



## 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 1.- Repaso conceptos: Potencia eléctrica. Armónicos**

**Tema 2.- Elementos semiconductores de potencia**

Diodo de potencia (características estáticas y dinámicas. Conexión serie, conexión paralelo), tiempos de conmutación. Transistor bipolar (Características. Tiempos de conmutación. Calculo de la potencia disipada. Curva SOA y fenómenos de ruptura. Ataque y protecciones)

**Tema 3.- Disipación de potencia**

Prof. J.D. Aguilar Peña  
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén

[jaguilar@ujaen.es](mailto:jaguilar@ujaen.es)

<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



2.1 Diodo de Potencia	1
2.1.1 Características estáticas	1
Modelos estáticos del Diodo	1
Simbología	1
Parámetros en estado de bloqueo	2
Parámetros en estado de conducción	2
Potencia media disipada por el diodo en conducción	3
2.1.2 Características dinámicas del Diodo de Potencia	4
Paso de conducción a corte, Turn off	5
Paso de corte a conducción, Turn on	7
2.1.3. Tipos de diodos de potencia	7
2.1.4. Asociación de Diodos de Potencia	7
Asociación de diodos en serie	7
Asociación de diodos en paralelo	9
2.2 Transistor Bipolar, BJT	11
2.2.1 Características del transistor Bipolar	11
2.2.2 Tiempos de Conmutación	14
2.2.3 Disipación de potencia en conmutación	15
2.2.4 Conmutación del BJT. Circuitos de control	18
2.2.5 Área de funcionamiento seguro, SOA	20
2.2.6 Protección del BJT	21
2.2.7 Circuitos de protección del BJT	22
Red snubber para el transitorio Turn on (Encendido)	23
Red snubber para el transitorio Turn off (Apagado)	23
2.3 El Transistor Mosfet de Potencia	26
2.3.1 Regiones de trabajo del MOSFET	27
Región Óhmica	28
Región Activa (Saturación de Canal)	28
Región de Corte	29
2.3.2 Circuitos de excitación para mosfet	29
2.4 Transistor Bipolar de Puerta Aislada, IGBT	31
2.5 Optoacopladores	32
2.6 Relés de Estado Sólido, SSR	32



## 2.1 Diodo de Potencia



Fig 2.1  
Diodo de potencia. Simbología

El elemento rectificador de potencia más común es el diodo de potencia. Las características de los diodos de potencia son, en general, similares a las de los diodos normales, idealmente presenta dos estados bien diferenciados: corte y conducción. El paso de un estado a otro no se realiza de forma instantánea y en dispositivos en los que el funcionamiento se realiza a elevada frecuencia, es muy importante el tiempo de paso entre estados, puesto que éste acotará las frecuencias de trabajo.

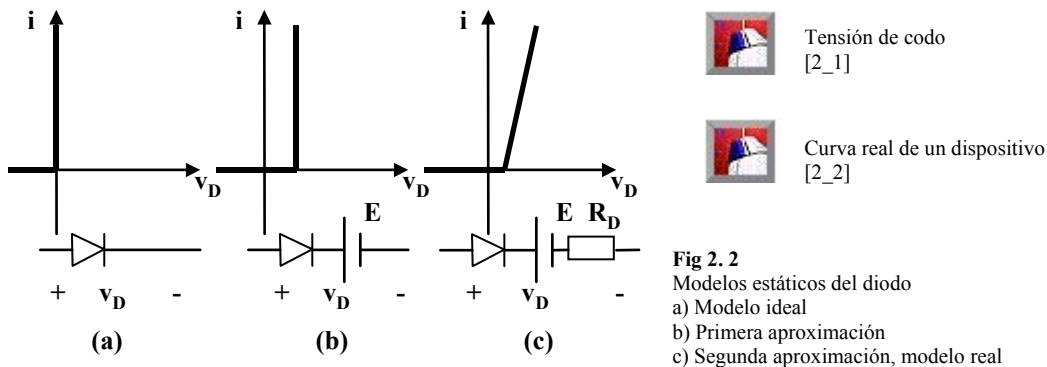
En cuanto a márgenes de funcionamiento, hay diodos que en estado de conducción pueden llegar a soportar corrientes medias superiores a los 1.500 A llegando hasta tensiones inversas superiores a los 2.000 V. El silicio es el elemento semiconductor más empleado puesto que es capaz de soportar elevadas intensidades en conducción y grandes tensiones inversas con bajas corrientes de fuga en corte. El único procedimiento de control posible, es invertir el voltaje entre ánodo y cátodo.

### 2.1.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

Las características estáticas del diodo de potencia, se estudian definiendo conceptos tales como modelos estáticos y parámetros en estado de bloqueo y de conducción.

#### Modelos estáticos del Diodo

En estado de **conducción**, tres son los modelos que podemos utilizar para el diodo semiconductor en función de la precisión que se requiera en los cálculos. En la figura 2.2 están representados junto con la curva tensión - intensidad que caracteriza a cada modelo.



El modelo ideal asemeja el diodo a un cortocircuito, despreciando la tensión de codo  $E$ , que sí es considerada en la primera aproximación. La resistencia interna  $R_D$ , junto a la tensión de codo también se considera en la segunda aproximación.

El modelo equivalente para el diodo de potencia en **corte** puede asemejarse a un interruptor abierto en el que se desprecian las corrientes de fuga del dispositivo.

#### Simbología

La simbología usada más comúnmente en electrónica de potencia se resume en el siguiente esquema, por ejemplo:  $V_{RSM}$  Tensión inversa máxima no repetitiva

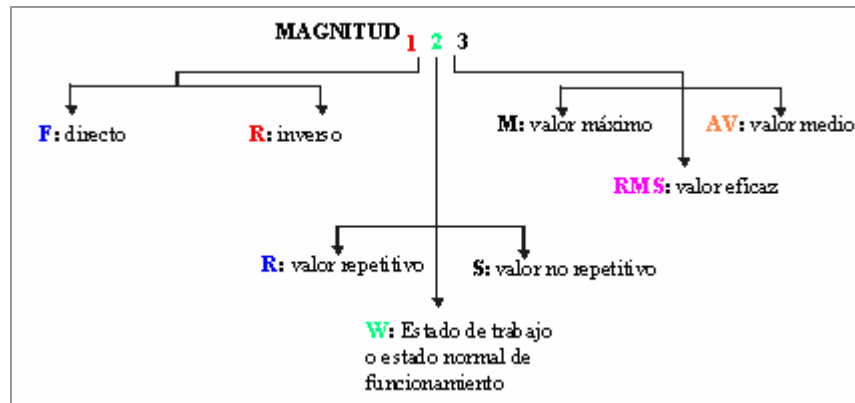


Fig 2. 3 Simbología empleada

### Parámetros en estado de bloqueo

Cuando un diodo se encuentra en estado de bloqueo, es decir, cuando no conduce existen una serie de valores de tensión que no pueden ser sobrepasados. En la figura 2.4 se han representado los valores máximos de tensión inversa ánodo - cátodo que puede soportar un diodo momentáneamente o de manera continuada, sin que el dispositivo semiconductor corra el peligro de destruirse.

- $V_{RWM}$  Tensión inversa de trabajo máxima. Es la tensión que puede ser soportada por el diodo de forma continuada sin peligro de calentamientos.
- $V_{RRM}$  Tensión inversa de pico repetitivo. Es la tensión que puede ser soportada en picos de 1 ms repetidos cada 10 ms por tiempo indefinido.
- $V_{RSM}$  Tensión inversa de pico no repetitivo. Es la tensión que puede ser soportada por una sola vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.
- $V_R$  Tensión de ruptura. Si es alcanzada, aunque sea por una sola vez con duración de 10 ms o menos, el diodo puede destruirse o al menos degradar sus características eléctricas.
- $I_R$  Intensidad de fugas. Intensidad que circula por el dispositivo de potencia cuando está bloqueado.

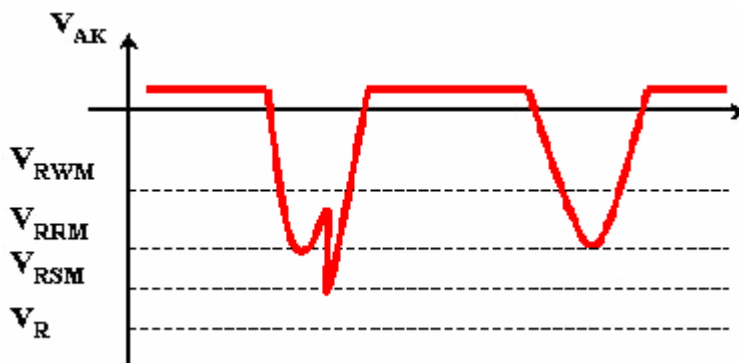


Fig 2. 4  
Parámetros en estado de bloqueo.  
Tensiones inversas en el diodo

### Parámetros en estado de conducción

Cuando el diodo conduce también es importante no sobrepasar los valores de corriente permitidos por el dispositivo y que son facilitados por el fabricante.

- $I_F (AV)$  Intensidad en directo media nominal. Es el valor medio de la máxima intensidad de impulsos senoidales de 180° que el diodo puede soportar con la cápsula mantenida a determinada temperatura.

- $I_{FRM}$  Intensidad en directo de pico repetitivo. Puede ser soportada cada 20 ms por tiempo indefinido, con duración del pico de 1 ms a determinada temperatura de la cápsula.
- $I_{FSM}$  Intensidad en directo de pico no repetitivo. Es el máximo pico de intensidad aplicable por una vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.

Algunos fabricantes dan la intensidad nominal en valor eficaz y no en valor medio, cuestión que hay que tener en cuenta cuando se comparan diodos de distintas marcas.



Datos del diodo en corte  
[2\_3]



Datos del diodo en conducción  
[2\_4]

### Potencia media disipada por el diodo en conducción

La potencia instantánea que disipa un diodo será:

$$p_d(t) = v_d(t) \cdot i_d(t) \quad \text{E 2.1}$$

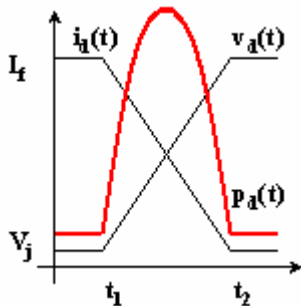


Fig 2.5  
Potencia instantánea disipada por el diodo en conmutación

La potencia media responde a la integral definida, de la potencia instantánea en un periodo, dividida por la duración del periodo T.

$$P_{d(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) \cdot i_d(t) \cdot dt \quad \text{E2.2}$$

Considerando la tensión de codo,  $V_D$  y la resistencia interna,  $R_D$  del diodo y sustituyendo en la ecuación [E2.2]

$$P_{d(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_D + i_d \cdot R_D) \cdot i_d \cdot dt = \frac{V_D}{T} \int_0^T i_d \cdot dt + \frac{R_D}{T} \int_0^T i_d^2 \cdot dt \quad \text{E2.3}$$

Esta expresión consta de dos términos; en el primero aparece la intensidad media, y en el segundo, la intensidad eficaz al cuadrado.

$$P_{d(AV)} = V_D \cdot I_{dc} + R_D \cdot I_{rms}^2 \quad \text{E2.4}$$



La potencia media no sólo depende de la intensidad media, sino también del valor eficaz de la señal y por lo tanto, del factor de forma, a.

$$a = \frac{I_{RMS}}{I_{DC}} \quad \text{E2.5}$$

## TEMA 2: SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Generalmente el fabricante proporciona información en las hojas de características del dispositivo semiconductor, por medio de tablas que indican la potencia disipada por el elemento para una intensidad conocida. También proporciona curvas que relacionan la potencia media con el factor de forma.



Ejemplos de curvas proporcionadas por el fabricante  
[2\_5]



Tipos de curvas  
[2\_6]

<b>Schottky Rectifier</b>				
<b>Absolute Maximum Ratings* T A = 25°C unless otherwise noted</b>				
<b>Symbol</b>	<b>Parameter</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	
VRRM	Maximum Repetitive Reverse Voltage	20	V	
IF(AV)	Average Rectified Forward Current 500 mA	500	mA	
IFSM	Non Repetitive Peak Forward Current (Surge applied at rated load conditions half wave, single phase, 60 Hz)	5.5	A	
Tstg	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C	
Tj max	Operating Junction Temperature	-65 to +150	°C	
*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.				
<b>Thermal Characteristics</b>				
<b>Symbol</b>	<b>Parameter</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance Junction to Ambient* 340 °C/W	340	°C/W	
R <sub>θJL</sub>	Thermal Resistance Junction to Lead 150 °C/W	150	°C/W	
*FR-4 or FR-5 = 3.5 x 1.5 inches using minimum recommended Land Pads.				
<b>Electrical Characteristics T A = 25°C unless otherwise noted</b>				
<b>Symbol</b>	<b>Parameter</b>	<b>Value</b>	<b>Units</b>	
VF	Forward Voltage @ IF = 100 mA,	IF = 100 mA, TA = 100 °C	300	mV
		IF = 100 mA, TA = 100 °C	220	mV
		IF = 500 mA,	385	mV
		IF = 500 mA, TA = 100 °C	330	mV
IR	Reverse Current @ VR = 10 V,	VR = 10 V, TA = 100 °C	75	μA
		VR = 10 V, TA = 100 °C	5.0	mA
		VR = 20 V,	250	μA
		VR = 20 V, TA = 100 °C	8.0	mA

Fig 2.6 Hoja de características.



### Cuestión didáctica 2.1

Observar y comentar los diferentes datos e información que se pueden obtener a partir de las hojas de características de un diodo.

## 2.1.2 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DEL DIODO DE POTENCIA

Cuando en el estudio del comportamiento de los dispositivos semiconductores se quiere profundizar en los transitorios provocados por la conmutación, hay que tener en cuenta las características dinámicas, dado que los dispositivos no son ideales, se requiere un tiempo, para conseguir el paso de corte a conducción,  $t_{on}$  y de conducción a corte,  $t_{off}$ .

**Paso de conducción a corte, Turn off**

Cuando un diodo se encuentra conduciendo una intensidad,  $I_d$  la zona central de la unión p-n está saturada de portadores mayoritarios con tanta mayor densidad de éstos cuanto mayor sea dicha intensidad. Si el circuito exterior fuerza la disminución de la corriente con una cierta velocidad,  $di/dt$  aplicando una tensión inversa, resultará que después del paso por cero de la señal  $i(t)$ , hay un periodo en el cual cierta cantidad de portadores cambian su sentido de movimiento y permiten que el diodo conduzca en sentido contrario. La tensión inversa entre ánodo y cátodo no se establece hasta después de un tiempo,  $t_s$  durante el cual los portadores empiezan a escasear y aparece en la unión una zona de carga espacial. La intensidad todavía tarda un tiempo  $t_f$  en pasar de un valor de pico negativo  $I_{rr}$  a un valor prácticamente nulo, mientras se va descargando la capacidad interna de la unión.

Esta capacidad se puede considerar como la suma de la **Capacidad de Difusión**,  $C_{dif}$  y la **Capacidad de Depleción o de transición**,  $C_j$  La primera es proporcional a la corriente por el diodo y sólo tiene relevancia con éste polarizado en directo, mientras que la segunda, aparece con el diodo polarizado en inverso.

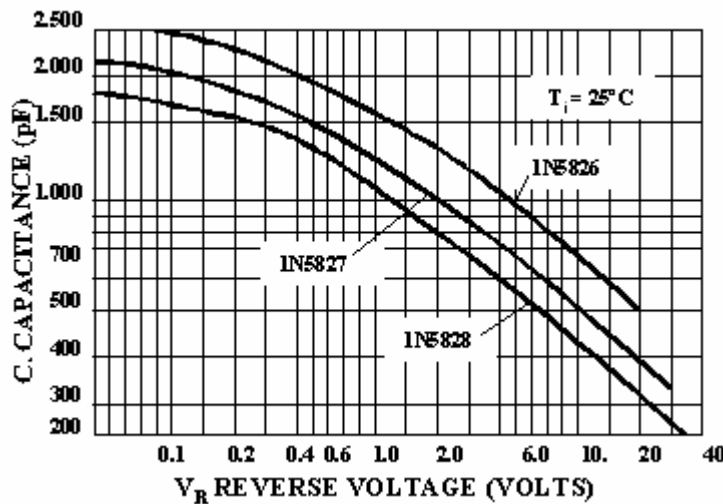


Fig 2. 7 Variación de la capacidad interna en función de la tensión inversa. Observar que para valores mayores de tensión inversa, la capacidad varía muy poco por lo que se puede considerar constante

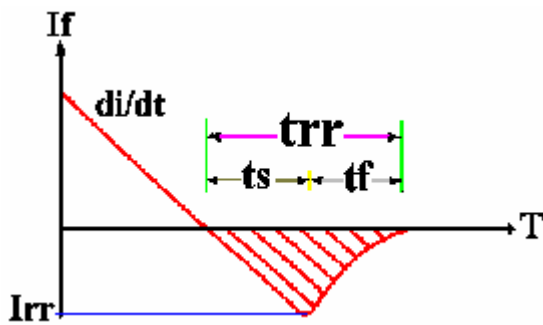


Fig 2. 8 En el paso de conducción a corte, la corriente por el diodo evoluciona desde valores positivos a valores negativos hasta que finalmente se anula. El tiempo de recuperación inverso,  $t_r$  adquiere una gran importancia a la hora de trabajar en conmutación, pues limita la máxima frecuencia de trabajo.

- **Tiempo de recuperación inverso,  $t_{rr}$**  Comprende el intervalo de tiempo desde que la corriente  $i_f$  pasa por cero en el cambio on – off hasta que la corriente vuelve a adquirir el 10 % del valor  $I_{rr}$ . También se puede definir como el periodo durante el cual el diodo permite la conducción en sentido negativo. Está compuesto por la suma del tiempo de almacenamiento,  $t_s$  y el tiempo de caída,  $t_f$

$$t_{rr} = t_s + t_f$$

E2. 6

- **Tiempo de almacenamiento,  $t_s$**  Es el tiempo que transcurre desde el paso por cero de la intensidad hasta que se alcanza el pico negativo y es debido a la acumulación de portadores en la región de depleción de la unión.

- **Tiempo de caída,  $t_f$**  Es el tiempo transcurrido desde el pico negativo de intensidad hasta que ésta se anula, y es debido a la descarga de la capacidad de la unión polarizada en inverso. En la práctica se suele medir desde el valor de pico negativo de la corriente hasta que se alcanza el 10% de dicho valor.
- **Carga eléctrica almacenada o desplazada,  $Q_{rr}$**
- **Factor de suavizado,  $S$**  Es la relación entre los tiempos de caída y almacenamiento.

$$S = \frac{t_f}{t_s}$$

E2.7

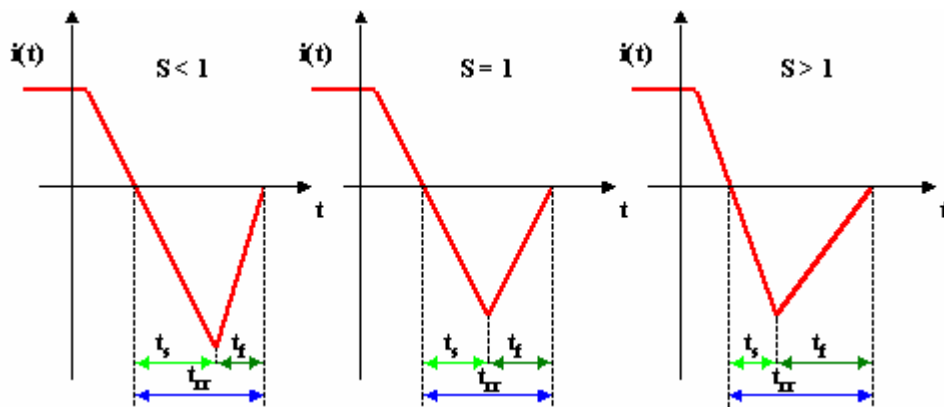


Fig 2.9 Forma de onda de la corriente por el diodo, según el valor del factor de suavizado, S

Para el cálculo de los parámetros  $I_{rr}$  y  $Q_{rr}$  hay que tener en cuenta la pendiente  $di/dt$  que representa la disminución de intensidad por el diodo y el área de un triángulo,  $Q_{rr}$  cuya base y altura son respectivamente  $t_{rr}$  e  $I_{rr}$ , que representa la carga almacenada en la unión p-n, durante el paso a corte del dispositivo, puesto que normalmente  $t_s$  y  $t_f$  suelen ser desconocidos se pueden suponer dos casos; que  $t_f$  es despreciable frente a  $t_s$  con lo cual  $t_{rr}$  es igual a  $t_s$  y que ambos son iguales a la mitad de  $t_{rr}$

$$I_{rr} = t_s \cdot \frac{di}{dt} \quad Q_{rr} = \frac{1}{2} t_{rr} \cdot I_{rr} \quad \text{E 2.8}$$

Primera suposición

$$t_f = 0 \Rightarrow t_s = t_{rr} \quad t_{rr} = \sqrt{2 \cdot \frac{Q_{rr}}{di/dt}} \quad I_{rr} = \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad \text{E 2.9}$$

Segunda suposición

$$t_s = t_f = \frac{t_{rr}}{2} \quad t_{rr} = \sqrt{4 \cdot \frac{Q_{rr}}{di/dt}} \quad I_{rr} = \sqrt{Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad \text{E2.10}$$

Una vez realizados los cálculos para ambos supuestos se elige siempre el peor de los casos: mayor  $t_{rr}$  o mayor  $I_{rr}$  según las especificaciones del problema. Pues éste es el que puede perjudicar en mayor medida al dispositivo semiconductor.



### Paso de corte a conducción, Turn on

Por ser prácticamente despreciables los efectos provocados por el **tiempo de recuperación directa**, indicar solamente que se conoce como **Turn on**, al tiempo que transcurre entre el instante en que la tensión entre el ánodo y cátodo se hace positiva y en el que dicha tensión alcanza el valor normal de conducción. Es decir el tiempo de paso de corte a conducción.



Características dinámicas  
[2\_7]

#### PROBLEMA 2.1



El diodo de potencia BYX 71 actúa inicialmente con una corriente de 2A y una temperatura ideal de la unión de 25°C. El diodo opera en un circuito en el cual la corriente es inversa, de 20 Amperios/microsegundo (A/μs). Determinar el tiempo de recuperación inversa,  $t_{rr}$ , así como la corriente inversa máxima,  $I_{RM}$

**Solución:**  $t_f = 0 \rightarrow t_{rr} = 265\text{ns}; I_{RM} = 5.29\text{ A}$   
 $t_f = t_s \rightarrow t_{rr} = 374\text{ns}; I_{RM} = 3.74\text{ A}$

[Fisher]

### 2.1.3. TIPOS DE DIODOS DE POTENCIA

#### Diodo rectificador normal

Tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente alto, típicamente de 25 μs, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, en las que el tiempo de recuperación no es crítico.

*Margen de funcionamiento:* desde < 1A hasta varios miles de A; 50V...5KV

#### Diodo de barrera Schottky

En un diodo Schottky se puede eliminar (o minimizar) el problema de almacenamiento de carga de una unión pn. Esto se lleva a cabo estableciendo una “barrera de potencial” con un contacto entre un metal y un semiconductor

*Margen de funcionamiento:* 1A...300A; Son usados en rectificadores de bajo voltaje para mejorar la eficacia de la rectificación.

#### Diodo de recuperación rápida

Los diodos de recuperación rápida tienen un tiempo de recuperación bajo, por lo general menor que 5μs. Esta característica es especialmente valiosa en altas frecuencias. Un diodo con esta variación de corriente tan rápida necesitará contactos de protección, sobre todo cuando en el contacto exterior encontramos elementos inductivos.

*Margen de funcionamiento:* <1A...300A; 50V...3KV

### 2.1.4. ASOCIACIÓN DE DIODOS DE POTENCIA

Las dos características más importantes del diodo de potencia son: La intensidad máxima en directo y la tensión inversa máxima de bloqueo. Si las necesidades del circuito pueden llegar a sobrepasar la capacidad máxima del dispositivo es necesario utilizar varios diodos asociados en serie o en paralelo según el caso.

#### Asociación de diodos en serie

Para aplicaciones en las que aparecen tensiones inversas elevadas por rama, como por ejemplo en rectificadores de potencia, la capacidad de bloqueo de un único diodo puede no ser suficiente. Será

necesario una conexión serie de dos o más elementos. Si los elementos están colocados en serie, tendrán la misma corriente de fugas, sin embargo, presentan tensiones inversas diferentes. Esto podría causar que alguno de los diodos pudiera destruirse por sobrepasamiento de su tensión inversa máxima.

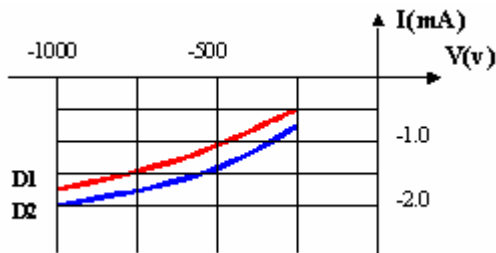


Fig 2. 10  
Tensiones inversas y corrientes de fuga en dos diodos distintos

Este problema puede resolverse conectando resistencias en paralelo con cada diodo.

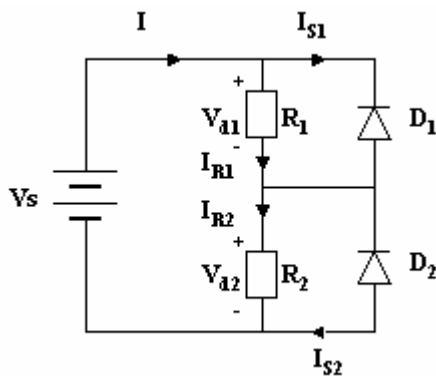


Fig 2. 11  
Asociación de diodos en serie

Para que estas resistencias sean efectivas, deben conducir una corriente mucho mayor que la corriente de fugas del diodo.

$$I = I_{S1} + I_{R1} = I_{S2} + I_{R2} \quad \text{E 2.11}$$

$$I_{S1} + \frac{V_{d1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{d2}}{R_2} \quad \text{E 2.12}$$

Si  $R = R_1 = R_2$

$$I_{S1} + \frac{V_{d1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{d2}}{R} \quad \text{E 2.13}$$

### PROBLEMA 2.2



Los dos diodos que se muestran en la figura 2.11 están conectados en serie, un voltaje total de  $V_D = 5 \text{ kV}$ . Las corrientes de fuga inversas de los dos diodos son  $I_{S1} = 30 \text{ mA}$  e  $I_{S2} = 35 \text{ mA}$ .

(a) Encuentre los voltajes de diodo, si las resistencias de distribución del voltaje son iguales,  $R_1 = R_2 = R = 100 \text{ k}\Omega$ .

(b) Encuentre las resistencias de repartición del voltaje  $R_1$  y  $R_2$ , si los voltajes del diodo son iguales,  $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$ .

(c) Utilice PSpice para verificar los resultados de la parte (a). Los parámetros del modelo PSpice son:  $BV = 3 \text{ kV}$  e  $I_S = 20 \text{ mA}$  para el diodo  $D_1$ , e  $I_S = 35 \text{ mA}$  para el diodo  $D_2$

**Solución:** (a)  $V_{D1}=2750\text{V}$ ,  $V_{D2}=2250\text{V}$ ; (b)  $R_1=100\text{k}\Omega$ ,  $R_2=125\text{k}\Omega$ ;

[Rashid]



Circuito para la simulación Pspice



**PROBLEMA 2.3**

Se pretende colocar 3 diodos, de tensión inversa máxima 40V, en serie para soportar una tensión total de 100V. Calcular las resistencias de equalización necesarias sabiendo que la corriente inversa máxima de estos diodos (para 40V de tensión inversa) es de 40mA. ¿Qué nombre recibe este tipo de equalización?

Solución:

$$R_{eq} = \frac{V_{RRM}}{I_{RM}} = \frac{40\text{ V}}{40\text{ mA}} = 1\text{ K}\Omega$$

Por  $d_1$  no circula corriente inversa y por  $d_2$  y  $d_3$  circula la máxima, por lo tanto, para estos dos tenemos:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{R_{eq} \cdot R}{R_{eq} + R} \\ \frac{R_{eq} \cdot R}{R_{eq} + R} \end{array} \right\} \rightarrow \frac{2 \cdot R_{eq} \cdot R}{R_{eq} + R}$$

$$u_1 < V_{RRM} = 40\text{ V} \rightarrow u_1 = R \cdot \frac{U_{Total}}{R + \frac{2 \cdot R_{eq} \cdot R}{R_{eq} + R}}$$

Despejando tenemos:  $R = 0.3\text{K}\Omega$

$$a = \frac{R_{eq\ min}}{R} \text{ (Parámetro introducido para facilitar el cálculo)}$$

$$\text{Debe cumplirse que: } a > \frac{U_{Total}/V_{RRM} - 1}{n - \frac{U_{Total}}{V_{RRM}}}; R < \frac{V_{RRM}}{I_{RM}} \frac{n - \frac{U_{Total}}{V_{RRM}}}{U_{Total}/V_{RRM} - 1}$$

[Gualda]

**Asociación de diodos en paralelo**

Esta configuración se utiliza cuando se requieren altas intensidades. Presenta como inconveniente el reparto desigual de la corriente por cada una de las ramas de los diodos debido a las distintas características de conducción de los mismos.

Este problema se puede resolver utilizando dos criterios: conectando resistencias en serie con cada diodo o bien inductancias iguales acopladas en cada rama de la red paralelo. Las resistencias conectadas en serie ayudan a estabilizar e igualar los valores de intensidad  $I_1$  e  $I_2$ . Las inductancias se pueden obtener utilizando transformadores con una relación de transformación 1:1 conectados tal y como muestra la figura 2.12.

El segundo método es aplicable únicamente en condiciones de operación en las que la alimentación sea pulsatoria o senoidal.

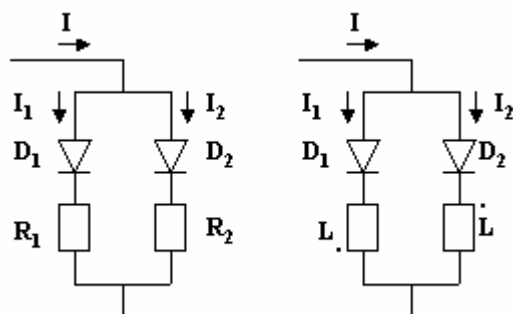


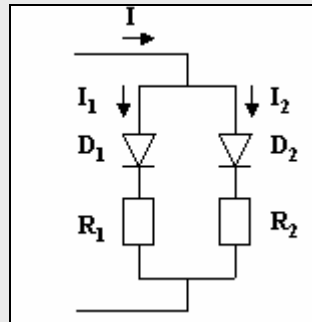
Fig 2.12 Asociación de diodos en paralelo. Circuitos de estabilización de corriente por resistencias e inductancias

PROBLEMA 2.4



Se conectan dos diodos en paralelo de forma que en total tienen que conducir 100A. Determinar el valor de las resistencias para que ninguno conduzca más de 55A. Calcular la potencia y la caída de tensión en cada rama.

Datos:  $V_{D1}=1.5V$ ;  $V_{D2}=1.8V$



**Solución:**

Suponiendo que algún diodo conduzca 55A, este diodo será el de menor tensión de codo

$$I_1 = 55A$$

$$I_2 = 45A$$

Como  $V = R \cdot I_1 + V_{D1} = R \cdot I_2 + V_{D2}$ , tenemos que la resistencia en cada rama será:

$$R = \frac{V_{D2} - V_{D1}}{I_1 - I_2} = \frac{1.8V - 1.5V}{55A - 45A} \Rightarrow \boxed{R = 0.03\Omega}$$

La potencia en cada rama será:

$$P_{R1} = R \cdot I_1^2 = 0.03\Omega \cdot (55A)^2 \Rightarrow \boxed{P_{R1} = 90.75W}$$

$$P_{R2} = R \cdot I_2^2 = 0.03\Omega \cdot (45A)^2 \Rightarrow \boxed{P_{R2} = 60.75W}$$

La caída de tensión en cada rama será:

$$V = R \cdot I_1 + V_{D1} = 0.03\Omega \cdot 55A + 1.5V \Rightarrow \boxed{V = 3.15V}$$

[Fisher]

PROBLEMA 2.5



Dos diodos con rango de 800V de voltaje y corriente inversa de 1mA, se conectan en serie a una fuente de AC de 980 voltios de tensión de pico ( $V_{smax}$ ). La característica inversa es la presentada en la figura. Determinar:

- (a) Voltaje inverso de cada diodo.
- (b) Valor de la resistencia a colocar en paralelo de forma que el voltaje en los diodos no sea superior al 55% de  $V_{smax}$ .
- (c) Corriente total y pérdidas de potencia en las resistencias.

**Solución:** (a)  $V_{D1}=700V$ ,  $V_{D2}=280V$ ; (b)  $V_{D1}=539V$ ,  $V_{D2}=441V$   $R=140k\Omega$ ; (c)  $I_S=4.55mA$ ,  $P_R=2.54W$

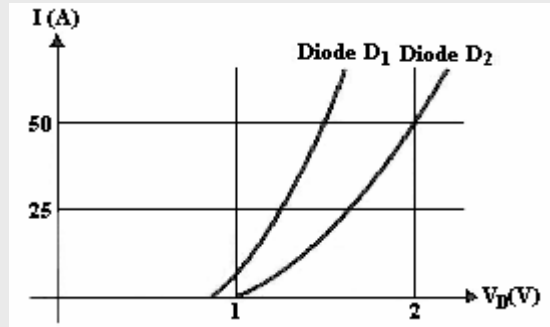
[Ashfaq]

PROBLEMA 2.6



Dos diodos tienen las características presentadas son conectados en paralelo. La corriente total es de 50A. Son conectadas dos resistencias en serie con los diodos para provocar una redistribución de la corriente. Determinar:

- (a) el valor de la resistencia de forma que por un diodo no circule más del 55% de  $I_{max}$
- (b) Potencia total de pérdidas en las resistencias.
- (c) Caída de tensión diodo resistencia.



Solución: (a)  $R=0.06\Omega$ ; (b)  $P_R=75.8W$ ; (c)  $V=2.95V$

[Ashfaq]

## 2.2 Transistor Bipolar, BJT

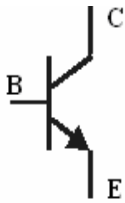


Fig 2. 13  
Transistor de Potencia.  
Simbología

El transistor bipolar es conocido como un elemento amplificador de señal. En el contexto de los componentes electrónicos de Potencia, es usado como un dispositivo de conmutación, ya que, dispone de las características que lo convierten en un conmutador casi ideal.

A diferencia del transistor bipolar normal, en el cual, la zona de trabajo más importante es la lineal, en el transistor de potencia los estados más importantes de funcionamiento son saturación y corte. Estos dos estados se corresponden con los estados cerrado y abierto del conmutador ideal.



Zonas de funcionamiento  
[2\_8]



Circuito con carga resistiva  
[2\_9]

Los transistores bipolares de alta potencia se utilizan fundamentalmente para trabajar con frecuencias por debajo de 10KHz y en aplicaciones que requieran 1.200 V y 400 A como máximo.

### 2.2.1 CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR BIPOLAR

El funcionamiento y utilización del transistor de potencia es idéntico al del transistor normal, teniendo como característica especial la capacidad de soportar altas tensiones e intensidades y por tanto elevadas potencias a disipar.

Características a tener en cuenta en el transistor bipolar:

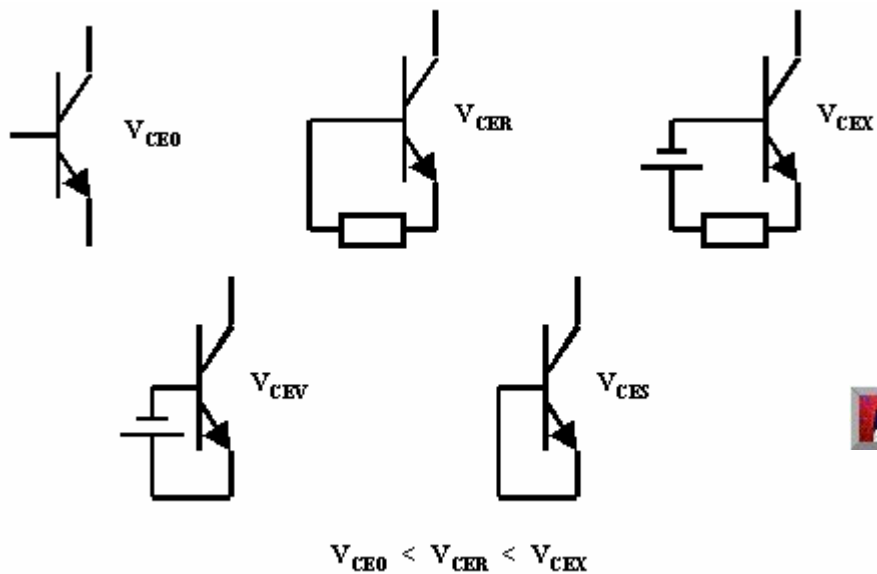
- $I_C$  = Intensidad máxima que puede circular por el Colector
- $V_{CE0}$  = Tensión de ruptura de colector con base abierta, (máxima tensión C-E que se puede aplicar en extremos del transistor sin provoca la ruptura)
- $P_{max}$  = Potencia máxima
- Tensión en sentido directo

## TEMA 2: SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

- Corriente de fugas
- Frecuencia de corte
- $V_{CBO}$  = Tensión de ruptura colector - base con base abierta
- $V_{EBO}$  = Tensión de ruptura emisor - base con base abierta
- $V_{CEOSUS}$  = Tensión de ruptura por un aumento excesivo de la corriente de colector y de la tensión C - E

En función de la polarización B-E, se pueden definir otras características:

- $V_{CEO}$  = Tensión de ruptura colector – emisor, con base abierta.
- $V_{CER}$  = Tensión colector – emisor con resistencia de base especificada.
- $V_{CEX}$  = Tensión colector – emisor con circuito especificado entre base – emisor.
- $V_{CEV}$  = Tensión colector – emisor con tensión especificada entre base – emisor.
- $V_{CES}$  = Tensión colector – emisor con unión base – emisor cortocircuitada.



Parámetros en el 2N3055  
[2\_10]

En relación con los parámetros definidos anteriormente, se puede decir que la  $V_{CEm\acute{a}x}$  depende esencialmente de tres factores.



- La polarización base - emisor.
- El gradiente de tensión ( $dV/dt$ ).
- La estructura interna del transistor (tecnología de fabricación).

Los transistores bipolares de potencia presentan durante la conmutación un fenómeno complejo conocido como efecto de segunda ruptura. Si la ruptura por avalancha se denomina primera ruptura, la segunda ruptura se puede definir como la ruptura de la unión debido a efectos térmicos localizados (creación de puntos calientes).

La primera ruptura se debe a un aumento excesivo de la tensión C - E. Sin embargo, la ruptura secundaria se produce cuando la tensión C - E y la corriente de colector aumentan excesivamente, de tal forma que ésta última se concentra en una pequeña área de la unión de colector polarizado inversamente. La concentración de corriente forma un punto caliente (falta de uniformidad en el reparto de la corriente) y el dispositivo se destruye térmicamente. Este tipo de ruptura podrá presentarse tanto en **turn on** como en **turn off**.

La figura 2.14 muestra la característica tensión - intensidad de un transistor NPN bipolar de potencia. Al igual que en uno de pequeña potencia, se pueden distinguir tres zonas: activa, corte y saturación.

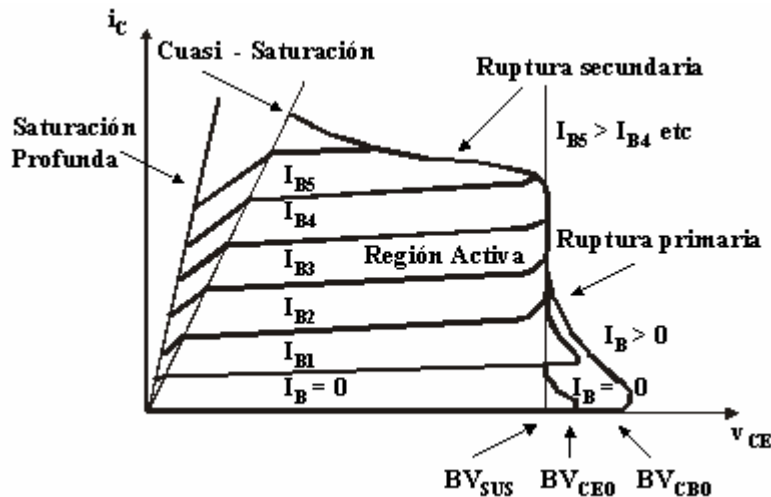


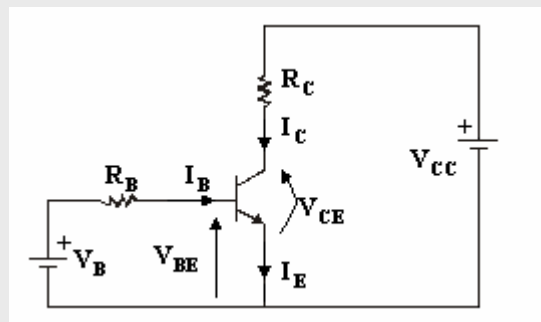
Fig 2. 14  
Característica V - I de un transistor NPN bipolar de potencia.

PROBLEMA 2.7



El transistor bipolar de la figura, tiene una  $\beta$  en el rango 8 a 40. Calcular el valor de  $R_B$  que resulta en saturación con un factor de sobreexcitación de 5, la  $\beta_f$  forzada y la pérdida de potencia  $P_T$  en el transistor.

Datos:  $8 \leq \beta \leq 40$ ;  $R_C = 11\Omega$ ;  $V_{CC} = 200V$ ;  $V_B = 10V$ ;  $V_{CEsat} = 1.0V$ ;  $V_{BEsat} = 1.5V$ ;  $ODF = 5$



Solución:

La corriente de colector en saturación es:

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{200V - 1.0V}{11\Omega} \Rightarrow I_{CS} = 18.091A$$

La corriente de base en saturación es:

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_{min}} = \frac{18.1A}{8} \Rightarrow I_{BS} = 2.263A$$

Normalmente se diseña el circuito de tal forma que  $I_B$  sea mayor que  $I_{BS}$

El factor de sobreexcitación, ODF, proporciona la relación entre ambas:  $ODF = \frac{I_B}{I_{BS}}$

$$I_B = I_{BS} \cdot ODF = 2.263A \cdot 5 \Rightarrow I_B = 11.313A$$

El valor de  $R_B$  se calcula a partir de la ecuación de la corriente de base:  $I_B = \frac{V_B - V_{BEsat}}{R_B}$

...

$$R_B = \frac{V_B - V_{BEsat}}{I_B} = \frac{10\text{ V} - 1.5\text{ V}}{11.313\text{ A}} \Rightarrow \boxed{R_B = 0.751\Omega}$$

La  $\beta$  forzada,  $\beta_f$ , mide la relación entre  $I_{CS}$  e  $I_B$

$$\beta_f = \frac{I_{CS}}{I_B} = \frac{18.091\text{ A}}{11.313\text{ A}} \Rightarrow \boxed{\beta_f = 1.6}$$

La pérdida de potencia total,  $P_T$ , es:

$$P_T = V_{BEsat} \cdot I_B + V_{CEsat} \cdot I_{CS} = 1.5\text{ V} \cdot 11.313\text{ A} + 1.0\text{ V} \cdot 18.091\text{ A} \Rightarrow$$

$$\boxed{P_T = 35.06\text{ W}}$$

[Rashid]

### 2.2.2 TIEMPOS DE CONMUTACIÓN

Para aplicaciones en las cuales se usa el transistor de potencia como interruptor, es necesario hacerle cambiar de estado, on - off, reiteradamente. El paso de un estado a otro se denomina conmutación y no se realiza de forma instantánea, sino que requiere un cierto tiempo. En función de la magnitud del mismo, se verá limitada la utilidad del dispositivo. Esta limitación cobra mayor importancia a medida que aumenta la velocidad de conmutación o lo que es lo mismo, la frecuencia de control.

En el diseño se deben disminuir los tiempos de conmutación ya que estos tiempos producen picos de potencia.

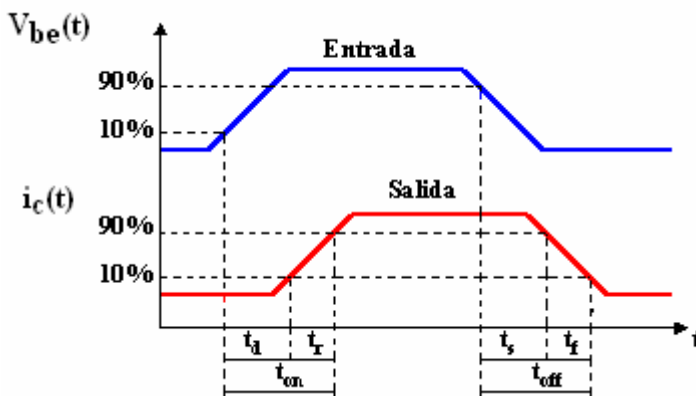


Fig 2. 15  
Tiempos de conmutación en el transistor

Cada uno de los dos tipos de conmutación, turn on y turn off lleva asociado un tiempo de conmutación que a su vez se puede subdividir en otros dos tiempos.

- **Tiempo de encendido,  $t_{on}$**  Es el tiempo que necesita el dispositivo para conmutar de corte a conducción, turn on.

$$t_{on} = t_d + t_r \quad \text{E 2.14}$$

**Tiempo de retardo (Delay Time,  $t_d$ )** Es el que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada al dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.

**Tiempo de subida (Rise Time,  $t_r$ )** Tiempo que emplea la señal de salida para evolucionar desde el 10% hasta el 90% de su valor final.



- Tiempo de apagado,  $t_{off}$**  Es el tiempo que necesita el dispositivo para conmutar de conducción a corte, turn off.

$$t_{off} = t_s + t_f \quad \text{E 2.15}$$

**Tiempo de almacenamiento (Storage Time,  $t_s$ )** Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor inicial.

**Tiempo de caída (Fall time,  $t_f$ )** Tiempo que emplea la señal de salida para evolucionar desde el 90% hasta el 10% de su valor inicial.

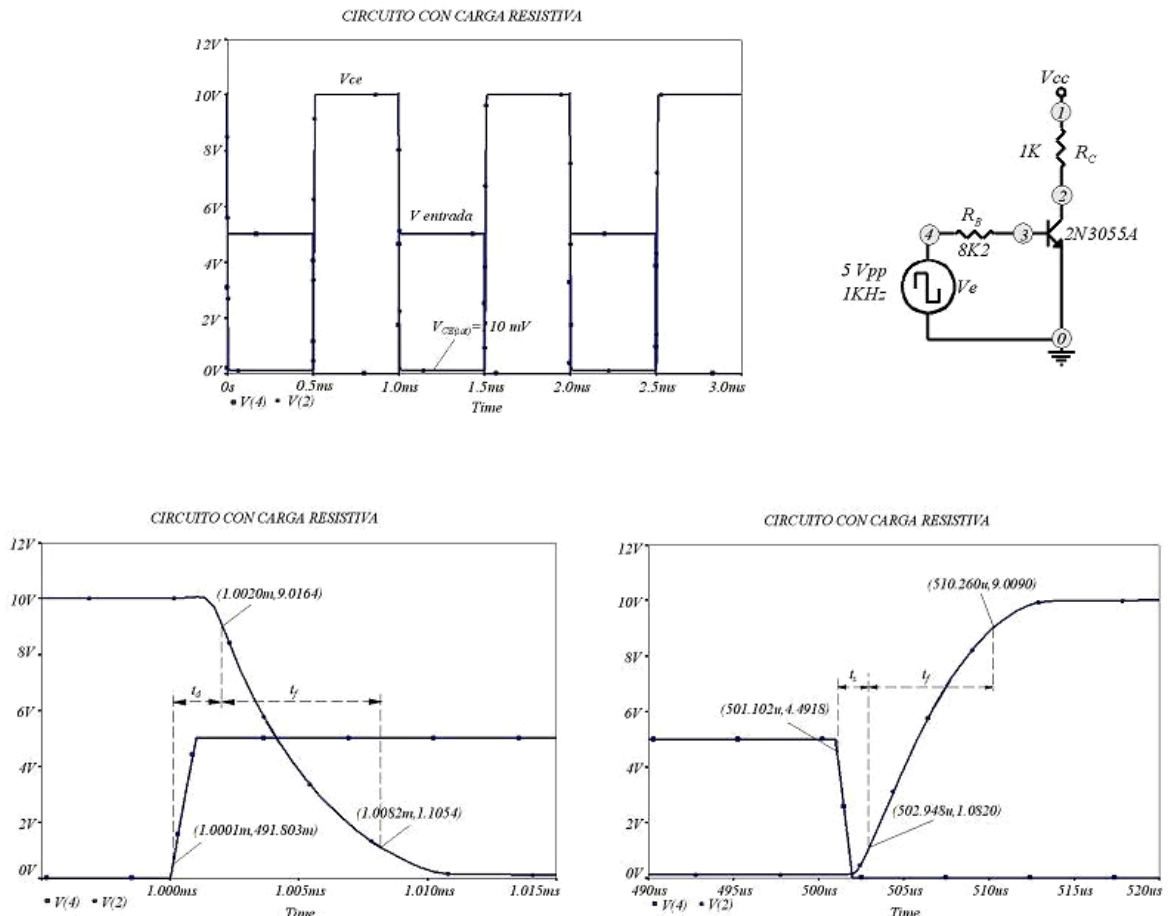


Fig 2.16 Tiempo de encendido y tiempo de apagado de un circuito con carga resistiva



Características 2N3055  
[2\_11]



Turn-on  
[2\_12]



Turn-off  
[2\_13]

### 2.2.3 DISIPACIÓN DE POTENCIA EN CONMUTACIÓN

La disipación de potencia del transistor trabajando en conmutación se puede subdividir en varias componentes: la potencia en la base, la potencia en estado de corte, la potencia en estado de conducción y la potencia perdida en las conmutaciones.

La potencia que se utiliza para controlar el terminal de control o base, viene dada por la expresión.

$$p_B(t) \approx V_{BE} \cdot I_B \quad \text{E 2.16}$$

Otra pequeña componente es la potencia disipada por el transistor, en estado de corte y viene dada por la expresión

$$p_{\text{off}}(t) = v_{\text{CE}}(t) \cdot i_{\text{C}}(t) \approx V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{fugas}} \quad \text{E 2.17}$$

$P_{\text{B}}$  y  $P_{\text{off}}$  normalmente son despreciables.

El término más importante viene dado por las pérdidas de potencia en conducción

$$p_{\text{on}}(t) = V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{C(sat)}} \quad \text{E 2.18}$$

La energía perdida en la conmutación de corte a conducción se denomina  $W_{\text{on}}$  y en la conmutación de conducción a corte,  $W_{\text{off}}$

Si los tiempos asociados a estas componentes son cortos y la frecuencia de conmutación del BJT es alta, se deberá calcular la potencia media disipada multiplicando los términos de potencia por la frecuencia de conmutación. Este valor es muy importante para calcular y diseñar el disipador de calor que deberá acoplarse al dispositivo. La potencia media disipada vendrá dada por la siguiente expresión.

$$P_{\text{D}} \approx [ P_{\text{on}} \cdot t_{\text{on}} + (W_{\text{off}} + W_{\text{on}}) ] \cdot f \quad \text{E 2.19}$$

Si el transistor trabaja con pulsos de frecuencia y amplitud constantes, se puede hallar la energía disipada en cada ciclo para luego hallar su valor medio mediante integración.

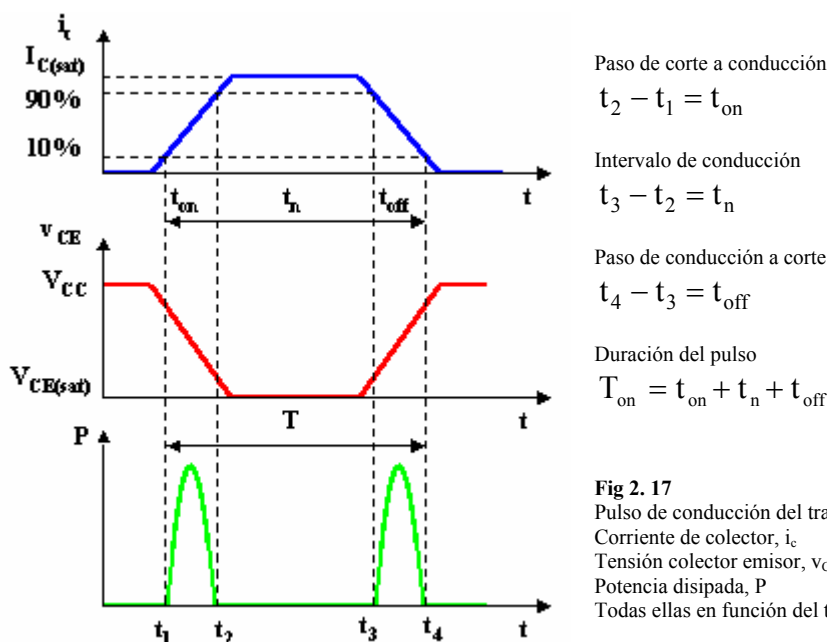
La potencia instantánea disipada por el transistor, se obtiene multiplicando la intensidad de colector por la tensión colector - emisor en cada instante.

$$P_{\text{D}}(t) = i_{\text{C}}(t) \cdot v_{\text{ce}}(t) \quad \text{E 2.20}$$

Si se integra esta expresión respecto del tiempo se tendrá la energía instantánea perdida por ciclo.

$$W(t) = \int i_{\text{C}}(t) \cdot v_{\text{ce}}(t) \cdot dt \quad \text{E2.21}$$

La figura muestra como se puede dividir la duración de un pulso,  $T_{\text{on}}$  para su posterior estudio, desde el punto de vista de la disipación de potencia.



Por tanto la energía perdida en el pulso también se puede descomponer como la suma de las energías perdidas en cada intervalo:  $t_{on}$ ,  $t_n$  y  $t_{off}$

$$W(t) = W_{on}(t) + W_n(t) + W_{off}(t) \quad \text{E 2.22}$$

Las energías perdidas se calculan aplicando la ecuación [E.2.23] a cada intervalo considerado.

$$W_{on} = \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) \cdot v_{ce}(t) \cdot dt = \frac{I_{C(sat)} \cdot V_{CC} \cdot t_{on}}{6} \quad \text{E 2.23}$$

$$W_n = \int_{t_2}^{t_3} i_C(t) \cdot v_{ce}(t) \cdot dt = I_{C(sat)} \cdot V_{CE(sat)} \cdot t_n \quad \text{E 2.24}$$

$$W_{off} = \int_{t_3}^{t_4} i_C(t) \cdot v_{ce}(t) \cdot dt = \frac{I_{C(sat)} \cdot V_{CC} \cdot t_{off}}{6} \quad \text{E 2.25}$$

Se puede decir, por tanto, que la energía total perdida en cada pulso será la suma de las energías obtenidas en las ecuaciones anteriores. Si se divide dicha energía entre el periodo de la señal, T se obtiene el valor medio de la potencia total disipada por el transistor:

$$P_{TOT(AV)} = \frac{W_{on} + W_n + W_{off}}{T} \quad \text{E 2.26}$$

### PROBLEMA 2.8



Las formas de onda de la Fig 2.17 corresponden a un pulso de salida en un transistor de potencia. Determinar las pérdidas de potencia debidas a la corriente de colector en los siguientes instantes:

- (a) Durante  $t_{on}$
- (b) Durante el tiempo de conducción,  $t_n$
- (c) Durante  $t_{off}$
- (d) Durante el tiempo de apagado o no conducción,  $t_o$

Calcular también la potencia de pérdidas total,  $P_T$  y dibujar la potencia instantánea,  $P_C(t)$

Datos:  $V_{CC} = 250V$ ;  $V_{BEsat} = 3V$ ;  $I_B = 8A$ ;  $V_{CEsat} = 2V$ ;  $I_{CE} = 100A$ ;  $I_{CEO} = 3mA$ ;  $t_d = 0.5\mu s$ ;  $t_r = 1\mu s$ ;  $t_s = 5\mu s$ ;  $t_f = 3\mu s$ ;  $f_s = 10kHz$  (frecuencia de trabajo);  $k = 50\%$  (ciclo de trabajo).

**Solución:** (a)  $P_d = 3.75mW$ ;  $P_T = 42.333W \rightarrow P_{on} = 42.337W$ . (b)  $P_n = 97W$ . (c)  $P_s = 10W$ ;  $P_f = 125W \rightarrow P_{off} = 135W$ . (d)  $P_o = 0.315W$

[Rashid]



En algunas ocasiones no es necesario realizar un análisis tan completo como en el problema anterior. Hay algunos autores que optan por emplear un método aproximado, considerando que la  $V_{CE(sat)} = 0$ , y la  $I_{CEO} = 0$  y calculando únicamente las pérdidas de potencia durante el tiempo de subida  $t_r$  y el de bajada  $t_f$ . Mediante esta aproximación, solo se evalúa la pérdida de potencia en los instantes en que se produce la conmutación del dispositivo, que es cuando se produce una disipación de potencia elevada, como se ha comprobado en el ejemplo anterior.



### Cuestión didáctica 2.2

¿Como incide la  $V_{CEsat}$  sobre las pérdidas totales?

PROBLEMA 2.9



Repetir los cálculos del problema 2.8 teniendo en cuenta las consideraciones y aproximaciones expuestas en el párrafo anterior.



**Cuestión didáctica 2.3**

Observar las diferentes pérdidas de potencia debidas a los diferentes tiempos y valorar cuales de ellas se pueden despreciar.

Cuando la carga tiene fuerte componente inductiva la evolución de las formas de onda de la tensión y de la intensidad son las representadas [Fisher]

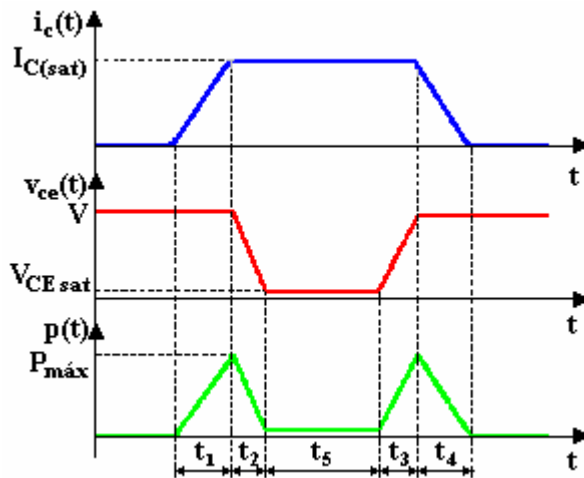


Fig 2.18 Carga inductiva

Quedando en este caso el cálculo de la disipación de potencia:

$$W_{t_{ON}} = \frac{1}{2} \cdot V \cdot I_{C(sat)} \cdot (t_1 + t_2) \tag{E 2.27}$$

$$W_{cond} = V_{C(sat)} \cdot I_{C(sat)} \cdot t_5 \tag{E 2.28}$$

$$W_{t_{OFF}} = \frac{1}{2} \cdot V \cdot I_{C(sat)} \cdot (t_3 + t_4) \tag{E 2.29}$$

$$P_{TOT(AV)} = \frac{W_{t_{ON}} + W_{t_{OFF}} + W_{cond}}{T} = f \cdot (W_{t_{ON}} + W_{t_{OFF}} + W_{cond}) \tag{E 2.30}$$

**2.2.4 CONMUTACIÓN DEL BJT. CIRCUITOS DE CONTROL**

Como consecuencia de los tiempos de retardo que se producen en el transistor, la puesta en funcionamiento del mismo en el instante deseado resulta problemática. Inicialmente interesaría una corriente de base elevada, para disminuir el tiempo de retardo, y finalmente, una corriente de base negativa, para forzar el bloqueo en el menor tiempo posible. La figura muestra la forma de onda idónea de la corriente de base de un transistor bipolar para obligarle a evolucionar sin problemas, a saturación y después a corte de forma óptima.

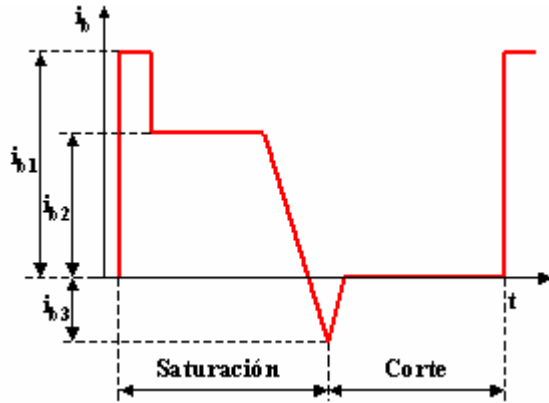


Fig 2. 19  
Forma de onda idónea de la corriente de base para forzar la conmutación del transistor bipolar.

No es demasiado difícil imaginar la complejidad de un circuito que genere dicha corriente, si pensamos que el valor necesario, puede alcanzar varios amperios.

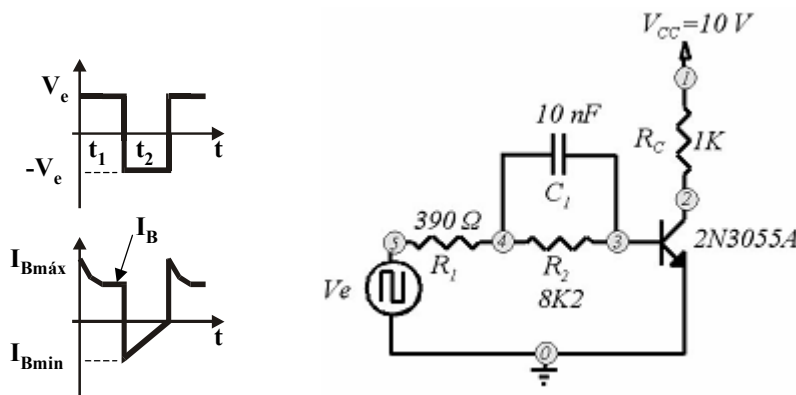


La tendencia actual es la de intentar simplificar al máximo este problema. Por ello se han desarrollado distintos circuitos integrados (drivers), que con la adición de muy pocos componentes exteriores logran generar la función de ataque, limitándose a un margen de frecuencias bajo, menor de 100 KHz y de potencias medias / bajas.



Circuito típico  
[2\_14]

En la figura se muestra un sencillo ejemplo de circuito de control para reducir los tiempos de conmutación de los transistores de potencia.



Forma de onda  
[2\_15]

Fig 2. 20 Transitorios de tensión en la fuente,  $V_e$  y de corriente en la base,  $I_b$ . Circuito para el control del transistor.

Cuando la señal de entrada pasa a nivel alto,  $R_2$  está cortocircuitada inicialmente por el condensador descargado. La corriente de base inicial:

$$I_{B1} = \frac{V_i - V_{BE}}{R_1} \tag{E2.31}$$

A medida que se carga el condensador, la corriente de base disminuye y llega a un valor final de:

$$I_{B2} = \frac{V_i - V_{BE}}{R_1 + R_2} \tag{E2.32}$$

La señal de entrada pasa a nivel bajo en la puesta a corte, y el condensador cargado proporciona un pico de corriente negativa a medida que se elimina la carga de la base.

El tiempo de carga deseado del condensador es el que determina el valor de éste. Se necesitan de tres a cinco constantes de tiempo para cargar o descargar el condensador. La constante de tiempo de carga es:

$$\tau = R_E \cdot C_1 = \left( \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) C_1 \quad \text{E2.33}$$

**PROBLEMA 2.10**



Diseñe un circuito de excitación de la base de un BJT, con la configuración de la figura 2.18, que tenga un pico de 3A durante la puesta en conducción y mantenga una corriente de base de 0,4A mientras el transistor está activado. La tensión  $v_i$  es un pulso de 0 a 50V con un ciclo de trabajo del 50% y la frecuencia de conmutación es de 100kHz. Suponga que  $v_{BE}$  es de 1V cuando el transistor está conduciendo.

[Hart]

**2.2.5 AREA DE FUNCIONAMIENTO SEGURO, SOA**

Los datos proporcionados por la curva de salida incluida en las hojas de características suministradas por el fabricante del dispositivo, en las que se muestran los valores de la corriente  $I_C$  en relación con la tensión colector-emisor  $V_{CE}$ , no son suficientes para conocer si el transistor BJT se encuentra trabajando en un punto seguro, sin sobrepasar los límites térmicos. Para ello se suministra la curva SOA (Safe Operating Area). Esta curva está definida por aquellos puntos que cumplen que el producto  $I_C \cdot V_{CE}$  no sobrepase la máxima potencia disipable permitida por el transistor elegido, es decir, definen el área de funcionamiento seguro del transistor.

En la figura 2.21 además de la curva para un funcionamiento continuo del transistor, se encuentran otras curvas similares, con un área mayor. Estas curvas indican el funcionamiento seguro del transistor cuando trabaja en conmutación en los tiempos establecidos por la gráfica.

**Zona 1:** ( $I_{C(máx)}$  continuous). Representa el máximo valor de corriente que puede circular por el colector para una tensión colector emisor dada. El funcionamiento del transistor con corrientes mayores puede dar lugar a la ruptura del mismo.

**Zona 2:** (DC operation dissipation – limites). Este tramo indica la máxima disipación de potencia del dispositivo. Es la zona en la cuál el producto de  $I_C$  y  $V_{CE}$  proporciona la disipación máxima del dispositivo. Si esta curva es sobrepasada se producen sobrecalentamientos y la destrucción del transistor.

**Zona 3:** ( $I_{S/B}$  limited). Es el límite permitido para evitar la destrucción del dispositivo por el fenómeno de ruptura o avalancha secundaria.

**Zona 4:** ( $V_{CEO(máx)}$ ). El último tramo es el límite debido a la tensión de ruptura primaria del transistor e indica la máxima tensión que puede soportar el dispositivo en estado de bloqueo.

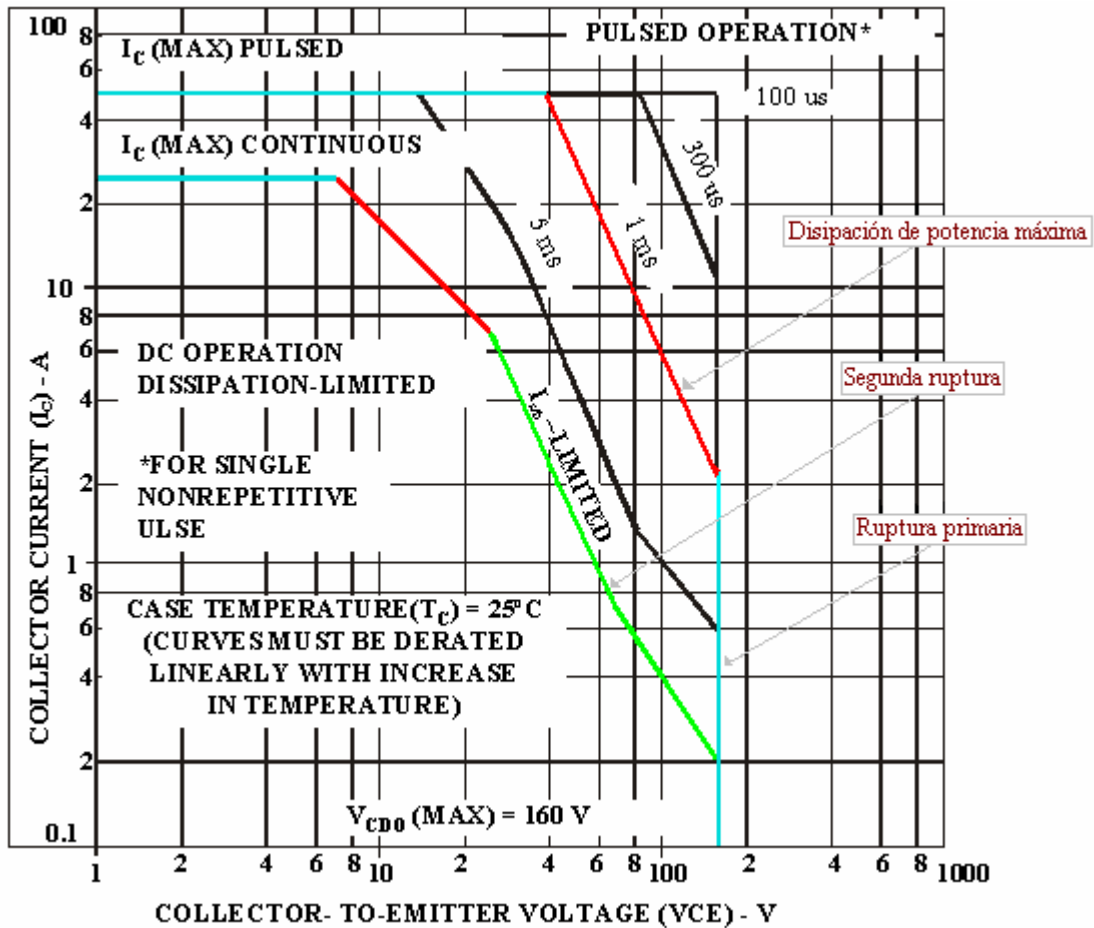


Fig 2. 21 Curva S.O.A. del transistor de potencia BDY58R, para  $T_C = 25^\circ C$ . (Cortesía de RCA Bipolar Power Devices)

## 2.2.6 PROTECCIÓN DEL BJT

### Sobreintensidades

Las sobreintensidades están asociadas al periodo de saturación del transistor. Cuando aumenta la corriente  $I_C$  si la tensión  $V_{CE}$  es elevada, la disipación de potencia se incrementa y se puede llegar a alcanzar la máxima temperatura de la unión.

Conforme la corriente  $I_C$  aumenta, la potencia disipada aumenta y por tanto también la temperatura; la resistencia interna del transistor  $R_{CE}$  disminuye (resistencia con coeficiente negativo de temperatura), por lo que circulará más corriente por el dispositivo se disipará más potencia que provocará un nuevo aumento del calor y así sucesivamente. Esta realimentación positiva puede causar la destrucción del dispositivo. (Efecto segunda ruptura).

Los fusibles normalmente no se utilizan para proteger el BJT, ya que, la acción del transistor es mucho más rápida que la del fusible.

### Sobretensiones

Las sobretensiones están asociadas al estado de corte del transistor bipolar. En este estado se debe prestar especial atención a la posibilidad de ruptura primaria del dispositivo, también llamada ruptura por avalancha (cuando se sobrepasa la tensión máxima permitida). Las cargas minoritarias aceleradas por el campo de la unión, producido por la polarización inversa, colisionan rompiendo las uniones y produciendo más cargas, las cuales también son aceleradas, produciéndose una realimentación y la conducción final del dispositivo.

### Transitorios

Los transitorios de corriente y de tensión son eliminados de la misma forma para los transistores como para cualquier otro tipo de dispositivo semiconductor.

Las inductancias serie limitan el tiempo de variación de la corriente y los condensadores paralelo limitan el tiempo de variación de la tensión.

**Las redes snubber en serie** están constituidas por una bobina  $L_S$  y se usan para limitar el tiempo de subida de la corriente del transistor  $di_c/dt$  en el **paso a conducción**. Si la corriente  $I_C$  crece muy rápidamente, conforme decrece la tensión  $V_{CE}$  puede darse el fenómeno de ruptura secundaria.

El valor de la inductancia  $L_S$  puede ser calculado a partir de la relación

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{I_C}{t_r} = \frac{V_{CC}}{L_S} \quad \text{como } I_C = I_L \Rightarrow L_S = \frac{V_{CC} \cdot t_r}{I_L} \quad \text{E2.34}$$

La inductancia  $L_S$  se coloca en serie con la fuente de alimentación  $V_{CC}$ .

Para cargas inductivas, durante el **paso a corte** la tensión  $V_{CE}$  no debe incrementarse muy rápidamente a medida que la corriente de colector decae, ya que, también podría darse el fenómeno de ruptura secundaria.

Una **red snubber en paralelo**, formada por un condensador soluciona este inconveniente.

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{V_{CE}}{t_f} = \frac{i(t)}{C_S} \quad \text{E2.35}$$

Sabiendo que al final del paso a corte  $V_{CE} = V_{CC}$  y que  $i \approx I_L$  se puede calcular el valor del condensador

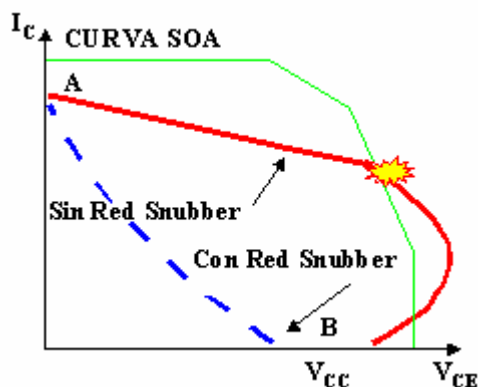
$$C_S = \frac{I_L \cdot t_f}{V_{CC}} \quad \text{E2.36}$$

A continuación vamos a ver con más detalle estas consideraciones.

### 2.2.7 CIRCUITOS DE PROTECCIÓN DEL BJT

Con el objeto de profundizar en el funcionamiento de las protecciones del transistor, se realiza a continuación un estudio más detallado de la función de las redes snubber, así como del diseño de las mismas. Se estudiarán dos casos particulares:

- Red snubber para el transitorio, turn on.
- Red snubber para el transitorio, turn off.



**Fig 2.22**  
Característica de transferencia para carga inductiva con y sin red snubber. Observe que sin red snubber se sobrepasa la curva SOA en la conmutación de conducción a corte provocándose la destrucción del dispositivo por el efecto de segunda ruptura (zona 3)





Transistor con carga inductiva y las formas de onda asociadas durante la conmutación. [2\_16]

**Red snubber para el transitorio Turn on (encendido)**

El objetivo de esta red es hacer que la tensión  $V_{CE}$  disminuya mientras aumenta  $I_C$ . Para ello se coloca una inductancia  $L_S$  en serie con el diodo  $D_f$  para reducir la tensión.

Este tipo de red snubber no es muy usado, los semiconductores son muy rápidos para entrar en conducción y por esta razón no es crítico el uso de circuitos de protección de encendido.

La reducción de la tensión viene dada por la expresión

$$\Delta V_{CE} = L_S \cdot \frac{di_C}{dt} = L_S \cdot \frac{I_o}{t_{ri}} \tag{E 2.37}$$

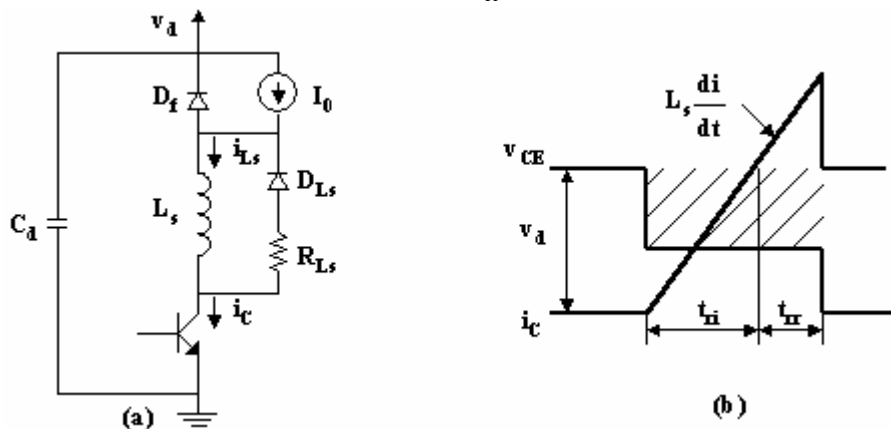


Fig 2. 23 a) Protección snubber para turn on (encendido).

b)  $V_{CE}$  e  $I_C$  en el transistor, con red snubber para turn on. La bobina suaviza la pendiente con lo que aumenta la corriente

Durante el estado de conducción del transistor, la corriente  $I_o$  circula por la inductancia  $L_S$ . Cuando el transistor pasa a corte, la energía almacenada en la inductancia ( $1/2 L_S I_o^2$ ) se disipa en la resistencia  $R_{LS}$  a través del diodo  $D_{LS}$  con una constante de tiempo igual a  $L_S/R_{LS}$ .

Para determinar el valor de  $R_{LS}$  se debe tener en cuenta, por un lado que esta resistencia deberá ser lo suficientemente elevada para que durante  $t_{off}$  la intensidad  $i_{LS}$  disminuya al menos hasta el 10% de la intensidad  $I_o$

$$i_{LS}(t) = I_o \cdot e^{\frac{-R_{LS} \cdot t}{L_S}} \quad \text{haciendo} \quad i_{LS}(t_{off}) < 0.1 \cdot I_o \tag{E 2.38}$$

$$\ln 10 < \frac{R_{LS} \cdot t_{off}}{L_S} \Rightarrow \boxed{R_{LS} > \frac{L_S \cdot \ln 10}{t_{off}}} \tag{E 2.39}$$

**Red snubber para el transitorio Turn off (Apagado)**

Mediante este circuito se pretende que conforme aumenta la tensión en el transistor, la corriente  $I_C$  disminuya, para evitar que el producto sea elevado, limitando de este modo la disipación de potencia del transistor. Para ello, se coloca un condensador en paralelo con el transistor. Este condensador debe absorber más intensidad cuando la tensión empiece a crecer.

Esta red:

- Suaviza las formas de onda de tensión en el apagado del transistor.
- Parte de las pérdidas de conmutación se trasladan a otros componentes.

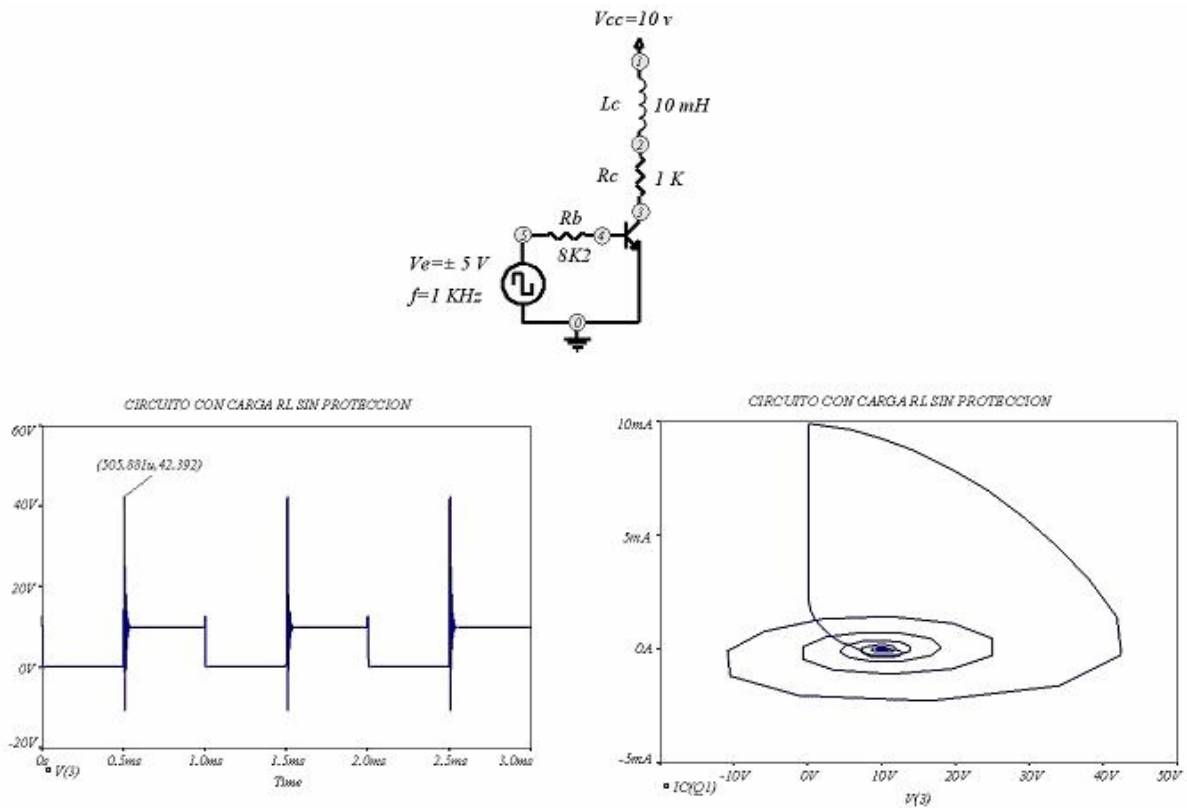


Fig 2.24 Transistor en conmutación con carga inductiva sin protección

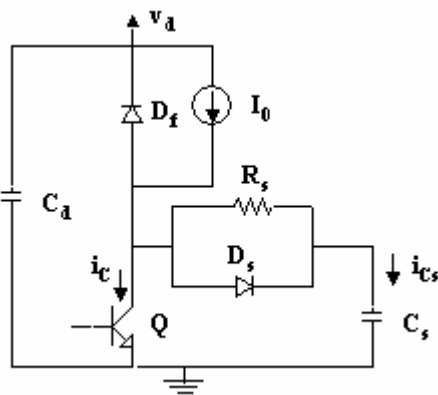


Fig 2. 25 Red snuber para turn off.

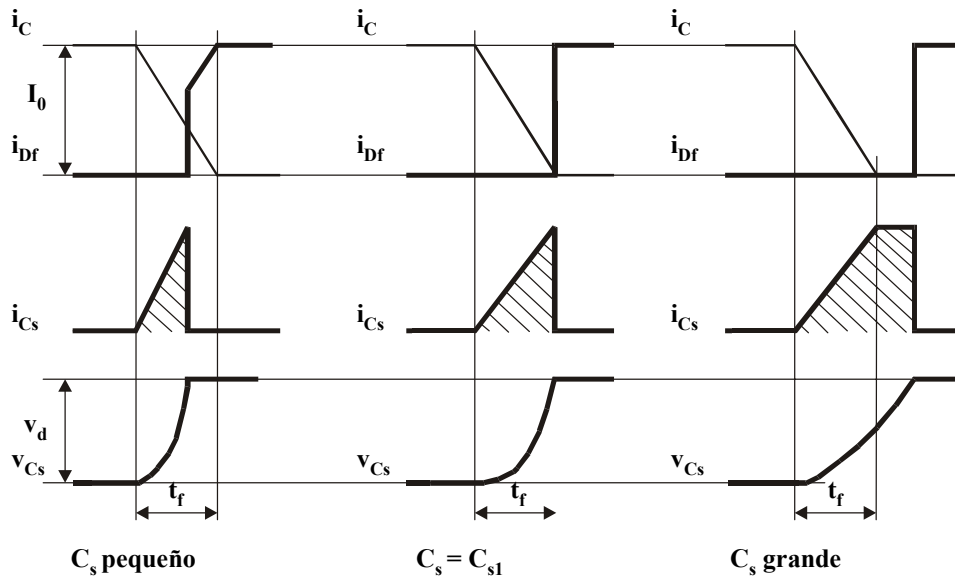
En el intervalo de tiempo  $0 < t < t_f$

$$I_o = i_{CS} + i_C \quad \text{donde} \quad i_{CS} = \frac{I_o \cdot t}{t_f} \quad \text{E 2.40}$$

$$V_{CS} = V_{CE} = \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{CS} dt = \frac{I_o \cdot t^2}{2C_S \cdot t_f} \quad \text{E 2.41}$$

Cuando  $i_C = 0$  ( $t = t_f$ ) se verifica

$$V_d = V_{CS} = \frac{I_o \cdot t_f}{2C_S} \Rightarrow C_S = \frac{I_o \cdot t_f}{2V_d} \quad \text{E 2.42}$$



**Fig 2. 26** Formas de onda de la corriente y la tensión durante el turn-off. El área sombreada representa la carga almacenada en la capacidad snubber durante el turn - off, carga que tendrá que ser disipada por el transistor. El valor  $C_{s1}$  se corresponde con el valor  $C_s$  calculado en la ecuación E2.48

Cuando el transistor pasa a conducción, éste se comporta como un cortocircuito.  $C_s$  se descarga a través del transistor, provocando una sobreintensidad que viene limitada por  $R_s$

Nótese que durante el paso de conducción a corte (on – off) el condensador se carga a través del diodo,  $D_s$  y durante el paso de corte a conducción (off – on) se descarga a través de  $R_s$ .

Se elige una resistencia tal que el condensador se descargue antes de que el transistor vuelva a apagarse. Es necesario un intervalo de tiempo igual a entre tres y cinco constantes de tiempo (para limitar la descarga instantánea del condensador sobre el transistor). Suponiendo que la descarga completa sean cinco constantes de tiempo

$$t_{on} > R_s C_s \Rightarrow R_s < \frac{t_{on}}{5 \cdot C_s} \quad \text{E2.43}$$

El condensador se descarga a través de la resistencia y el transistor cuando éste entra en conducción.

La energía almacenada,  $\omega = \frac{1}{2} C V_s^2$ , se transfiere mayoritariamente a la resistencia, luego la potencia absorbida por la resistencia es la energía dividida entre el tiempo, siendo éste el periodo de conmutación.

$$P_R = \frac{\frac{1}{2} C V_s^2}{T} = \frac{1}{2} C V_s^2 f \quad \text{E2.44}$$



Tensión  
[2\_17]



Intensidad  
[2\_18]

A continuación podemos ver las distintas formas de onda de tensión e intensidad para un circuito con carga RL sin protección, otro con carga RL y protección por diodo y otro con carga RL y protección por red Snubber.



Transistor en conmutación con carga inductiva  
[2\_19]



Circuito con carga RL en paralelo y protección  
[2\_20]



Comparación de la conmutación con carga inductiva sin protección, con diodo volante en paralelo con la bobina y Red Snubber RC en paralelo con el transistor (es interesante ver la escala del eje x)  
[2\_21]



Características 2N3055  
[2\_11]



Formas de onda de tensión  
[2\_22]

## 2.3 El Transistor Mosfet de Potencia

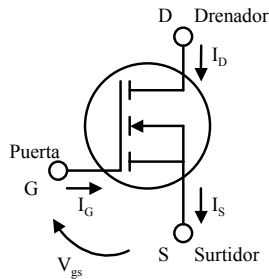


Fig 2.27  
Mosfet de Potencia de canal N.  
Simbología.



[2\_23]

1. El nombre de MOSFET, viene dado por las iniciales de los elementos que lo componen; una fina película metálica (Metal - M); óxido de silicio (Óxido - O); región semiconductor (Semiconductor - S).
2. El mosfet es un dispositivo unipolar, la conducción sólo es debida a un tipo de portador.
3. Las aplicaciones más típicas de los transistores de potencia MosFet se encuentran en la conmutación a altas frecuencias, chopeado, sistemas inversores para controlar motores, generadores de altas frecuencia para inducción de calor, generadores de ultrasonido, amplificadores de audio y transmisores de radiofrecuencia.
4. De los dos tipos existentes de MOSFET (acumulación y depleción), para aplicaciones de elevada potencia únicamente se utilizan los MOSFET de acumulación, preferiblemente de canal N.  
Como se puede observar en la figura 2.27 el Mosfet de canal N conduce cuando  $V_{GS} > 0$   
Las características más importantes que distinguen a los MOSFET de otros dispositivos son las siguientes:
  - Alta velocidad de conmutación, llegando a MHz.
  - No presentan el fenómeno de segunda ruptura por lo que el área de trabajo seguro (SOA) mejora con respecto del BJT
  - El control se realiza mediante la tensión aplicada entre los terminales de puerta y surtidor ( $V_{GS}$ ), lo que reduce considerablemente tanto la complejidad como la potencia de los circuitos de disparo.
  - Las tensiones máximas de bloqueo son relativamente bajas en los MOSFET de alta tensión ( $< 1000V$ ) y las corrientes máximas moderadas ( $< 500A$ ).
5. También presentan algunos inconvenientes que interesa resaltar. Los Mosfet tienen el problema de ser muy sensibles a las descargas electrostáticas y requieren un embalaje especial. Su protección es relativamente difícil. Son más caros que sus equivalentes bipolares y la resistencia estática entre Drenador - Surtidor, es más grande, que la Colector - Emisor lo que provoca mayores pérdidas de potencia cuando trabaja en conducción.
6. El modo de funcionamiento de un MOSFET de potencia es análogo al de pequeña señal. Aplicando las tensiones apropiadas entre la puerta y el surtidor ( $V_{GS}$ ) del dispositivo se controla la anchura del canal de conducción y en consecuencia se puede modular el flujo de portadores de carga que atraviesa el semiconductor. En modo interruptor, se aplican pulsos de tensión durante el estado ON y se retiran (o se aplican con polaridad contraria) en el estado OFF



Mosfet  
[2\_24]

En el MOSFET de pequeña señal, el canal de conducción se establece en horizontal, geometría que limita las tensiones de bloqueo. Dado que en la mayoría de aplicaciones de potencia se necesitan tensiones de bloqueo elevadas ( $> 100V$ ), el canal de conducción se construye siguiendo una estructura vertical (VDMOS, SIPMOS) con la que se consiguen mayores tensiones de bloqueo.



Canal de conducción [2\_25]

En la figura se observa claramente una estructura pnp, que constituye el denominado BJT parásito del MOSFET, en el cual la base está conectada al sustrato. El principal inconveniente de la presencia del BJT parásito es que podría entrar en conducción si la tensión de base y emisor alcanza valores significativos ( $> 0,10V$ ). Para evitarlo, se realiza un cortocircuito entre el sustrato y el surtidor (es decir, entre base y emisor) de manera que se evita el riesgo de conducción del NJT parásito. Pero parecería un diodo parásito entre drenador y surtidor.



Estructura pnp [2\_26]

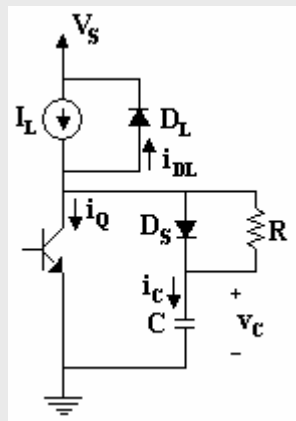
La principal diferencia entre los Transistores Bipolares (BJT) y los Mosfet consiste en que estos últimos son controlados por tensión aplicada en la puerta (G) y requieren solo una pequeña corriente de entrada, mientras que los transistores Bipolares (BJT), son controlados por corriente aplicada a la base.

**PROBLEMA 2.11**



El convertidor y el circuito de protección de la figura tienen  $V_s=100V$  e  $I_L=5A$ . La frecuencia de conmutación es de  $100kHz$ , con un ciclo de trabajo del  $50\%$ , y el transistor se apaga en  $0,5\mu s$ . Determinar:

- (a) Las pérdidas de apagado sin circuito de protección, si la tensión del transistor llega a  $V_s$  en  $0,1\mu s$ .
- (b) Diseñe un circuito de protección usando el criterio de que la tensión del transistor alcance su valor final al mismo tiempo que la corriente del transistor llega a cero.
- (c) Determine las pérdidas del transistor durante el apagado y la potencia disipada en la resistencia al añadir el circuito de protección.

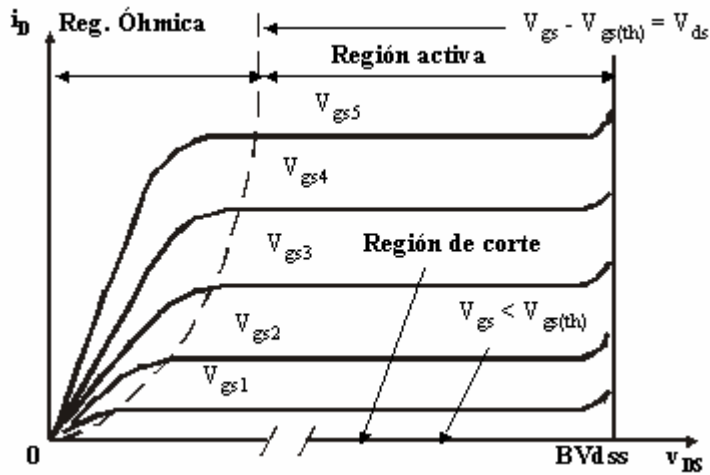


**Solución:** (a)  $P_Q = 15W$ ; (b)  $0,0125\mu F$ ,  $R = 80\Omega$ ; (c)  $P_Q = 2,08W$ ,  $P_R = 6,25W$

[Hart]

**2.3.1 REGIONES DE TRABAJO DEL MOSFET**

La curva característica aporta información acerca de cómo varía la intensidad del Drenador,  $I_D$  para una tensión drenador - surtidor,  $V_{DS}$  que se mantiene fija, variando la tensión aplicada entre la puerta y el surtidor  $V_{gs}$ .



Curvas características del Mosfet:



[2\_27]



[2\_28]

Fig 2. 28 Curva característica correspondiente a un Mosfet de acumulación de canal "N". Observar la división en tres regiones: Ohmica, Activa, Corte.

### Región Óhmica.

Esta región se utiliza cuando actúa el Mosfet como una resistencia dependiente de  $V_{GS}$  en estado encendido. En esta región el valor de  $V_{DS}$  será:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{GS(th)} \quad \text{E 2.45}$$

Una definición de la región óhmica, parte de la característica que satisface la condición que

$$V_{GS} - V_{GS(th)} \geq V_{DS} \quad \text{E 2.46}$$

Esta región tiene una baja resistencia entre el drenador - surtidor,  $R_{DS(ON)}$  un valor típico para un Mosfet de potencia trabajando a 500V y 10A es de  $0.5 \Omega$

En funcionamiento interruptor, las pérdidas de potencia durante la conducción son:

$$P_{ON} = R_{DS(on)} \cdot I_{DRM}^2 \quad \text{E 2.47}$$



Resistencia en conducción  
[2\_29]



Ejemplos de Mosfets comerciales  
[2\_30]

### Región Activa (Saturación de Canal)

En esta región el transistor Mos funciona como amplificador.

Para un valor de  $V_{GS}$ , que será como mínimo  $V_{GS(th)}$  se produce el paso de corriente entre el drenador y el surtidor.

En la región activa el valor de la tensión entre puerta y surtidor,  $V_{GS}$  controla la magnitud de la corriente del drenador,  $I_D$  así como la tensión entre el drenador y el surtidor  $V_{DS}$ .

Para esta región se cumplen las siguientes ecuaciones.

$$V_{GS} > V_{GS(th)} \quad V_{GS} - V_{GS(th)} < V_{DS} \quad \text{E 2.48}$$

$$I_d = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{donde} \quad K = \frac{\mu_n C_{ox} \omega}{2 L} \quad \text{E 2.49}$$

$\mu_n$  = movilidad de los portadores de carga

$C_{ox}$  = capacidad de compuerta

$\omega$  = anchura del canal

$L$  = Longitud del canal

### Región de Corte

Si se cierra el circuito exterior, esto no significa que se cambie el estado del dispositivo, si la tensión aplicada entre Puerta - Surtidor es inferior a  $V_{th}$ , el dispositivo continuará en la región de corte. En esta región la corriente que circula por el drenador es prácticamente nula. En los Mosfet de potencia  $V_{th}$  suele ser algo mayor que 2 V.

Para esta región se cumplen las siguientes condiciones:

$$V_{GS} < V_{GS(th)}$$

$$V_{DS} \geq 0$$

$$I_D \approx 0$$

E 2.50

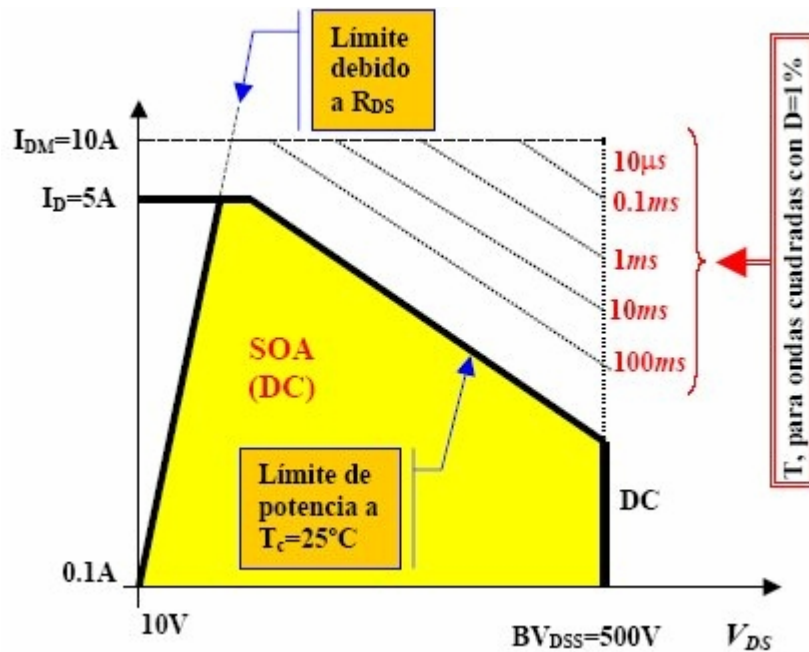


Fig 2.29 Zona de operación segura (SOA) en un MOSFET de Potencia ( $i_D$  y  $V_{DS}$  en escala logarítmica)



#### Cuestión didáctica 2.4

Describe, dibuje y compare las zonas de funcionamiento seguro (SOA) de un transistor bipolar y un transistor MOSFET. Acote los valores típicos de tensión e intensidad máximos.

### 2.3.2 CIRCUITOS DE EXCITACIÓN PARA MOSFET

El Mosfet es un dispositivo controlado por tensión, que resulta relativamente simple de activar y desactivar, lo cual es una ventaja respecto al transistor bipolar de unión. El estado de conducción se consigue cuando la tensión puerta-fuente sobrepasa de forma suficiente la tensión umbral, lo que fuerza al MOSFET a entrar en la región de trabajo óhmica.

Normalmente, la tensión puerta-fuente del MOSFET para el estado activado en circuitos conmutados está entre 10 y 20 V. El estado desactivado se consigue con una tensión menor que la tensión umbral. Las corrientes de puerta para los estados de encendido y apagado son muy bajas. Sin embargo, es necesario cargar la capacidad de entrada parásita para poner al MOSFET en conducción, y descargarla para apagarlo. Las velocidades de conmutación vienen determinadas básicamente por la rapidez con que la carga se puede transferir hacia y desde la puerta.

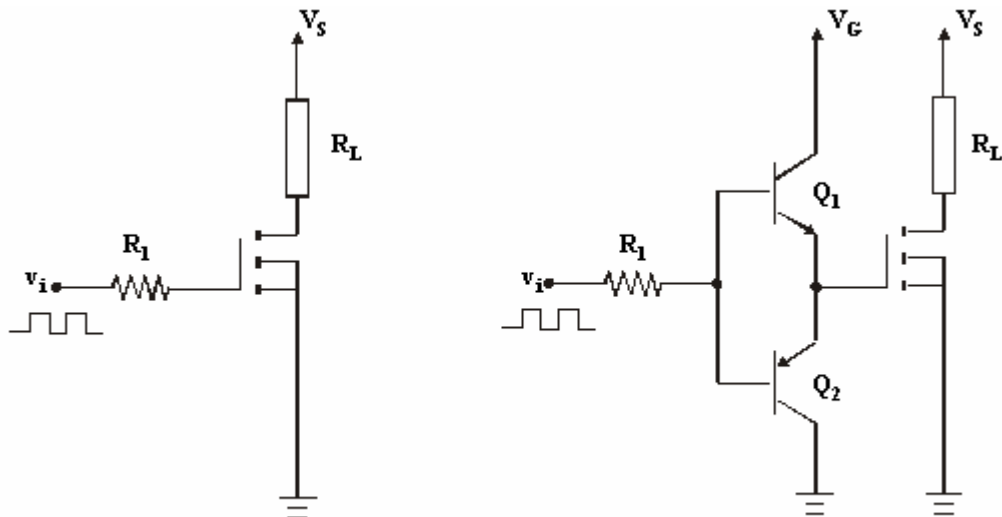
Un circuito de excitación para MOSFET debe ser capaz de absorber y generar corrientes rápidamente, para conseguir una conmutación de alta velocidad. En la figura 2.30 se pueden ver tres ejemplos de circuitos excitadores, el elemental y dos mejorados.

El circuito de excitación elemental de la figura excitará al transistor, pero el tiempo de conmutación puede que sea inaceptablemente elevado para algunas aplicaciones. Además, si la señal de entrada proviene de dispositivos lógicos digitales de baja tensión, puede que la salida lógica no sea suficiente para poner al MOSFET en conducción.

El circuito de excitación Tótem-Pole de la figura mejora al elemental. El doble seguidor de emisor o Totem-Pole consiste en un par de transistores bipolares NPN y PNP acoplados. Cuando la tensión de excitación de entrada está a nivel alto,  $Q_1$  conduce y  $Q_2$  está apagado, haciendo conducir al MOSFET. Cuando la señal de excitación de entrada está a nivel bajo,  $Q_1$  está al corte y  $Q_2$  conduce, eliminando la carga de la puerta y apagando el MOSFET.

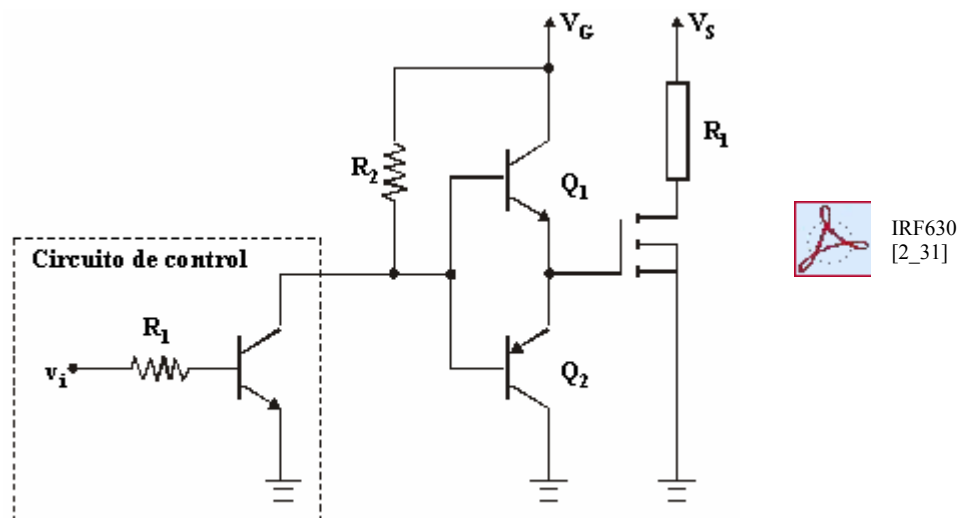
En el circuito excitador integrado, con buffer Tótem-Pole la señal de entrada proviene de un circuito TTL de colector abierto usado como circuito de control, con el Tótem-Pole utilizado como buffer para suministrar y absorber las corrientes de puerta requeridas

En aplicaciones de baja potencia algunos circuitos integrados tienen salidas con circuitos preparados para absorber y generar corrientes capaces de excitar directamente a los transistores Mosfet, un ejemplo es el circuito de control PWM SG1525A, éste consta de un par de transistores NPN para cada salida. Los transistores de cada pareja son excitados como transistores de activación-desactivación complementaria, con un transistor generando corriente y otro absorbiendo corriente.



**Circuito elemental de excitación de Mosfet**

**Circuito de excitación Totem-Pole**



**Excitador integrado con Buffer Totem-Pole**

Fig 2. 30 Circuitos de excitación del MOSFET



## 2.4 Transistor Bipolar de Puerta Aislada, IGBT

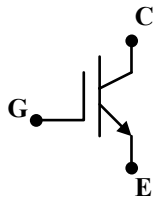


Fig 2. 31  
IGBT. Simbología

El Transistor Bipolar de Puerta Aislada, IGBT “Insulate Gate Bipolar Transistor” combina las ventajas de los BJT y los Mosfet. Tiene una impedancia de entrada elevada, como los Mosfet y bajas perdidas en conmutación, como los BJT, por lo que puede trabajar a elevada frecuencia y con grandes intensidades.

El circuito simplificado equivalente lo podemos ver en el siguiente enlace.



[2\_32]

Los IBGT fueron desarrollados hace relativamente poco tiempo, pero su evolución ha sido rápida debido a que han demostrado tener una resistencia en conducción muy baja y una elevada velocidad de conmutación (la transición desde el estado de conducción al de bloqueo se puede considerar de unos dos microsegundos, y la frecuencia puede estar en el rango de los 50KHz), además de una elevada tensión de ruptura.

Los IGBT pueden soportar unas tensiones de 1400V y unas corrientes de 300A.

El control por tensión hace que el IGBT sea más rápido que el BJT, pero más lento que el Mosfet. La energía aplicada a la puerta que activa el dispositivo es pequeña con una corriente del orden de los nanoamperios, esta pequeña potencia necesaria para conmutar el dispositivo, hace que pueda ser controlado por circuitos integrados.

Los IGBTs son similares a los MOSFET en cuanto a requerimientos de excitación.



Características IGBT  
[2\_33]



IGBT20N120  
[2\_34]



Comparación IGBT-Mosfet  
[2\_35]

En el [Enlace 2\_36] se observa la comparación entre IGBT y MOSFET con el mismo área de semiconductor, en la que se puede ver que la caída de tensión es menor en el IGBT y por tanto tendremos menores pérdidas en conducción.

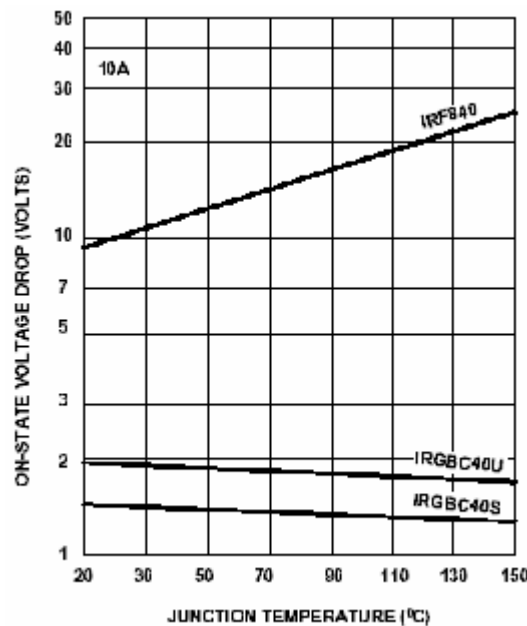


Fig 2. 32

El problema que plantea el IGBT es un coeficiente de temperatura negativo implicando que a mayor temperatura, menor caída de tensión y por tanto aumenta la corriente, provocando un aumento de la temperatura de la unión. Esto será un problema cuando se quieran colocar varios en paralelo, como ocurría con el bipolar.



Este elemento semiconductor está desplazando a los demás en potencia media.



**Cuestión didáctica 2.5**

Clasifique los dispositivos semiconductores de potencia que conozca en función de la potencia que pueden manejar y la frecuencia a la que puedan operar.

**2.5 Optoacopladores**

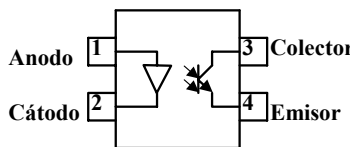
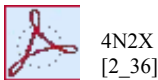


Fig 2. 33  
Optoacoplador. Simbología

Un optoacoplador es un dispositivo semiconductor formado por un fotoemisor y un fotorreceptor. Todos estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP.

La señal de entrada es aplicada al fotoemisor y la salida es tomada del fotorreceptor. Los optoacopladores son capaces de convertir una señal eléctrica en una señal luminosa modulada y volver a convertirla en una señal eléctrica. La gran ventaja de un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

Los fotoemisores que se emplean en los optoacopladores de potencia son diodos que emiten rayos infrarrojos (IRED) y los fotorreceptores pueden ser tiristores o transistores. Se utilizan como circuitos de corriente de excitación de dispositivos semiconductores de potencia.



**2.6 Relés de Estado Sólido, SSR**

Un relé de estado sólido SSR (Solid State Relay), es un circuito electrónico que contiene en su interior un circuito disparado por nivel, acoplado a un interruptor semiconductor, un transistor o un tiristor. Un SSR es un producto construido y comprobado en una fábrica, no un dispositivo formado por componentes independientes que se han montado sobre una placa de circuito impreso.

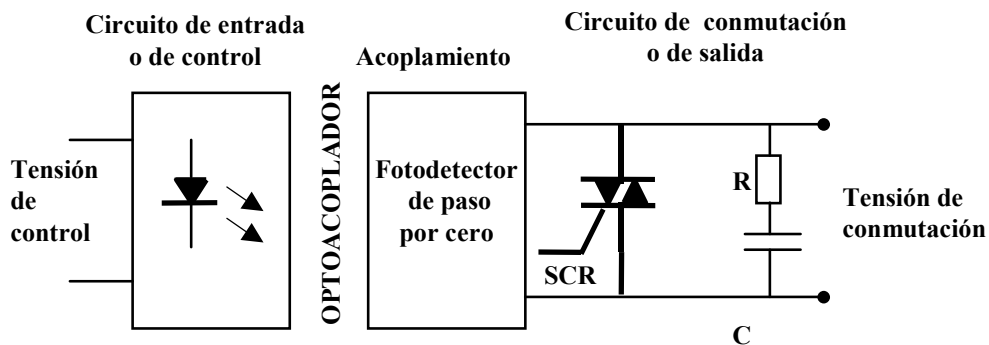


Fig 2. 34 Diagrama de bloques para un Relé de Estado Sólido, SSR

▪ **Circuito de Entrada o de Control**

**Control por tensión continua.** El circuito de entrada suele ser un fotodiodo, solo o con una resistencia en serie, también se pueden encontrar modelos con un diodo en antiparalelo para evitar la inversión de la polaridad por accidente. Los niveles de entrada son compatibles con TTL, CMOS, y con valores normalizados 12V, 24V, etc.).

**Control por tensión alterna.** El circuito de entrada suele ser como el anterior incorporando un puente rectificador integrado y una fuente de corriente continua para polarizar el diodo led.

▪ **Acoplamiento**

El acoplamiento con el circuito se realiza por medio de un optoacoplador o por medio de un transformador que se encuentra acoplado de forma magnética con el circuito de disparo del Triac.

▪ **Circuito de Conmutación o de Salida**

El circuito de salida contiene los dispositivos semiconductores de potencia con su correspondiente circuito excitador. Este circuito será diferente según el tipo de corriente que se necesite conmutar, cc o ca.



## Bibliografía básica para estudio

**HART, Daniel W.** *Electrónica de Potencia*. Ed. Prentice Hall. Madrid 2001. ISBN 84-205-3179-0

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

## Bibliografía ampliación

**AHMED, Ashfaq.** *Power electronics for technology*. Ed. Prentice Hall, 1999. ISBN 0-13-231069-4

**FISHER, M.** *Power electronics*. PWS-KENT, 1991

**GUALDA, J. A.; MARTÍNEZ, P. M.** *Electrónica Industrial, Técnicas de Potencia*. Serie Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Madrid. 2ª Edición. Marcombo, 1992.

**MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS W. P.** *Power electronics: Converters, Applications and Design*. 2ª Edición. Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1995.

**VELASCO, J. et al.** *Sistemas Electrotécnicos de Potencia: Electrónica de regulación y control de potencia*. Paraninfo, 1998.

## Enlaces web interesantes

[www.irf.com](http://www.irf.com) [Consulta: 5 de julio de 2004]

[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com) [Consulta: 5 de julio de 2004]

[www.semikron.com](http://www.semikron.com) [Consulta: 5 de julio de 2004]