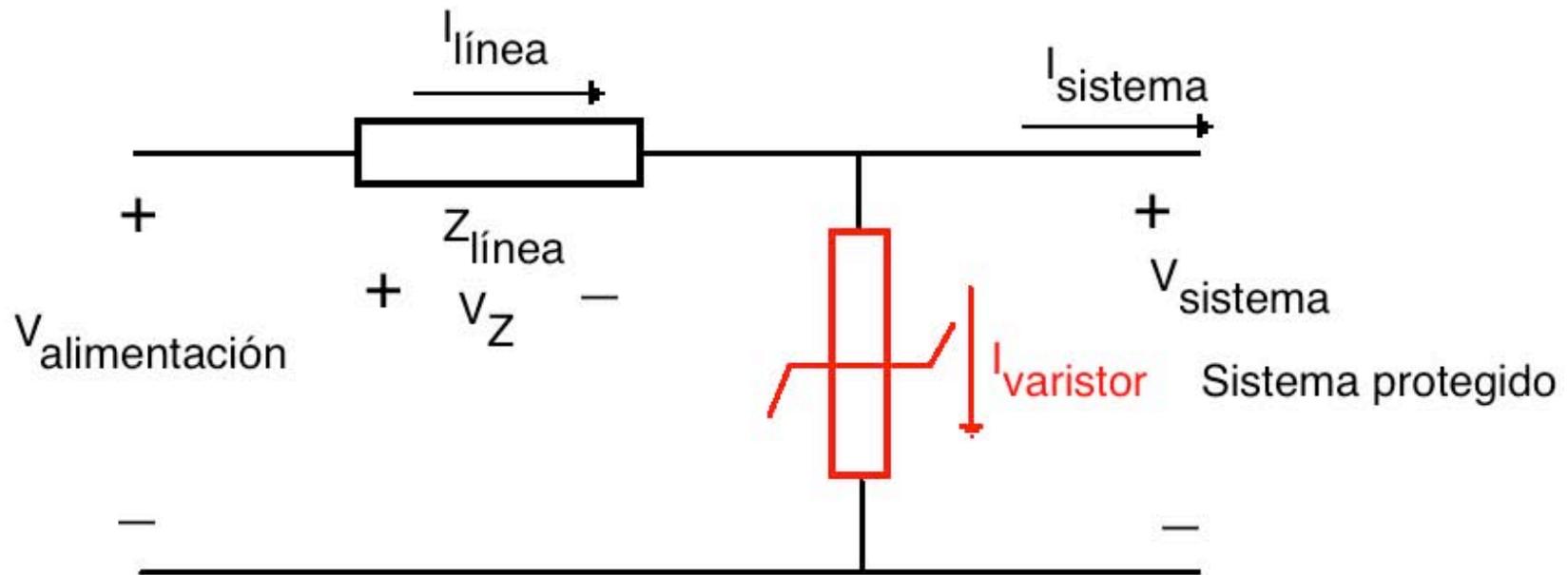


Características V/I de una familia típica de varistores.

Las curvas  $V/I$  de los varistores se generan considerando que estarán sometidos a una tensión sinusoidal; si se les aplican pulsos no sinusoidales la tensión pico de los pulsos no debe exceder la tensión de cresta de la onda sinusoidal de referencia.

Adicionalmente el fabricante especifica la tensión DC máxima a la que puede estar sometido el varistor, corriente máxima que puede ser soportada por cada tipo de varistor y la energía máxima que puede ser disipada, valores que no deben ser superados para no destruir al varistor.

El esquema de protección contra sobre tensiones mediante varistor hace uso de la fuerte variación de resistencia del varistor para formar un divisor de tensión variable en función del voltaje de entrada con la impedancia de línea.



Esquema circuital monofilar básico de la protección contra sobre tensión mediante varistor.

En el circuito siempre se cumple:

$$V_{\text{varistor}} = V_{\text{sistema}}$$

$$I_{\text{línea}} = I_{\text{varistor}} + I_{\text{sistema}}$$

$$V_{sistema} = V_{línea} \frac{R_{varistor}}{(|Z_{línea}| + R_{varistor})}$$

En condiciones de operación normales la tensión máxima aplicada al varistor ( $V_{sisteman}$ ) es igual o menor a la tensión nominal del varistor ( $V_{varistorn}$ ), por lo que la corriente en el varistor es insignificante, lo que implica que el varistor no interfiere con la operación normal del sistema, y si este está bien diseñado se debe cumplir que la caída en la impedancia de línea es baja y, en primera aproximación, la tensión del sistema es básicamente igual a la tensión de alimentación nominal ( $V_{linean}$ ).

Cuando se produce una sobre tensión en la línea de alimentación la tensión sobre el varistor tiende a aumentar, lo que incrementa significativamente (en órdenes de magnitud) la corriente en el varistor.

Designando como  $\Delta V_{\text{líneaf}}$  al incremento de tensión de línea durante la sobre tensión, como  $\Delta I_{\text{varistor}}$  al incremento de corriente en el varistor y como  $\Delta V_{\text{varistor}}$  al correspondiente incremento de voltaje en el varistor, la situación durante la falla es la siguiente:

$$V_{\text{sistemapfalla}} = V_{\text{varistor}} + \Delta V_{\text{varistor}}$$

$$I_{\text{línea}} = I_{\text{varistor}} + \Delta I_{\text{varistor}} + I_{\text{sistema}}$$

$$V_{z\text{lineafalla}} = V_{\text{líneafalla}} - (V_{\text{varistor}} + \Delta V_{\text{varistor}})$$

$$V_{z\text{lineafalla}} = (V_{\text{línea}} + \Delta V_{\text{líneafalla}}) - (V_{\text{varistor}} + \Delta V_{\text{varistor}})$$

$$\Delta V_{z\text{líneafalla}} = \Delta V_{\text{líneafalla}} - \Delta V_{\text{varistor}}$$

Asumiendo para considerar el peor caso que la caída en la impedancia de línea en condiciones nominales es cero, se cumple que:

$$\Delta V_{z\text{líneafalla}} = V_{z\text{línea}} = \Delta V_{\text{líneafalla}} - \Delta V_{\text{varistor}}$$
$$\Delta I_{\text{líneafalla}} = \frac{\Delta V_{z\text{líneafalla}}}{Z_{\text{línea}}} = \frac{\Delta V_{\text{líneafalla}} - \Delta V_{\text{varistor}}}{Z_{\text{línea}}}$$

El proceso de diseño de la protección contra sobre tensión con un varistor es el siguiente.

1.- De las características del sistema a proteger se determina el valor de la tensión nominal del varistor y del incremento permisible durante la falla,  $\Delta V_{\text{varistor}}$ , para que el sistema opere en condiciones nominales, esto es consumiendo su corriente nominal durante la falla.

2.- Con la impedancia de la línea de alimentación y la magnitud de la falla máxima esperada,  $\Delta V_{\text{líneaf}}$ , se calcula el valor del incremento esperado en la corriente de línea,  $\Delta I_{\text{líneaf}}$ , que básicamente será igual a la corriente del varistor durante la falla.

3.- Conocida la corriente de falla, y la duración estimada de la misma se calcula la energía que debe ser disipada en el varistor durante la falla.

4.- Conocida la corriente de falla, la tensión nominal, el incremento de voltaje máximo tolerable y la energía disipada durante la falla se procede a buscar el varistor deseado.

Como en el caso de la protección contra sobre corriente con fusibles rápidos, puede ser que no se encuentre un

varistor con las características requeridas, en cuyo caso no será posible aplicar este método de protección.

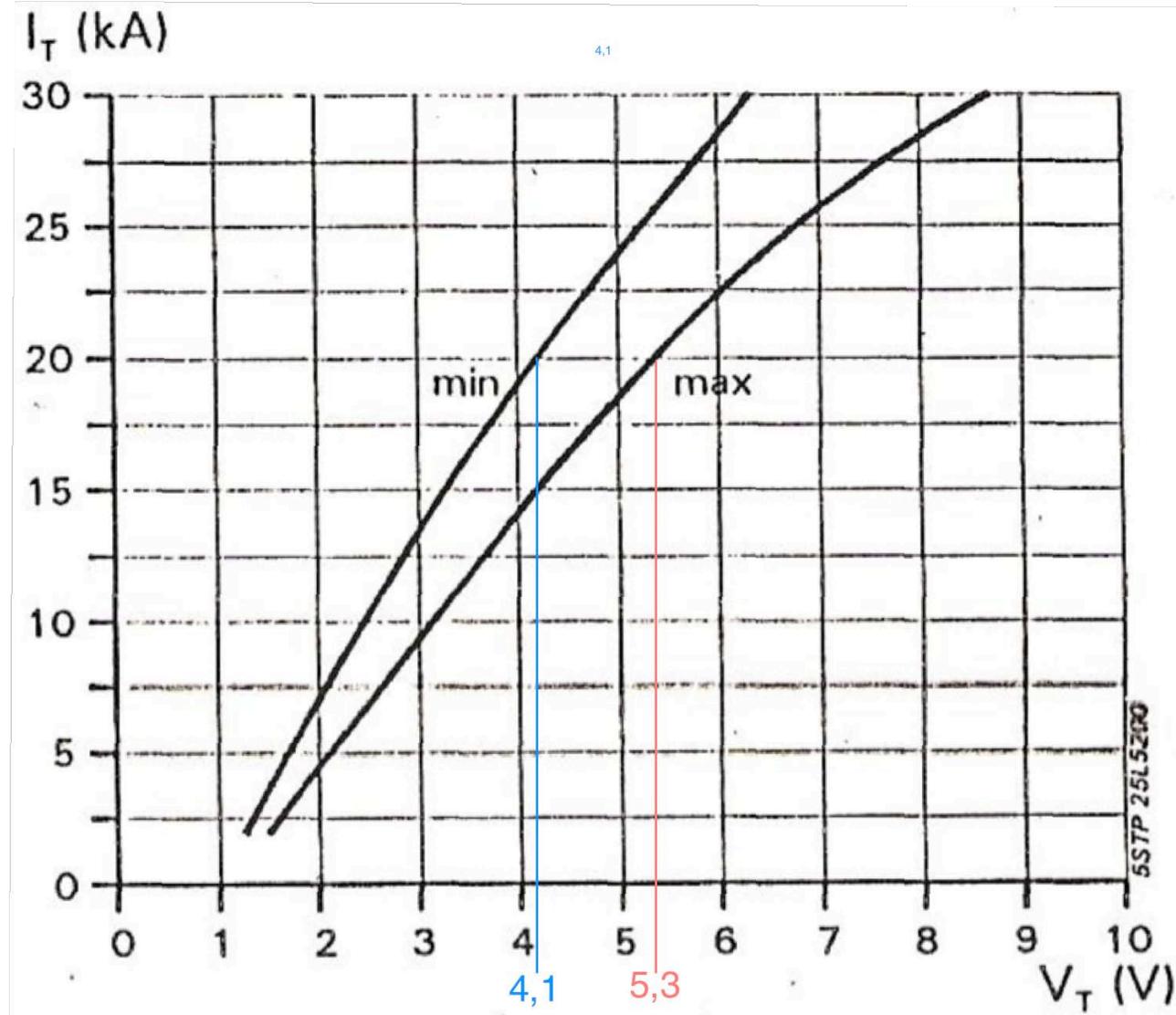
Debe indicarse que este método no protege a los tiristores contra disparos espúreos por exceso de  $dV_{AK}/dt$ .

### 3.- Voltaje AK en conducción ( $V_F$ ).

Por norma se debe indicar la tensión AK cuando el tiristor conduce la corriente nominal y la juntura se encuentra a la temperatura de referencia de 25°.

Dada la distribución gaussiana de las características de los semiconductores, normalmente se especifica un conjunto de tres valores, mínimo, típico y máximo, que caracterizan a los dispositivos de cada modelo específico.

El valor de la tensión directa en conducción,  $V_F$ , es solo indicativo, ya que normalmente no se opera con una temperatura de juntura de 25°, por lo que para todo propósito práctico el valor de la tensión  $V_{AK}$  directa en el punto de operación y a la temperatura de interés debe ser consultada en la curva característica del dispositivo.



$V_{AK}$  vs  $I_{AK}$  en conducción, SCR 5STF 08F2060 de ABB a muy altas corrientes.

## B.- Especificaciones de corriente.

Unas especificaciones completas deben incluir los siguientes valores numéricos:

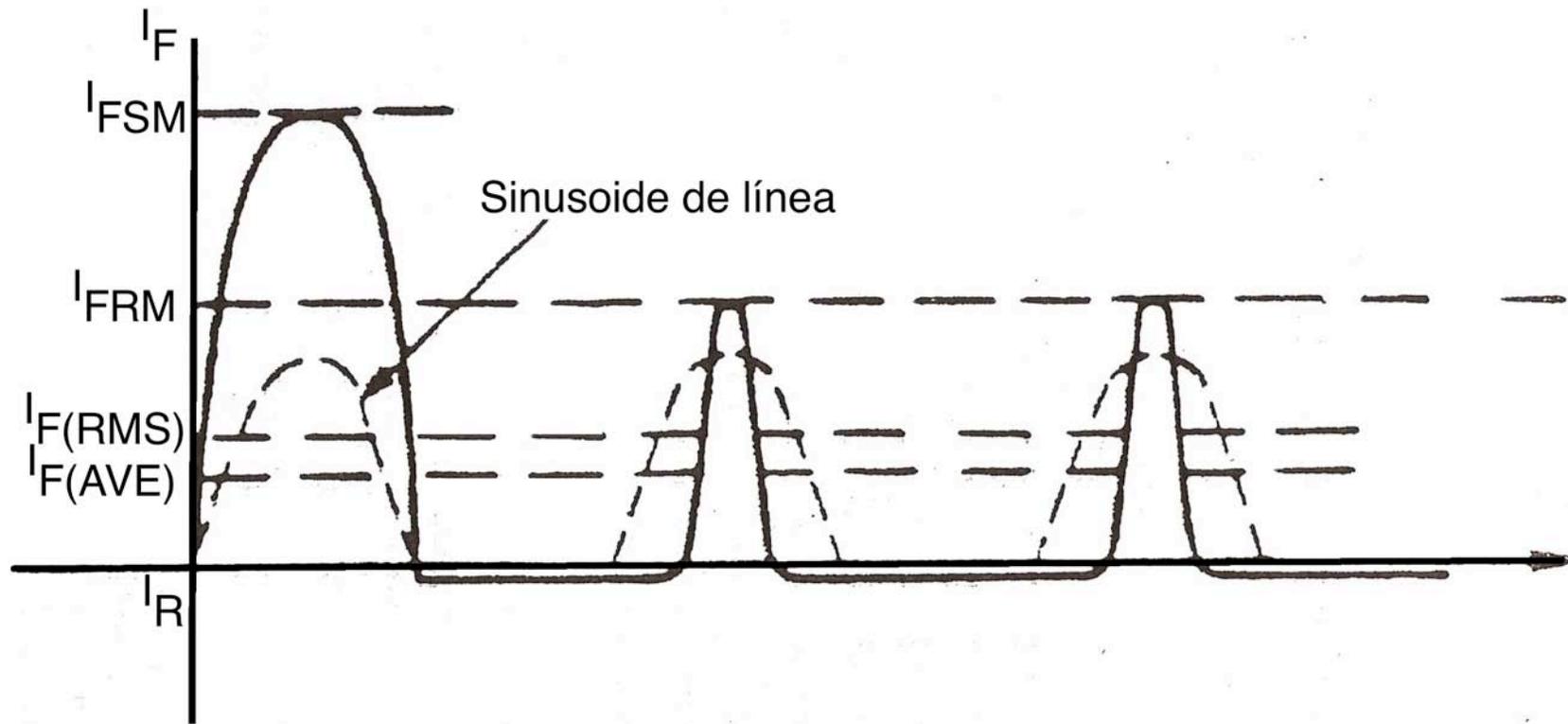
$I_{FRM}$  = Corriente pico repetitiva ("Forward Repetitive Maximum").

$I_{FSM}$  = Corriente pico no repetitiva ("Forward Source Maximum").

$I_{FAV}$  = Valor promedio de la corriente directa ("Forward Average").

$I_{FRMS}$  = Valor RMS de la corriente directa ("Forward Root Mean Square").

$I_R$  = Corriente de fuga a temperatura y voltaje inverso nominales.



Grafica de referencia para la definición de las especificaciones de las corrientes máximas.

Los subíndices "F" y "R" tiene el mismo significado que en las especificaciones de voltaje

Los valores  $I_{FRM}$ ,  $I_{FAV}$  y  $I_{FRMS}$  deben ser considerados para determinar si el componente es adecuado para una aplicación específica, ninguno de los tres debe ser superado por los valores que se esperen en el circuito bajo las peores condiciones operativas consideradas.

Debe tenerse en cuenta que los valores promedio y rms están calculados en base a pruebas hechas con corrientes sinusoidales y a una temperatura de junta específica, por lo que deben ser recalculadas en base a las condiciones esperadas en el circuito de aplicación en lo referente a la forma de onda efectiva y la temperatura de junta asumida en el diseño.

El valor  $I_{FSM}$  debe ser considerado cuando se estén diseñando las protecciones contra sobre-corriente para el circuito, si van a ser usadas.

Este valor se prueba a temperatura de juntura máxima, con una corriente sinusoidal de la frecuencia de referencia (50 ó 60Hz), que se aplica durante un semiciclo completo.

Debe tenerse en cuenta que si se alcanza dicho valor de corriente circulante la temperatura de juntura puede transitoriamente llegar a ser entre 2 y 4 veces la temperatura máxima sostenible.

Esto no causa daño permanente si su duración esta limitada al tiempo especificado, pero trae como consecuencia que se puede perder el control sobre el tiristor inmediatamente después del incidente, que puede producir directamente un disparo por sobre temperatura.

El valor  $I_R$  es solo indicativo, ya que normalmente no se opera con una temperatura de juntura de  $25^\circ$ , por lo que para todo propósito práctico, si es necesario conocer con exactitud la corriente de fuga inversa, se debe consultar la curva característica del dispositivo o realizar medidas sobre un dispositivo de muestra.

## Sobre-corriente.

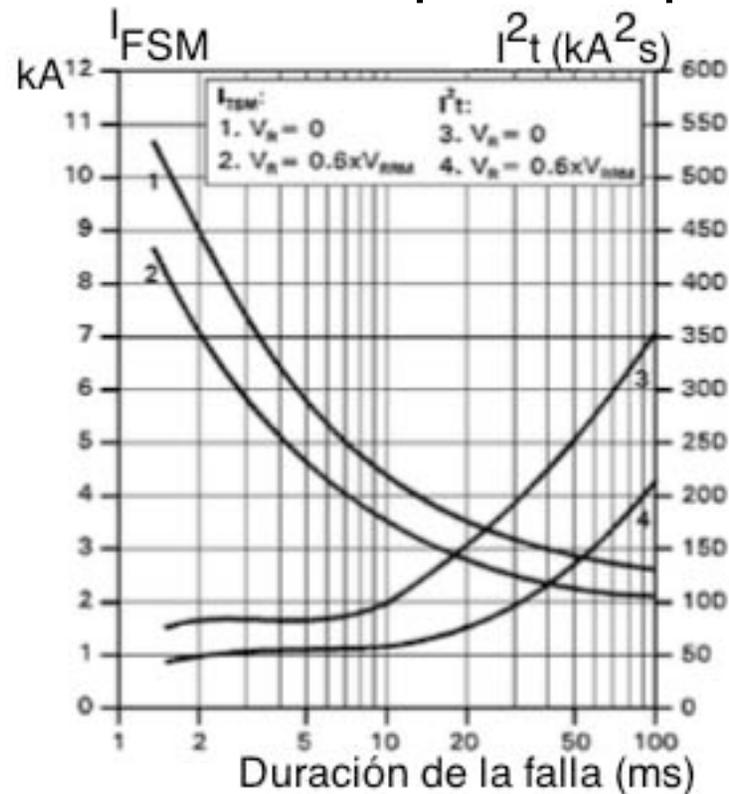
Además del valor único de la corriente  $I_{FSM}$ , las especificaciones dan información adicional en gráficas dedicadas a facilitar los cálculos de las protecciones de sobre corriente; adicionalmente se indica también el valor de la variable  $I^2t$  del dispositivo que indica la cantidad de energía que la junta puede soportar durante una falla de sobre corriente catastrófica antes de fundirse.

En general el valor  $I^2t$  se calcula elevando al cuadrado el valor de la corriente rms que puede soportar el dispositivo durante un semiciclo de la frecuencia de línea (8,3ms a 60Hz) y multiplicando ese valor por 8,3.

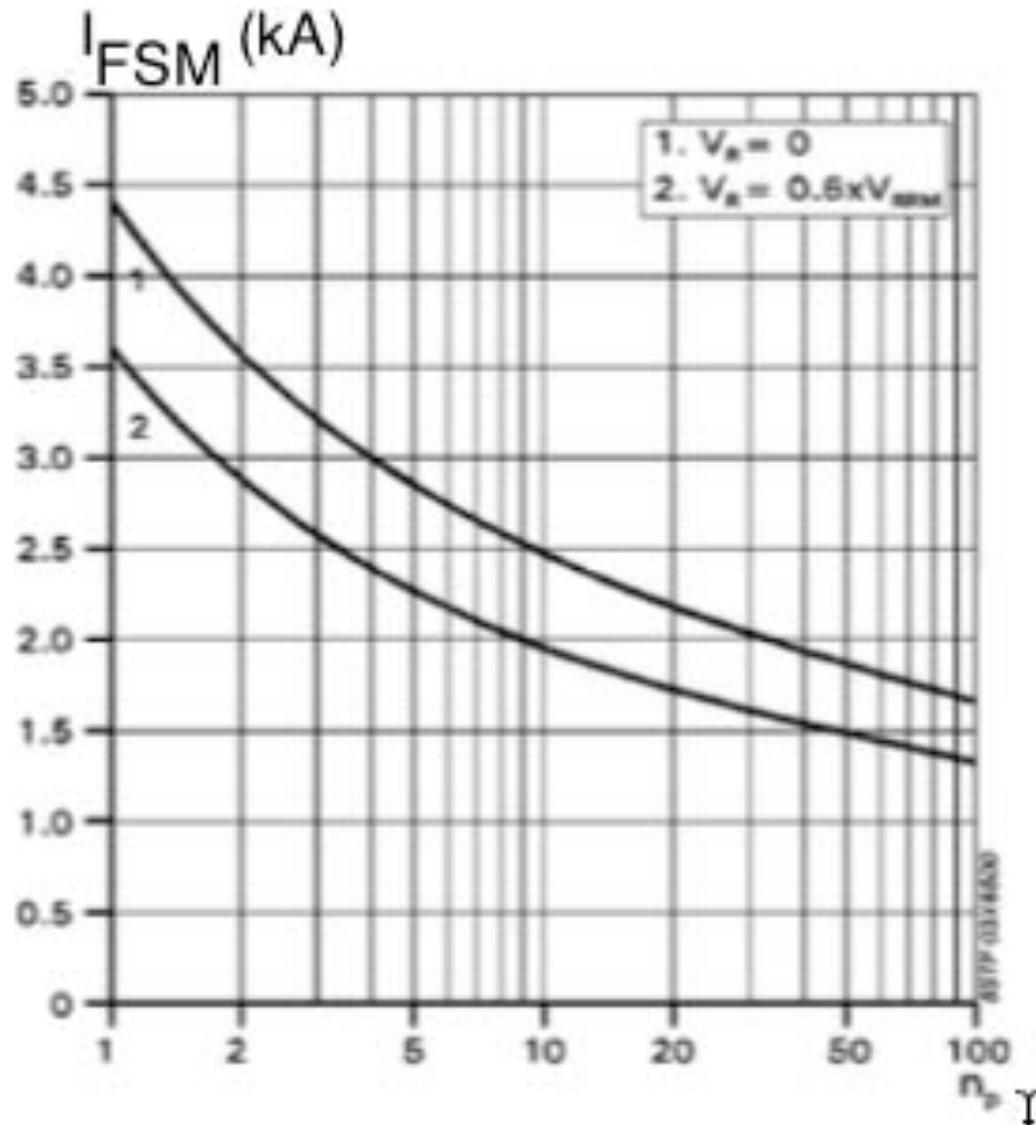
En forma alternativa, también se puede calcular como:

$$I^2t = \frac{I_{FSM}}{240}$$

En países donde la frecuencia de línea es 50Hz el factor 240 debe ser reemplazado por 200.



Variación de la capacidad de soportar sobre corriente vs duración de la falla. Fallas de 1 a 100ms. Tiristor 5STP03D6500, ABB



Variación de la capacidad de soportar sobre corriente vs duración de la falla. Fallas de 1 a 100 ciclos de línea Tiristor 5STP03D6500, ABB.

## PROTECCIÓN CONTRA EXCESO DE $di_{AK}/dt$ .

Se debe calcular cual es el valor máximo posible para la velocidad de crecimiento de la corriente AK en el circuito,  $di_{AKM}/dt$ , tomando en cuenta la máxima tensión nominal de alimentación y la menor impedancia de carga posible en operación normal, y este valor se debe comparar con el correspondiente valor indicado en las especificaciones del dispositivo; si el  $di_{AKM}/dt$  calculado en el circuito es menor que el especificado para el dispositivo, la selección del componente es adecuada, de lo contrario se pueden hacer dos cosas:

- a.- Buscar un dispositivo que tenga un  $di_{AKM}/dt$  mayor que cumpla con la condición.

b.- Colocar una inductancia en serie cuyo valor sea suficiente para que la velocidad de crecimiento de la corriente sea menor que el valor especificado por el dispositivo.

Esta condición debe de ser comprobada tomando en cuenta la transitoria de encendido que, en muchos casos (transformadores, rectificadores con filtro de salida capacitivo, luminarias incandescentes, etc.) presenta valores iniciales significativamente distintos a los característicos de la corriente en estado estacionario.

## Operación con tensiones y corrientes sinusoidales

### 1.-Cálculo de la corriente promedio máxima.

El valor de la corriente promedio cambia con el ángulo de encendido,  $\alpha$ , de acuerdo con:

$$I_{avM} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{Max} \sin \tau d\tau = \frac{I_{Max}}{2\pi} (1 - \cos \tau) \Big|_{\alpha}^{\pi}$$

El máximo valor,  $I_{avM}$ , ocurre para  $\alpha=0$ , cuando el tiristor opera con el mismo ángulo de conducción que un diodo:

$$I_{AvM} = \frac{I_{Max}}{2\pi} (1 - \cos \tau) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{I_{Max}}{2\pi} (-\cos \pi + 1)$$

## 2.- Cálculo de la corriente rms máxima.

El valor de la corriente RMS cambia con el ángulo de encendido,  $\alpha$ , de acuerdo con:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [i(\tau)]^2 d\tau} = \sqrt{\frac{I_{Max}^2}{4\pi} \left(1 + \frac{\sin 2\tau}{2}\right) \Big|_{\alpha}^{\pi}}$$

El máximo valor,  $I_{avM}$ , ocurre para  $\alpha=0$ , cuando el tiristor opera con el mismo ángulo de conducción que un diodo:

$$I_{rmsM} = \sqrt{\frac{I_{Max}^2}{4\pi} \left(1 + \frac{\sin 2\tau}{2}\right) \Big|_0^{\pi}} = \frac{I_{Max}}{2}$$

## Factor de forma

Se define como factor de forma, f.f, el cociente:

$$f.f = \frac{I_{rms}}{I_{av}}$$

Cuando el dispositivo trabaja con el mayor ángulo de conducción ( $\pi$ ), el factor de forma es:

$$f.f = \frac{I_{rmsM}}{I_{avM}} = \frac{\frac{I_{Max}}{2}}{\frac{I_{Max}}{\pi}} = \frac{\pi}{2}$$

# CRITERIOS DE SELECCIÓN DE DIODOS Y TIRISTORES PARA APLICACIONES AC.

## 1.- Capacidad de bloqueo.

La tensión de bloqueo del dispositivo semiconductor seleccionado debe ser siempre superior a la máxima tensión de línea correspondiente, incluyendo el máximo valor de regulación y un factor de seguridad que debe estar como mínimo entre el 20% y el 50% de la tensión de línea considerada, aunque algunos fabricantes señalan que el margen del 50% es adecuado solo si se conoce con razonable seguridad las características de la red de alimentación, y que en caso contrario el margen debe subir hasta 150%.

## 2.- Capacidad de conducción.

La corriente en conducción del dispositivo semiconductor seleccionado debe ser siempre superior a la máxima corriente de carga correspondiente, calculada en el peor caso de operación (el que produzca la máxima corriente), considerando la máxima tensión de línea aplicada a la carga, incluyendo el máximo valor de regulación, e incluyendo un factor de seguridad de corriente que debe estar entre el 20% y el 50% de la máxima corriente de carga calculada.

Dado que la constante de tiempo de falla térmica en un dispositivo semiconductor es muy corta (milisegundos), toda corriente transitoria que tenga una duración mayor a las decenas de milisegundos debe considerarse como “permanente” a los propósitos del cálculo de la

capacidad de conducción requerida del dispositivo semiconductor.

Esto incluye específicamente las corrientes de conexión de transformadores y líneas de transmisión (“inrush currents”), las de arranque de los motores y las de calentamiento inicial de luminarias incandescentes y otras cargas equivalentes.

En general:

$$i_{\text{carga}}(t) = \frac{v_{\text{linea}}(t)}{Z_{\text{carga}}(t)}$$

Ecuación que, como debe incluir la transitoria de encendido, es razonable resolver numéricamente, salvo en los casos más simples.

Conocida  $i_{\text{carga}}(t)$ , se determinan los correspondientes valores pico, rms y promedio, y se calculan los requerimientos de corriente como:

$$I^{**}M = I^{**}\textit{calculada}(1 + \% \textit{factorde} \textit{deseguridad})$$

Cálculo aproximado de la potencia promedio disipada en la junta en conducción directa.

Una vez que se ha preseleccionado un tipo específico de diodo o tiristor para una aplicación en base a las especificaciones de tensión y corriente, es preciso calcular la potencia que se estará disipando en la junta, para determinar si dicha potencia puede ser soportada por el componente y, de ser así, el valor será usado posteriormente para calcular el sistema de disipación de calor necesario para asegurar que la

temperatura de junta no supere el valor máximo considerado en el diseño.

El valor exacto de la potencia disipada en la junta debe ser por supuesto determinado en base a mediciones sobre el prototipo final; sin embargo un valor aproximado puede calcularse por varios métodos, cuyo promedio puede usarse como una aproximación razonable para propósitos de seleccionar un disipador de calor.

1.- Cálculo aproximado de la potencia disipada en la junta por el método de la integral del producto V-I.

En función del ángulo de encendido, la potencia promedio disipada en la junta en conducción directa,  $P_{av}$ , viene dada por:

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_{AK}(\tau) i_{AK}(\tau) d\tau$$

donde:

$$v_{AK}(\tau) = V_F \text{ (considerada constante)}$$

$$i(\tau) = I_{Max} \text{sen} \tau \Big|_{\alpha}^{\pi}$$

La potencia promedio disipada,  $P_{av}$ , resulta entonces:

$$P_{av} \approx \frac{V_F I_{Max}}{2\pi} (-\cos \tau) \Big|_{\alpha}^{\pi}$$

El máximo valor de la potencia promedio disipada,  $P_{av}$ , ocurre para  $\alpha=0$ , cuando el tiristor opera con el mismo ángulo de conducción que un diodo:

$$P_{avM} \approx \frac{V_F I_{Max}}{2\pi} (-\cos \tau) \Big|_0^\pi = \frac{V_F I_{Max}}{\pi} = V_F I_{av}$$

Por supuesto, si las formas de onda no son sinusoidales las integrales para definir los valores promedio y rms deberán realizarse tomando en cuenta las funciones específicas que las describan.

Este método solo es aplicable cuando la operación en las condiciones de corriente y forma de onda se mantienen constantes durante un tiempo indefinidamente largo, suficiente para que el sistema haya alcanzado equilibrio térmico.

2.- Cálculo aproximado de la potencia disipada en la junta en base al modelo circuital equivalente del dispositivo.

La potencia disipada en conducción directa en la juntura,  $P_{Fi}$ , está dada por:

$$P_{Fi} \approx V_F I_F + R_F I_F^2$$

Donde  $V_F$  y  $R_F$  son respectivamente la tensión en conducción y la resistencia en conducción del modelo aproximado del dispositivo y  $I_F$  es la corriente instantánea.

La potencia promedio disipada,  $P_{av}$  es:

$$P_{av} \approx V_F I_{Fav} + R_F I_{Frm}^2$$

Esta ecuación se puede escribir solo en función de una de las corrientes (promedio o rms) haciendo uso de la definición del factor de forma, f.f., que en el caso de los diodos se puede aproximar a:

## A.- Circuitos con diodos.

a.- f.f. para los pulsos rectangulares de corriente que se producen en los rectificadores con carga inductiva dominante:

$$f \cdot f = \frac{I_{Frms}^2}{I_{Fav}^2} = \frac{360^\circ}{\theta}$$

Donde  $\theta$  es el ancho del pulso rectangular en grados eléctricos.

b.- f.f. para semiciclos de corriente que se producen en rectificación de onda completa con carga resistiva:

$$f \cdot f = \frac{I_{Frms}^2}{I_{Fav}^2} = \frac{\pi^2}{4}$$

## B.- Circuitos con tiristores:

a.- a.- f.f. para los pulsos rectangulares de corriente que se producen en los rectificadores con carga inductiva dominante:

$$f \cdot f = \frac{I_{Frms}^2}{I_{Fav}^2} = \frac{360^\circ}{\theta}$$

b.- Para pulsos en circuitos de control de fase:

$$f \cdot f = \frac{I_{Frms}^2}{I_{Fav}^2} = 2,5 \frac{180^\circ}{\theta}$$

Este método se puede emplear para calcular la potencia disipada en cada segmento de un ciclo de trabajo que este formado por segmentos caracterizados por distintos conjuntos de niveles y formas de onda de la corriente circulante.

3.- Cálculo aproximado de la potencia disipada en la junta en base los nomogramas de cálculo presentados en las hojas de especificaciones.

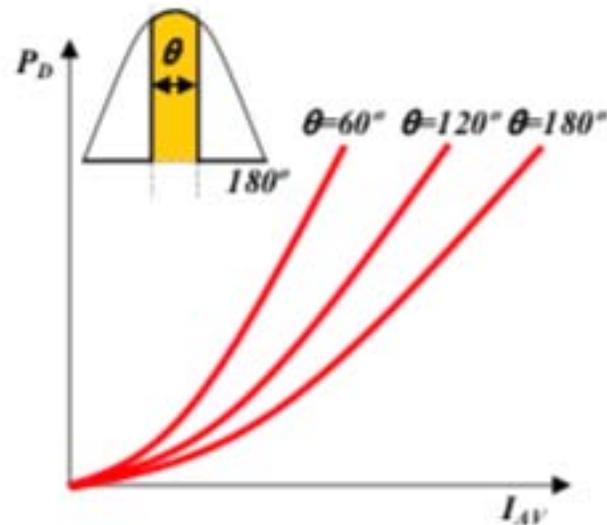
Para facilitar el cálculo de la potencia disipada operando en condiciones estacionarias los fabricantes de dispositivos de potencia suelen incluir en las especificaciones una (o varias) gráficas que permitan relacionar gráficamente la potencia disipada con la corriente directa promedio y la forma de onda de corriente existente en la aplicación.

Este método solo es aplicable cuando las condiciones de corriente y forma de onda se mantienen constantes durante un tiempo indefinidamente largo, suficiente para que el sistema haya alcanzado equilibrio térmico.

Usualmente el fabricante asume tres modos básicos de operación:

- 1.- Conducción de corriente DC.
- 2.- Conducción de pulsos sinusoidales de 180°.
- 3.- Conducción de pulsos “rectificados” de distinta duración angular.

Esta información puede ser complementada con otro nomograma que relaciona la temperatura ambiente, la potencia disipada y la resistencia térmica de disipadores para permitir un cálculo rápido de la posible temperatura de juntura, por lo menos en primera aproximación.



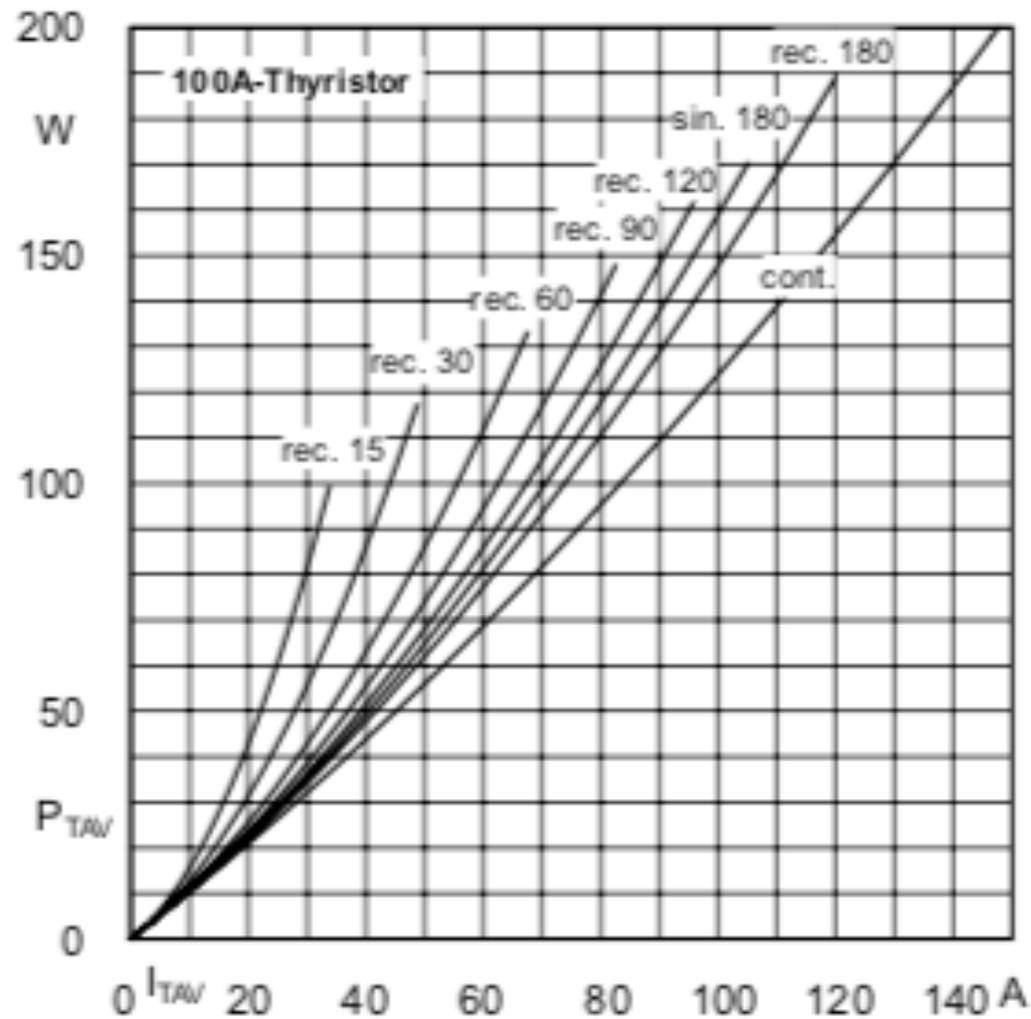
Curva potencia disipada vs. corriente promedio.

$\Theta = 180^\circ$  pulso de rectificador monofásico

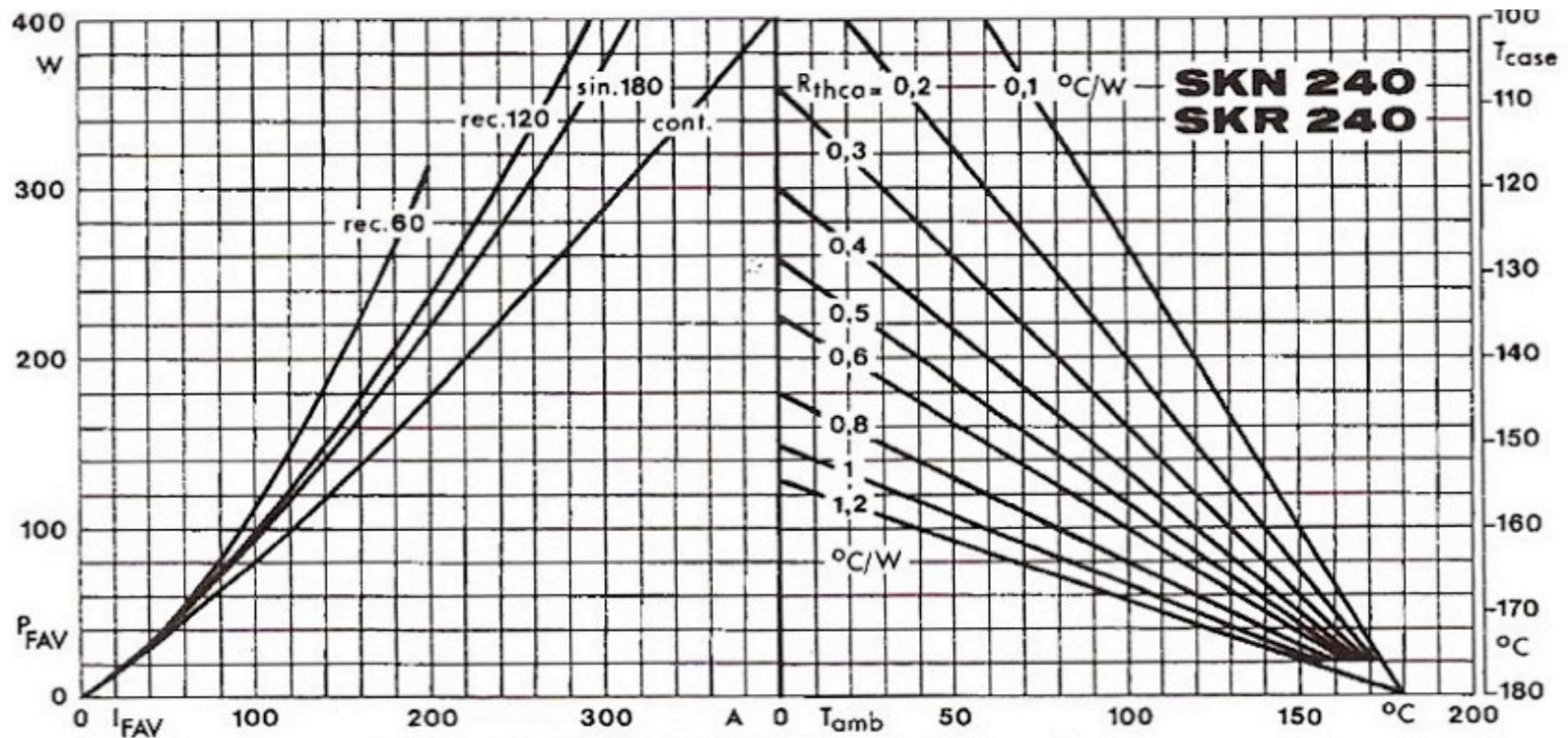
$\Theta = 120^\circ$  pulso de rectificador trifásico.

$\Theta = 60^\circ$  pulso de rectificador hexafásico.

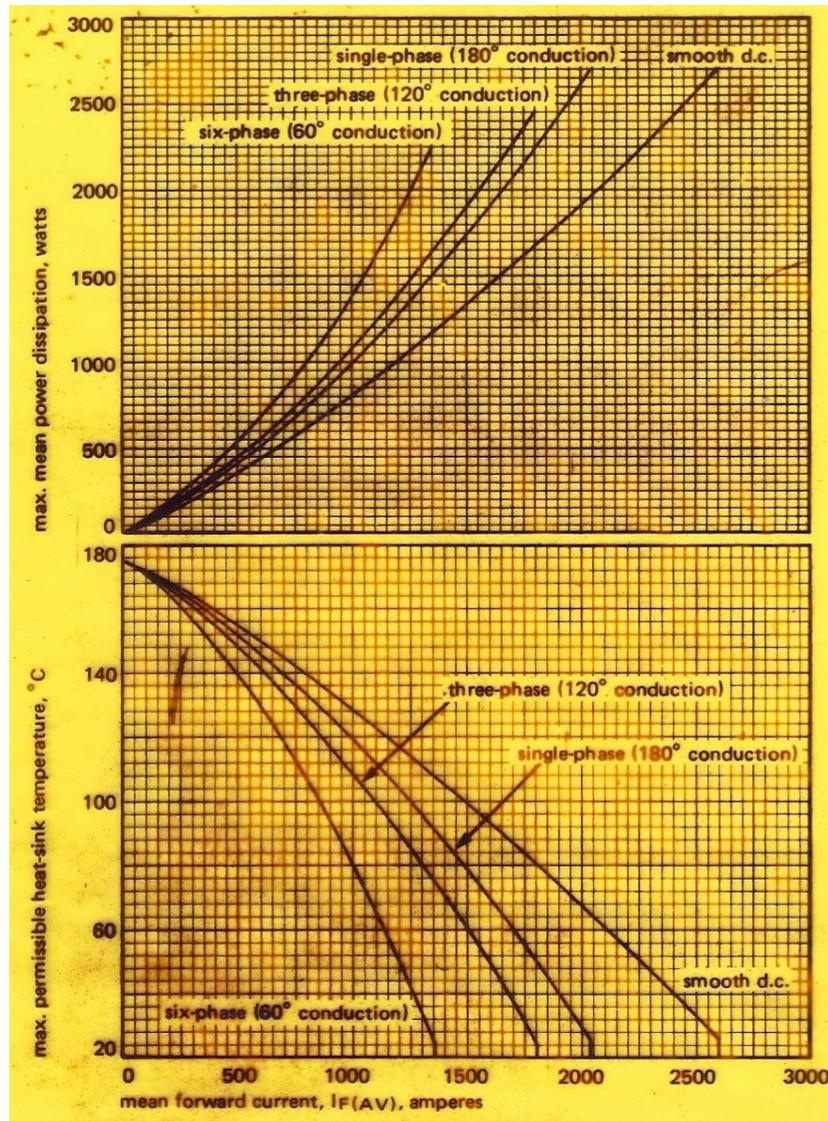
Ejemplo de nomograma para calcular potencia disipada en un diodo que opera en sistemas rectificadores mono y polifásicos



Potencia disipada en juntura vs. corriente promedio en función del ángulo de conducción. (SEMIKRON).



Nomograma ofrecido por SEMIKRON para calcular la potencia disipada en la juntura y la temperatura de juntura en los tiristores serie SKN/SKR 240



Nomograma ofrecido por WESTCODE para calcular la potencia disipada en la juntura y la temperatura de juntura

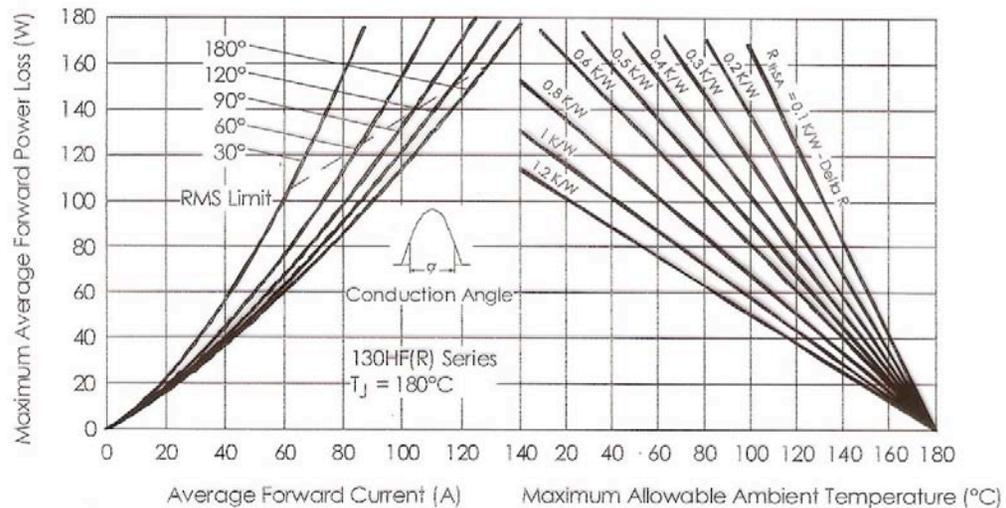
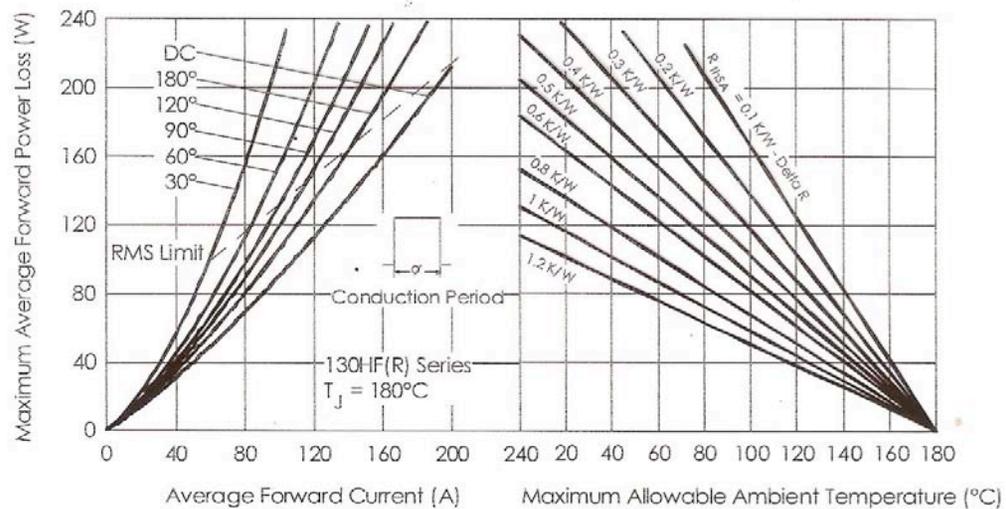
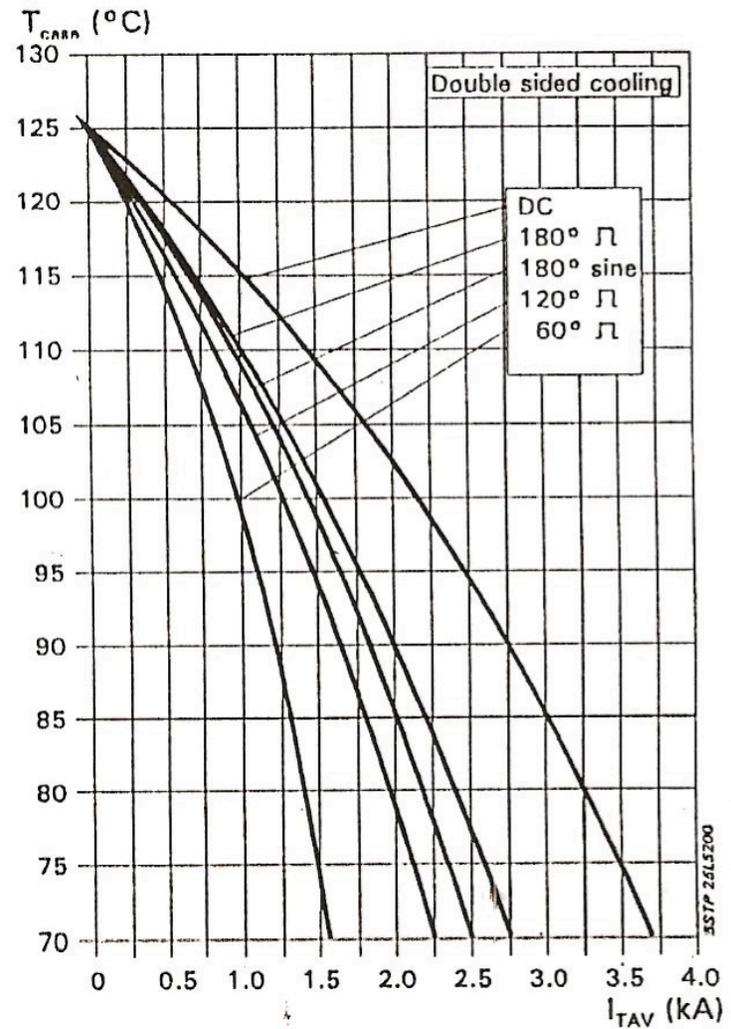
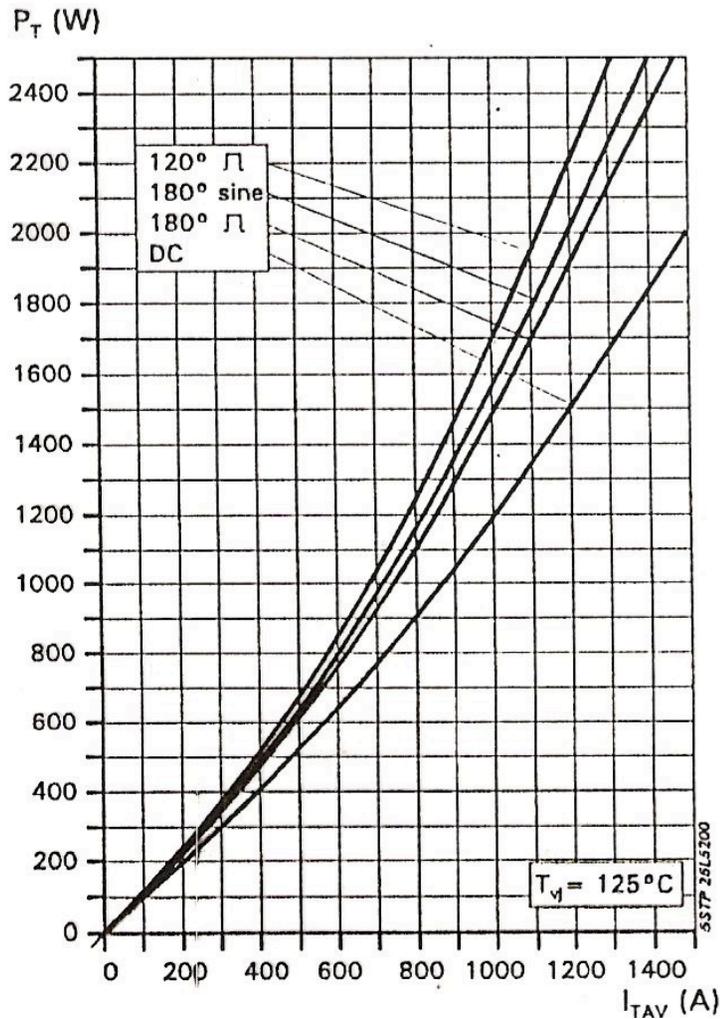


Fig. 3 - Forward Power Loss Characteristics



Nomogramas ofrecidos por IR para calcular la potencia disipada en la junta y la temperatura de junta pulsos sinusoidales o rectangulares

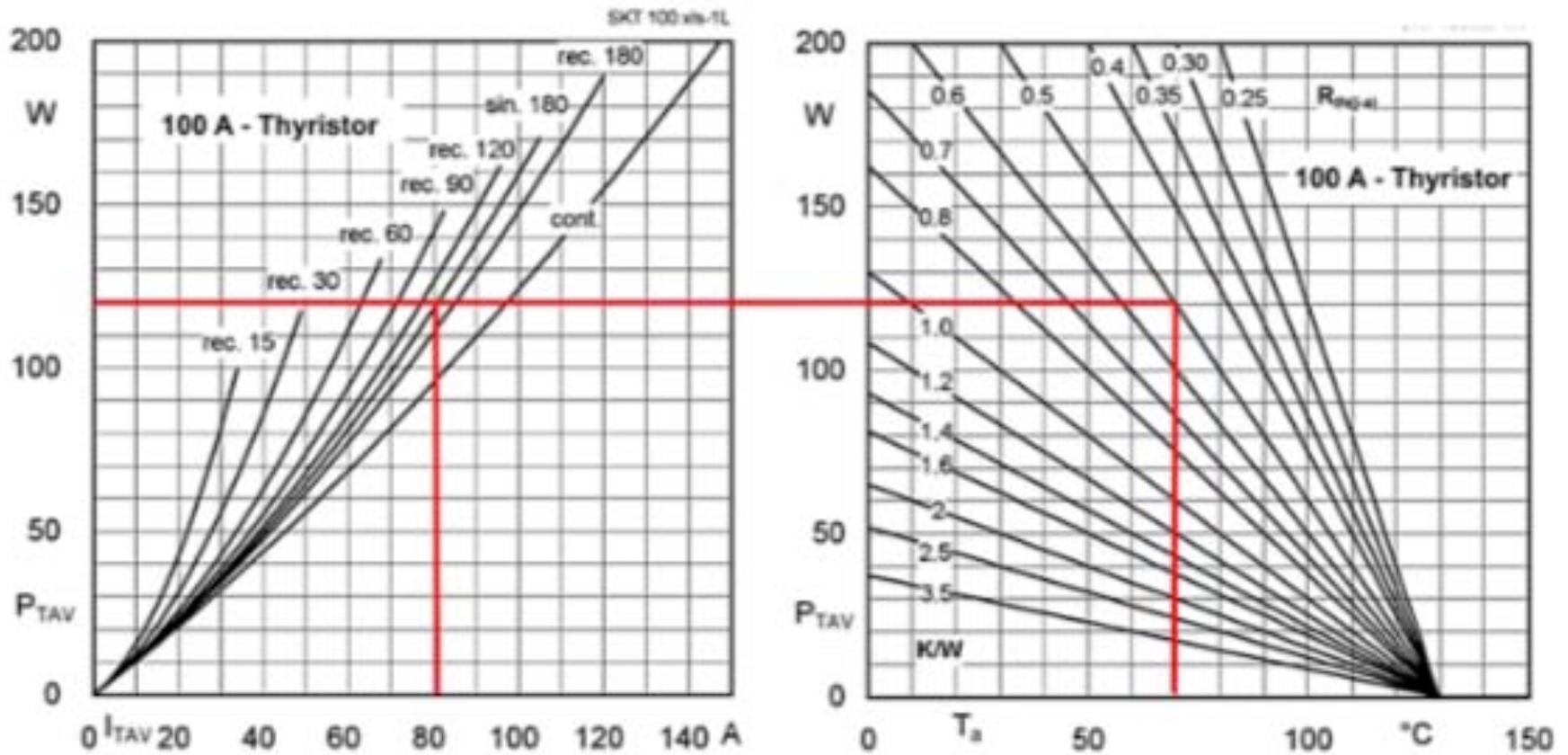


Información ofrecida por ABB para calcular la potencia disipada en la junta y la temperatura de junta, tiristor 5STP 25L5200.

El procedimiento específico de trabajo depende por supuesto de los gráficos presentados por el fabricante, pero el siguiente ejemplo, basado en la práctica de la compañía SEMIKRON es razonablemente genérico.

1.- Se calcula la corriente promedio en el dispositivo (diodo o tiristor).

2.- En el nomograma de corriente promedio vs. potencia disipada se traza una línea recta vertical entre el valor de corriente promedio calculado (eje X) y la curva correspondiente a la forma de onda presente en la aplicación.



Nomogramas para calcular aproximadamente la potencia disipada y la temperatura de juntura, dada la corriente promedio, la forma de onda, la temperatura ambiente y un valor prospectivo de resistencia térmica en el disipador de calor (SEMIKRON).

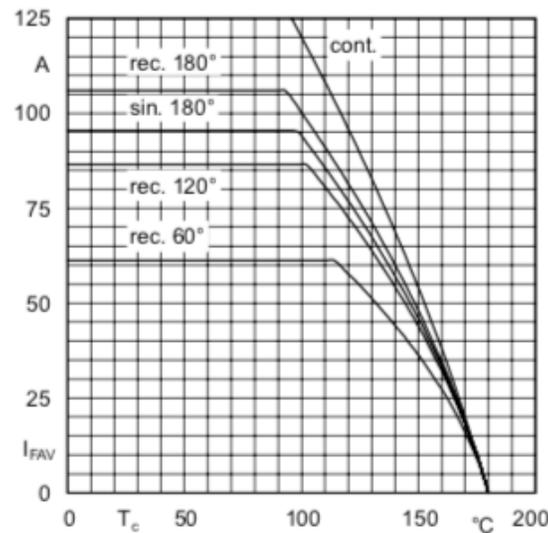
- 3.- Se lee en el eje Y el valor de la potencia promedio disipada.
- 4.- Se prolonga la línea que une al valor de la potencia disipada con el punto de intersección definido en el paso 2, hasta el nomograma de temperaturas y resistencias térmicas.
- 5.- Se lee la temperatura de la carcasa en el eje vertical de la extrema derecha.
- 6.- Se traza una línea vertical desde la temperatura ambiente máxima que se considere en la aplicación hasta que intercepte la línea horizontal que une a los dos nomogramas.
- 7.- Se lee el valor de la resistencia térmica del disipador en la recta mas cercana a la intersección, aproximando siempre a la de menor resistencia térmica.

Los cálculos anteriores consideran que el circuito está operando en modo continuo en estado estacionario y durante un lapso de tiempo indefinidamente largo, pero suficiente para los componentes hayan alcanzado equilibrio térmico.

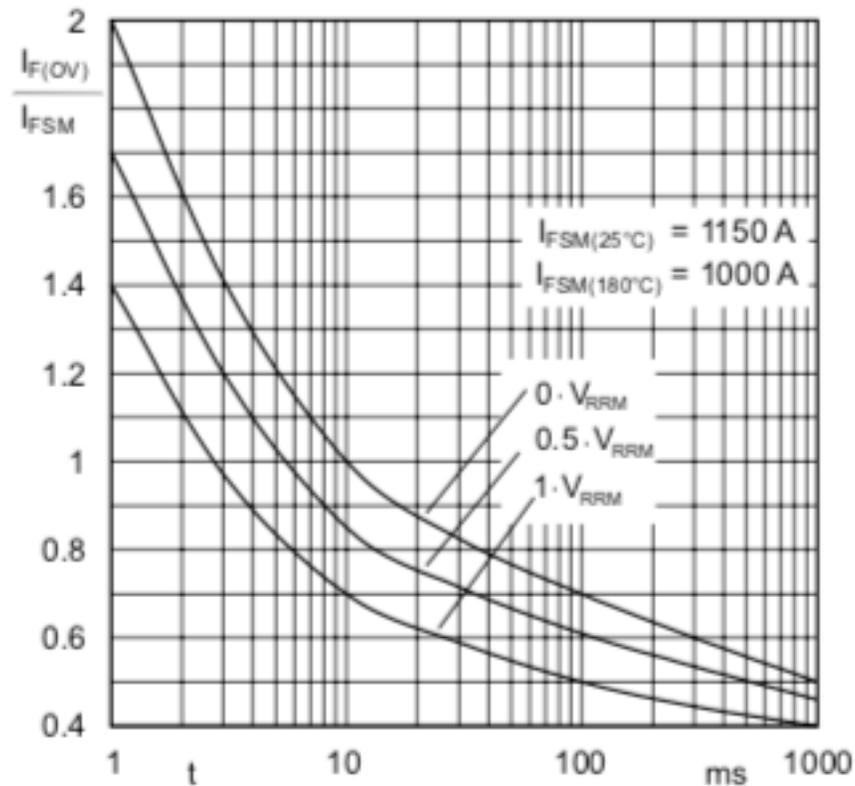
En muchas aplicaciones la operación se realiza en intervalos de actividad con alta disipación de calor separados por intervalos de reposo total o de actividad reducida con baja generación de calor, por lo que la temperatura de la junta cambia cíclicamente entre un máximo, alcanzado al final de cada intervalo activo y un mínimo alcanzado durante los intervalos de baja o nula actividad, en los cuales la temperatura de junta puede incluso alcanzar el valor de la temperatura ambiente.

Mantener la temperatura de juntura en un valor conocido y controlado es importante, ya que los niveles de corriente directa e inversa permitidos en un componente son función de la temperatura de juntura.

El fabricante debe proporcionar esta información en forma gráfica en las hojas de especificaciones del componente.

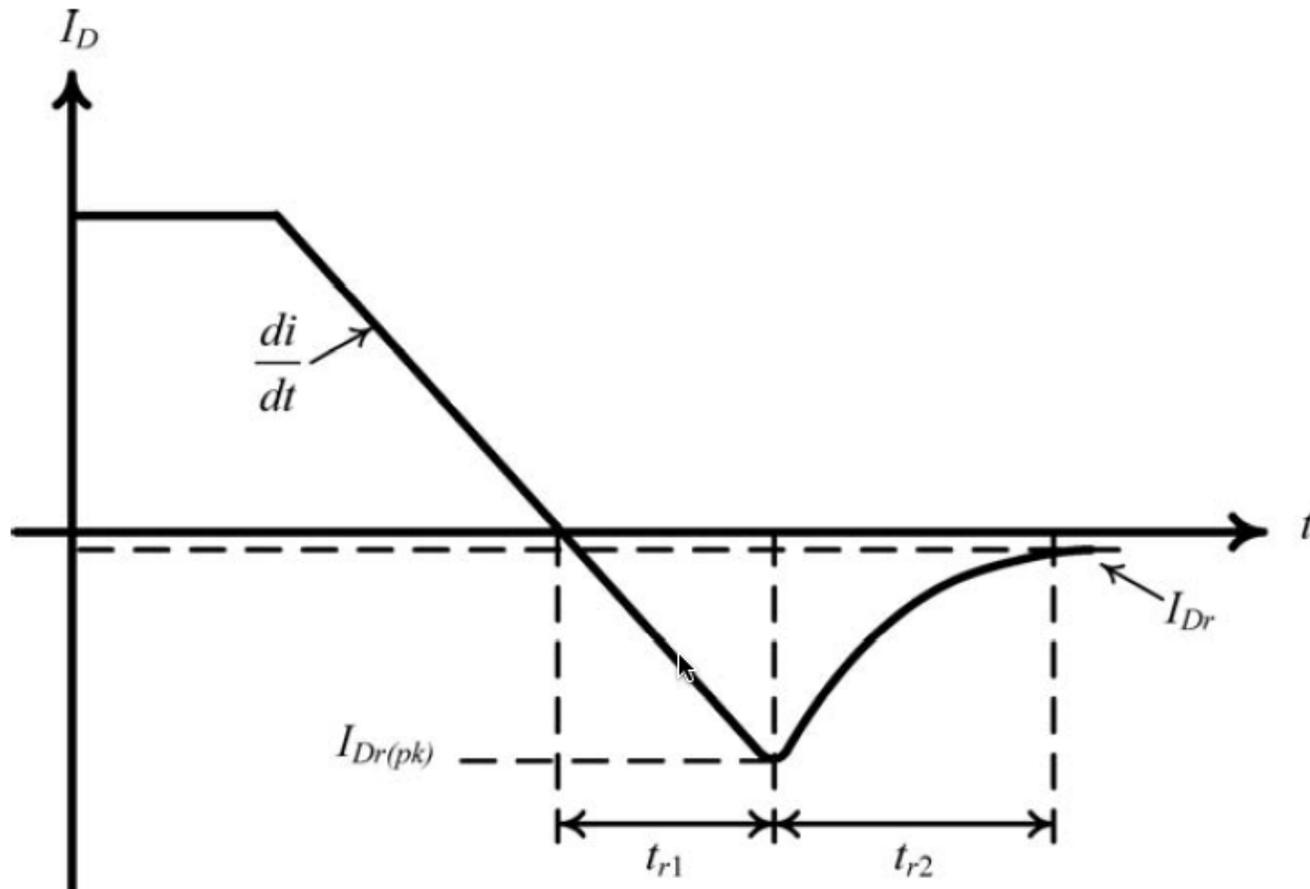


Variación de la corriente promedio máxima permitida vs. temperatura de juntura, diodo de propósito general (SEMİKRON)



Variación de la corriente de avalancha permitida en función de la temperatura de juntura y de la tensión inversa reaplicada. (SEMIKRON).

Cálculo de los parámetros determinantes del proceso de apagado de diodos P-I-N y tiristores.



Evolución de corriente inversa durante el apagado de un diodo P-I-N o tiristor genéricos operando con corriente inductiva.

## Especificaciones de recuperación inversa

$Q_{RR}$  = Carga almacenada ( $Q_s$ )

$t_{rr}$  = Tiempo de recuperación inversa

$t_{jr}$  = Tiempo de recuperación de la junta

$t_{br}$  = Tiempo de recuperación global

$dl_r/dt$  = Pendiente de la corriente de recuperación

$sf = t_{br}/t_{jr}$  = Factor de suavidad (softness factor)

Análisis de las características de recuperación inversa.

$$Q_{RR} = \int_0^{t_{rr}} i_{AK}(\tau) d\tau$$

Aproximando el área con dos triángulos:

$$Q_{RR} \approx \frac{1}{2} I_{RR} t_{jr} + \frac{1}{2} I_{RR} t_{br} = \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr}$$

$$I_{RR} \approx 2 \frac{Q_{RR}}{t_{rr}}$$

$$I_{RR} \approx t_{jr} \frac{di_{AK}(t)}{dt}$$

De donde:

$$t_{jr}t_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{\frac{di_{AK}(t)}{dt}}$$

Si se supone  $t_{bj} \ll t_{jr}$ , entonces:

$$t_{jr} \approx t_{rr}$$

$$t_{rr}^2 = \frac{2Q_{RR}}{\frac{di_{AK}(t)}{dt}}$$

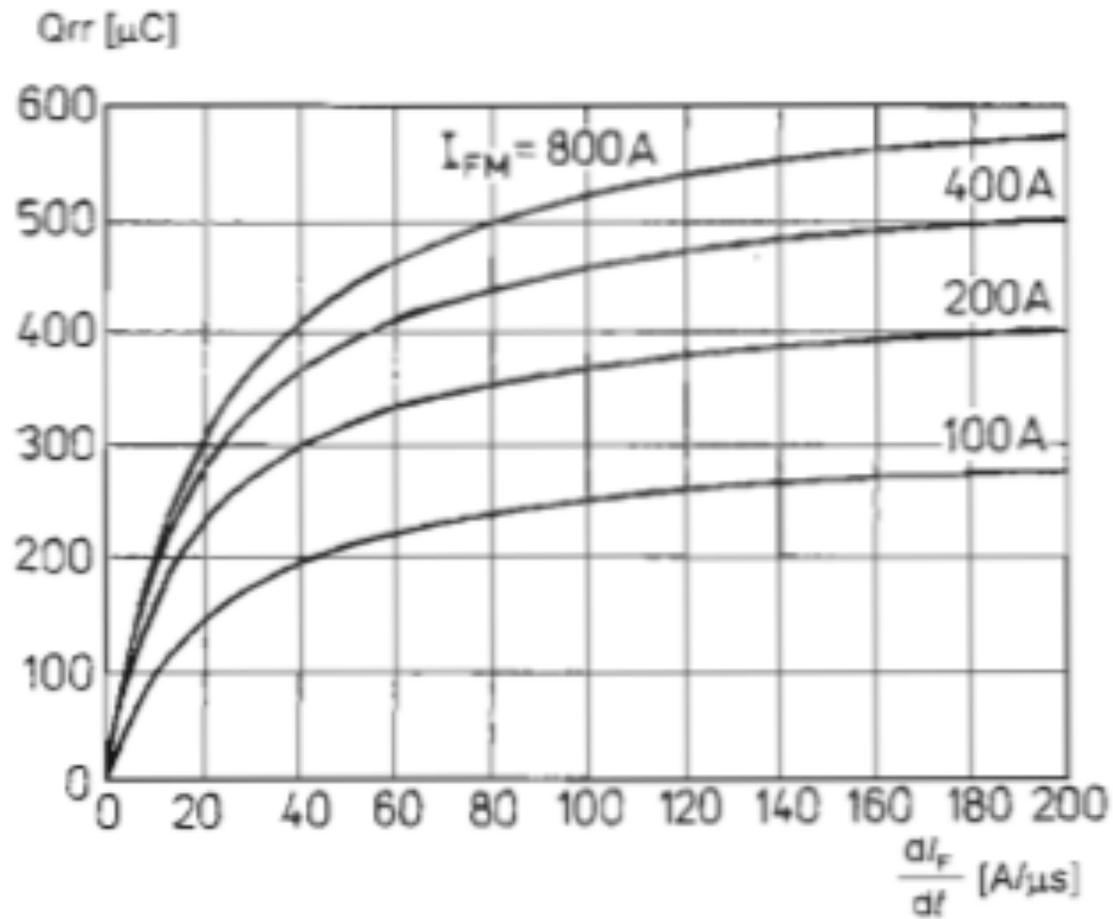
y, por lo tanto:

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{\frac{di_{AK}(t)}{dt}}}$$

$$I_{RR} = \frac{2Q_{RR}}{\sqrt{\frac{2Q_{RR}}{\frac{di_{AK}(t)}{dt}}}} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di_{AK}(t)}{dt}}$$

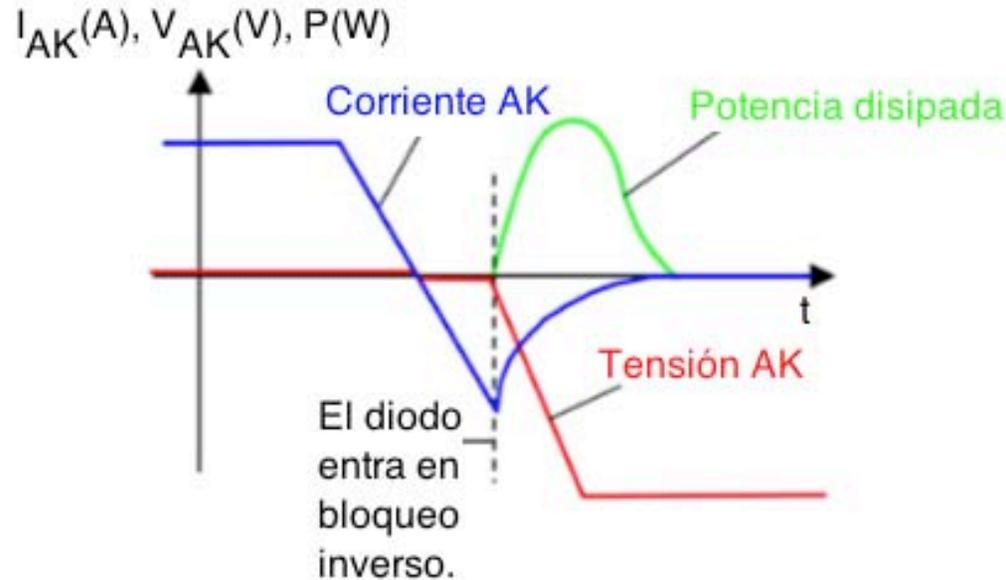
La cantidad de carga almacenada,  $Q_{RR}$  depende fuertemente del valor de la corriente  $AK$  al inicio del proceso de apagado y del  $di_{AK}/dt$  .

Esta información también debe ser presentada en forma gráfica en las características del componente que se esté considerando.



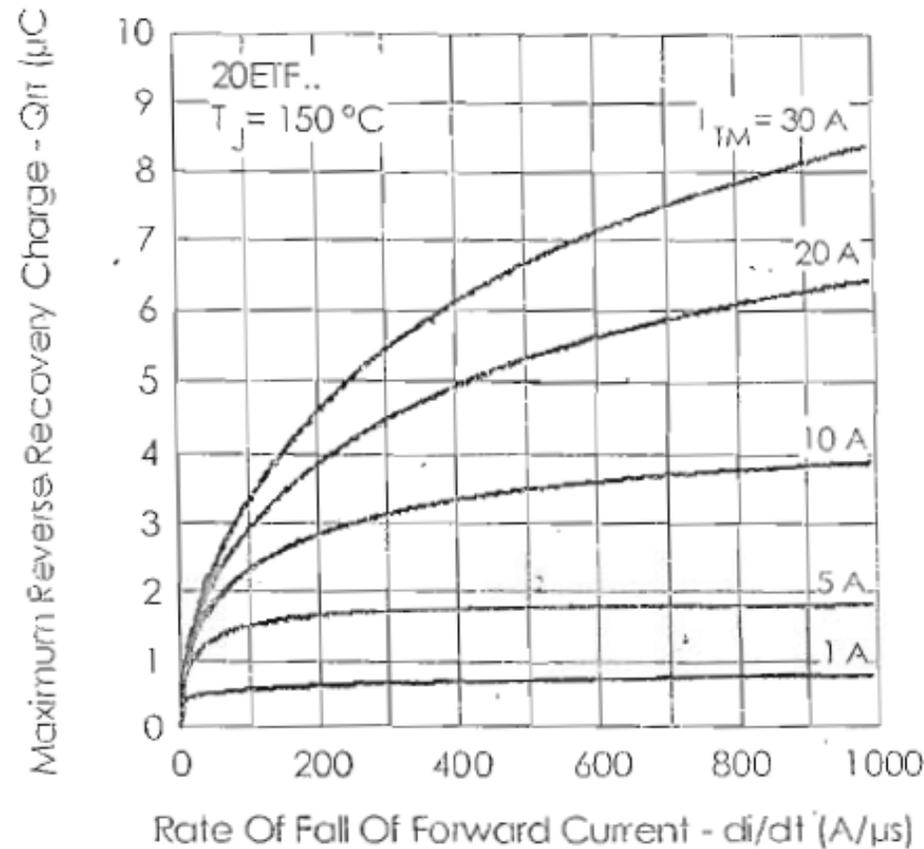
Carga acumulada,  $Q_{RR}$ , vs  $di_{AK}/dt$  de apagado y valor de la corriente  $I_{AK}$  al comienzo de la conmutación de apagado.

Además de retrasar el momento en donde el diodo entra en bloqueo, durante el proceso no instantáneo de apagado se produce una disipación de potencia en la juntura en forma de calor, que aumenta la temperatura de operación de la juntura y reduce la eficiencia energética del circuito.

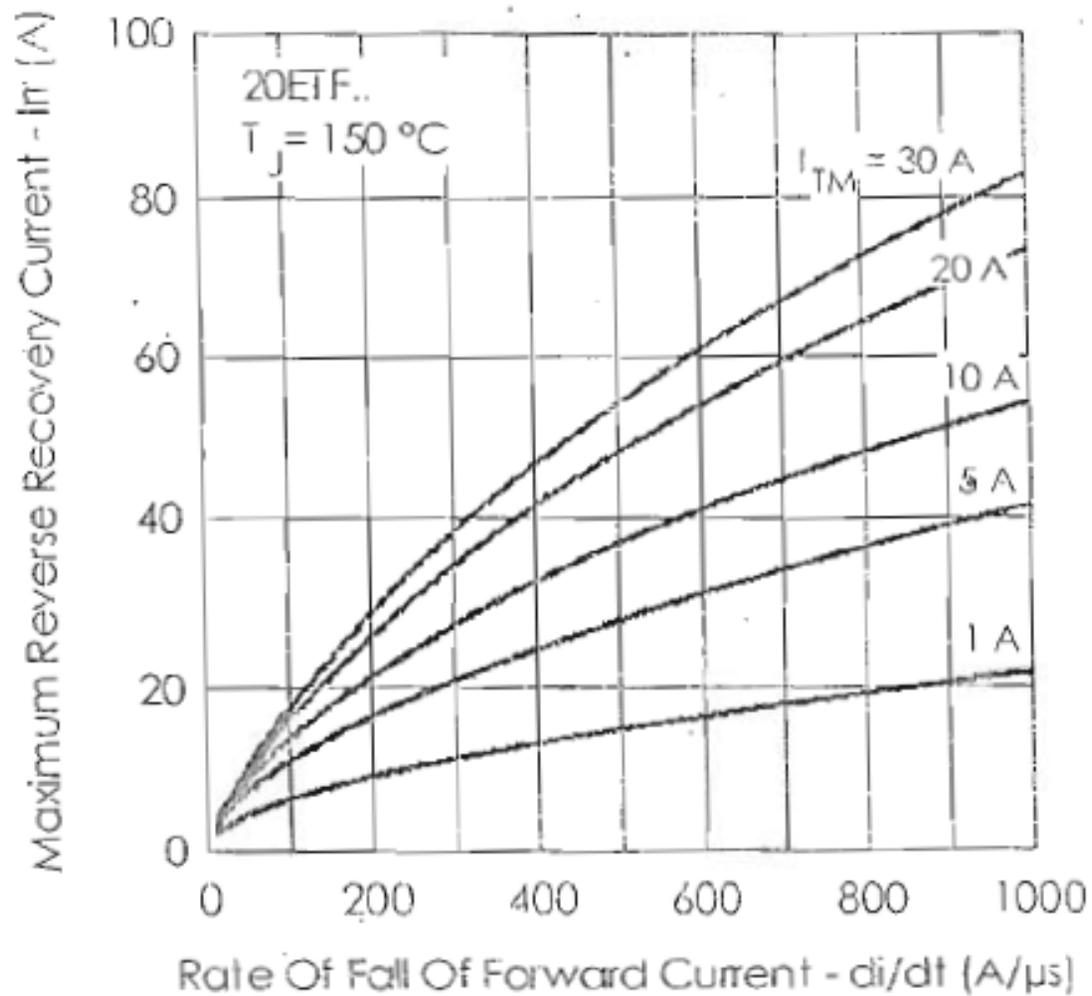


Proceso de generación de las pérdidas de apagado en un diodo genérico, forma ideal carga resistiva pura.

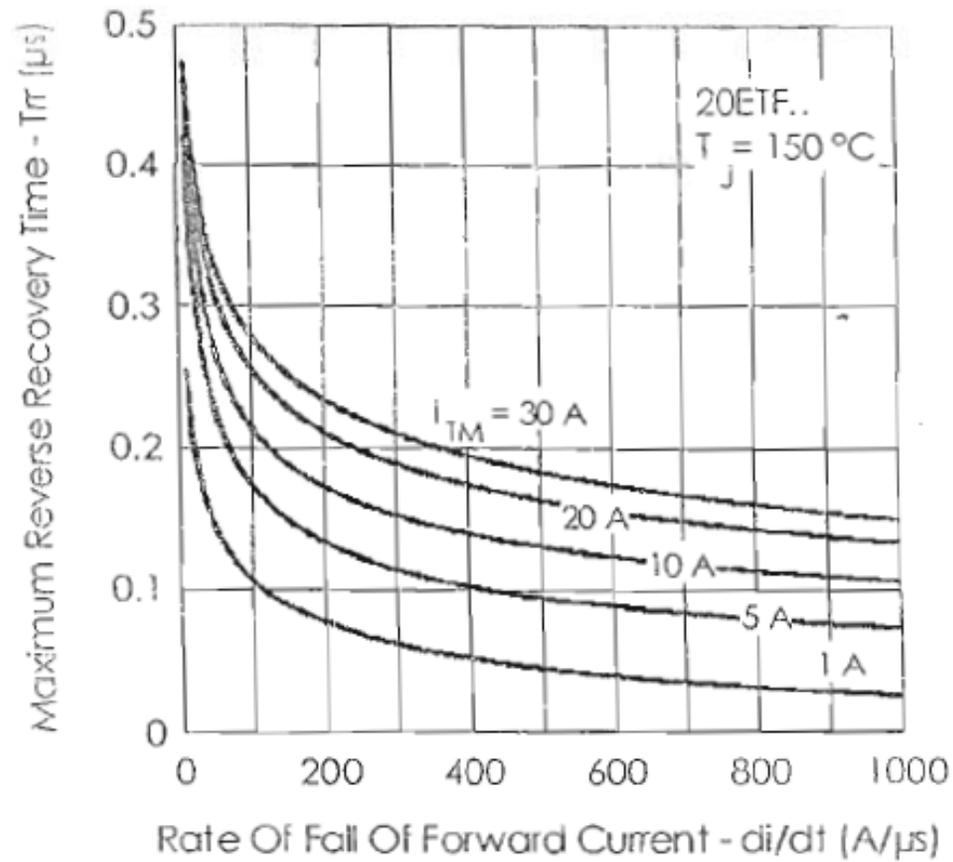
Las características de apagado también son afectadas por los cambios de temperatura en el juntura:



Carga almacenada ( $Q_s$ ) vs. pendiente de caída de la corriente en conducción, diodos rápidos tipo 20ETF de IR.



Corriente pico inversa vs. pendiente de caída de la corriente en conducción, diodos rápidos tipo 20ETF de IR.

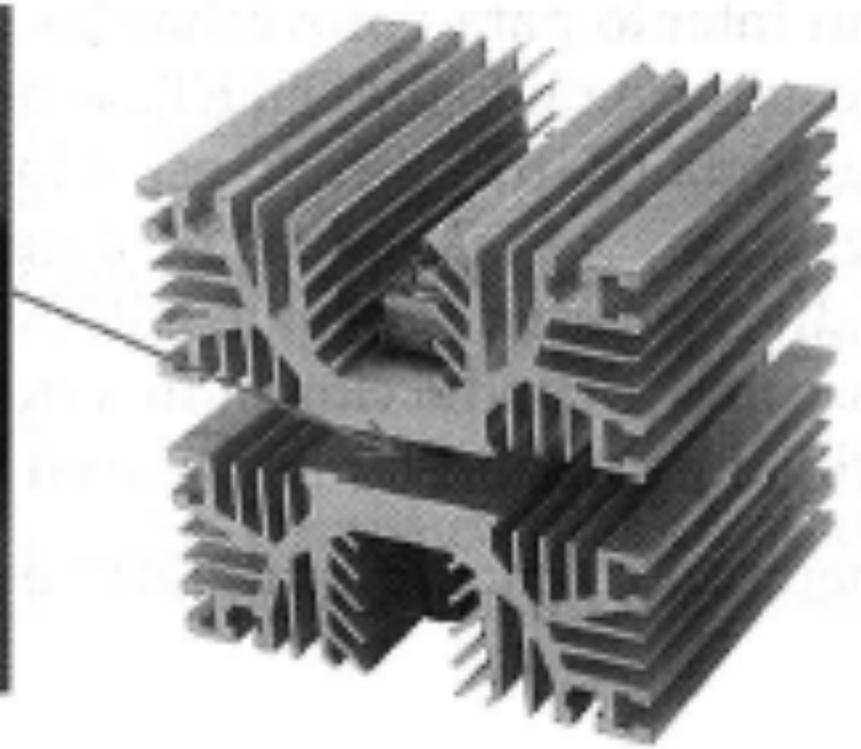


Tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ) vs. pendiente de caída de la corriente en conducción, diodos rápidos tipo 20ETF de IR.

## Consideraciones de encapsulado.

Además del incremento en el tamaño de los chips en el cual se construyen los diodos y tiristores de alta corriente, en igualdad de condiciones el aumento de la corriente en conducción directa produce un aumento en la potencia disipada en la juntura, lo que debe ser compensado por un aumento en la cantidad de energía térmica que puede ser transferida al medio ambiente.

Dado que uno de los factores importantes que limitan la transferencia de energía térmica al medio ambiente es la es el área efectiva del encapsulado del dispositivo que está en contacto con el disipador de calor, los tiristores de muy alta potencia son encapsulados en el llamado formato “hokey puk”, que permite usar un disipador de calor en cada una de las dos caras de la cápsula.



Tiristor en encapsulado tipo "hockey puk" (izquierda) y montado entre sus dos disipadores de calor (derecha).

El contacto eléctrico encapsulado-dispositivo se asegura por la presión externa de montaje (valor típico 1,2 kN/cm<sup>2</sup>).

## Especificaciones de montaje.

Para lograr el mejor contacto térmico y eléctrico el fabricante especifica:

$T_{ormin}$ : El torque mínimo de apretado entre el dispositivo y en disipador de calor. Un par de apretado menor que este no garantiza buen contacto, lo que puede generar fallas y sobrecalentamiento.

$T_{ormax}$ : El torque máximo de apretado entre el dispositivo y en disipador de calor. Un par de apretado mayor que este puede dañar el encapsulado y destruir al dispositivo.

Estas especificaciones son aplicables a todos los tipos de componentes electrónicos de control de potencia que se presenten en el mismo tipo de encapsulados.

### Especificaciones de almacenamiento.

El fabricante especifica la temperatura mínima (usualmente  $-50^{\circ}\text{C}$ ) y la máxima (usualmente  $125^{\circ}\text{C}$ ) de almacenamiento de los dispositivos. Almacenarlos a temperaturas menores o mayores puede causar daños a los dispositivos (el valor práctico de esta información es discutible).

Como en el caso anterior estas especificaciones son aplicables a todos los tipos de componentes electrónicos de control de potencia que se presenten en el mismo tipo de encapsulado.