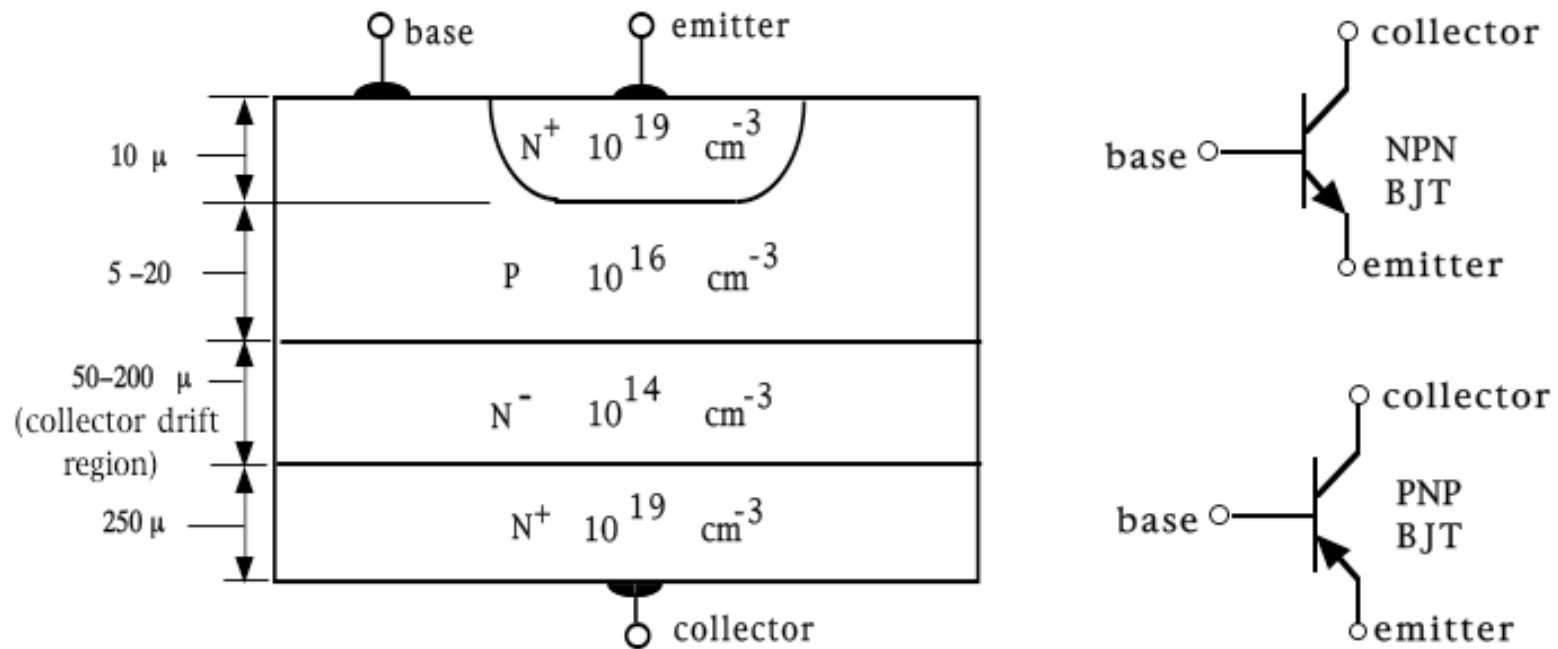


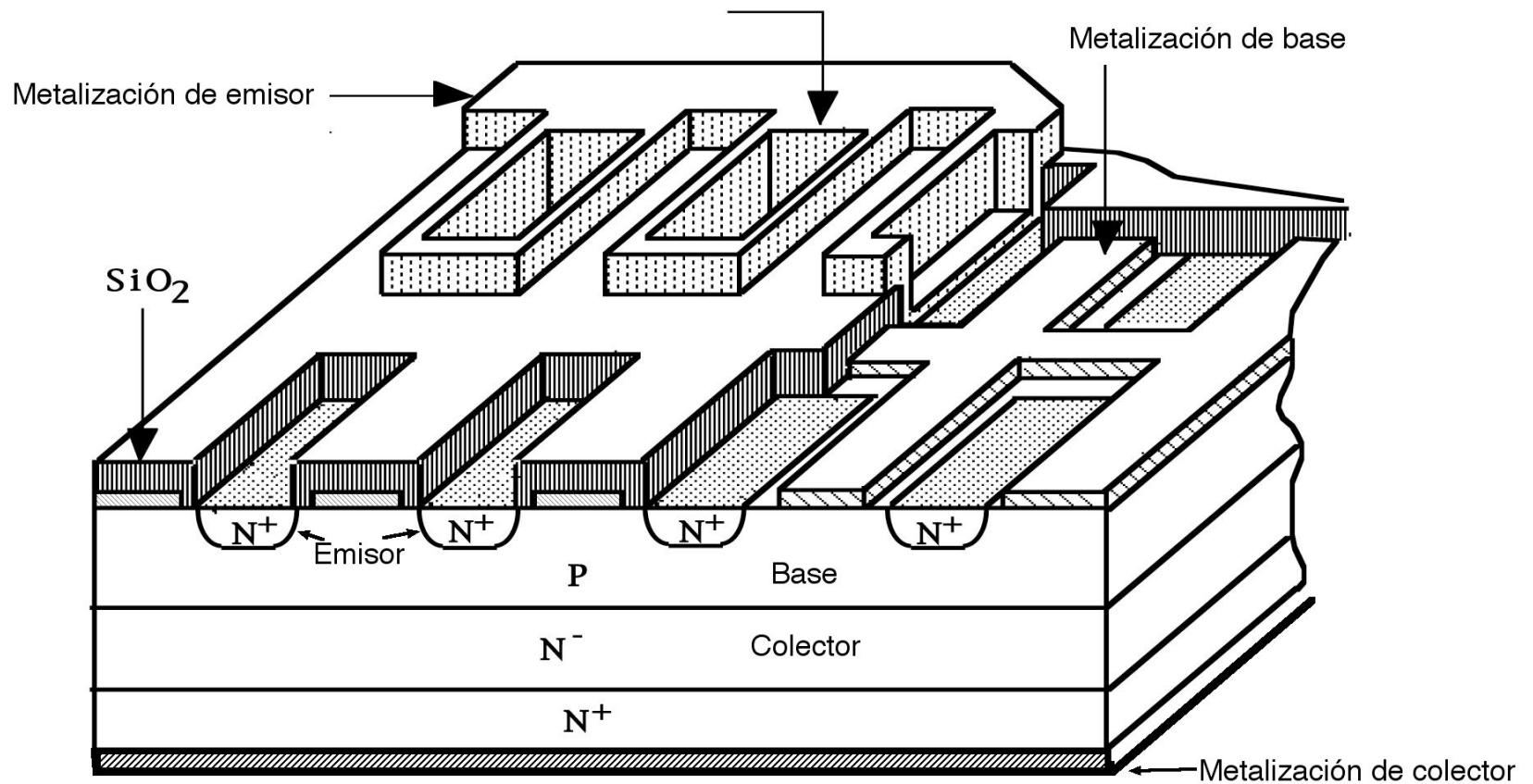
## TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (BJT) DE POTENCIA

Los BJT de potencia de silicio fueron los primeros dispositivos de control de potencia completamente controlados ofrecidos en el mercado, su interés en este momento es básicamente de referencia, ya que en la práctica han sido desplazados por los componentes de silicio controlados por voltaje (PowerMOSFETs e IGBTs) que ofrecen prestaciones muy superiores en lo referente a tiempos de conmutación (los PowerMOSFET) y a consumo de potencia y sencillez de implementación en las funciones de control (ambos tipos de dispositivos controlados por voltaje). Esta situación puede cambiar, si tienen éxito en el mercado los nuevos desarrollos que se están reportando sobre BJT de potencia en tecnología GaN.

La operación de los BJT de potencia de Si es similar a la de los BJT convencionales de baja potencia, pero su estructura interna se diferencia ya que la corriente sigue una trayectoria vertical en el cristal semiconductor.



Izquierda: Corte ideal de la estructura de un transistor bipolar de juntura (BJT) tipo NPN de potencia. Derecha: símbolo circuital del transistor BJT NPN (arriba) y PNP (abajo).



Corte de un BJT tipo NPN de potencia típico, mostrando la estructura semiconductor y las capas de metalización de colector, base y emisor.

Aunque el BJT es en principio una estructura con tres capas funcionales (P, N y P), para asegurar la estabilidad del componente frente a las tensiones mecánicas producidas por los cambios de temperatura y las que ocurren en el encapsulado la oblea debe tener un espesor mínimo, valor que se alcanza incorporando una capa adicional de dopado  $N^+$  muy intenso, que es la de mayor espesor. Por razones prácticas el transistor se fabrica creciendo las capas funcionales  $N^-$ , P y  $N^+$  sobre un cristal  $N^+$  del grosor requerido.

Las metalizaciones de base y emisor necesariamente comparten una de las dos caras del componente, lo que obliga al diseñador del transistor a aceptar un compromiso entre maximizar la capacidad de conducir corriente, que requiere maximizar el área de metalización de emisor o maximizar la velocidad de conmutación

de encendido, que requiere maximizar el área de metalización de base.

Si los dopados se intercambian, reemplazando los dopados tipo P por dopados tipo N y viceversa, el resultado es un transistor BJT tipo PNP.

Las características generales del PNP de potencia son similares a las del NPN de potencia, salvo en lo referente a la movilidad de los portadores mayoritarios (huecos en este caso), que es menor, lo cual significa que, en igualdad de las demás condiciones, la velocidad de conmutación es menor en el transistor PNP que en el transistor NPN equivalente.

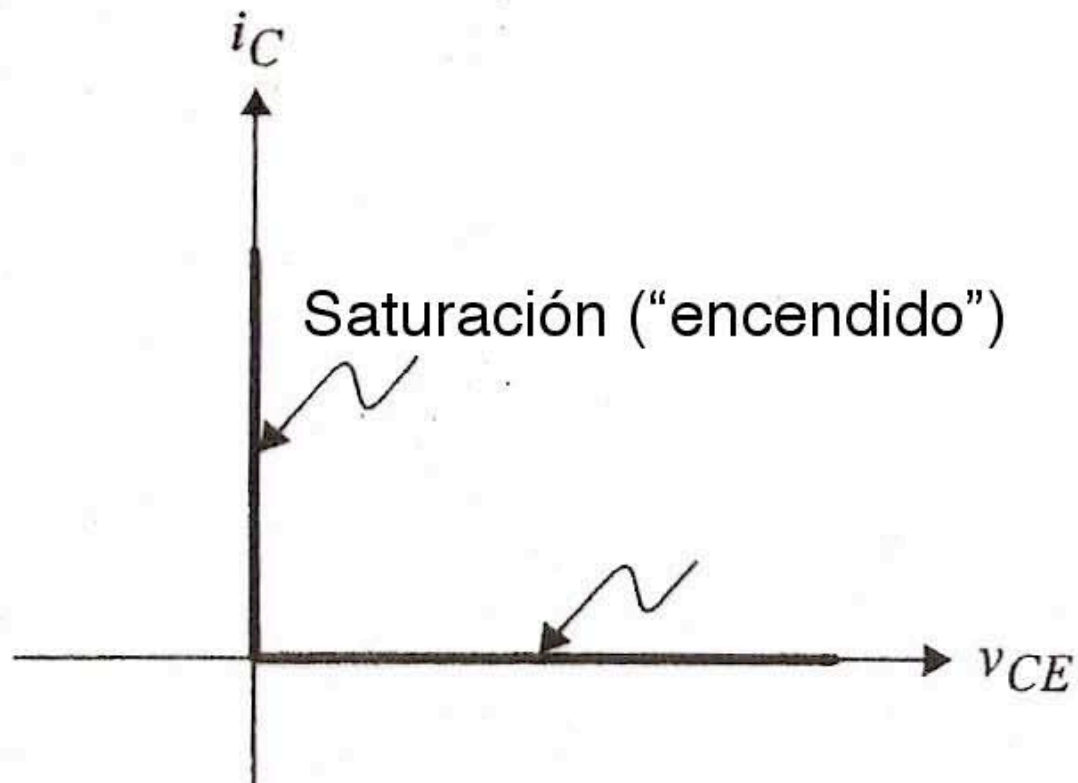
Debido a esto los BJT tipo PNP de potencia solo fueron usados en aplicaciones muy específicas (nichos), y no serán considerados por separado en estas notas.

## Características especiales del BJT de potencia:

- 1.- Conducción vertical para maximizar el área efectiva disponible para que circule la mayor cantidad de corriente principal ( $I_{ce}$ )
- 2.- Región de deriva del colector (collector drift) amplia y de bajo dopado ( $N^-$ ) para lograr una tensión de bloqueo elevada.
- 3.- Región de base relativamente amplia, lo que implica ganancia de corriente baja.
- 4.- Estructura entrelazada de las zonas de base y emisor para lograr dispersión óptima de la corriente de emisor y minimizar la resistencia serie.

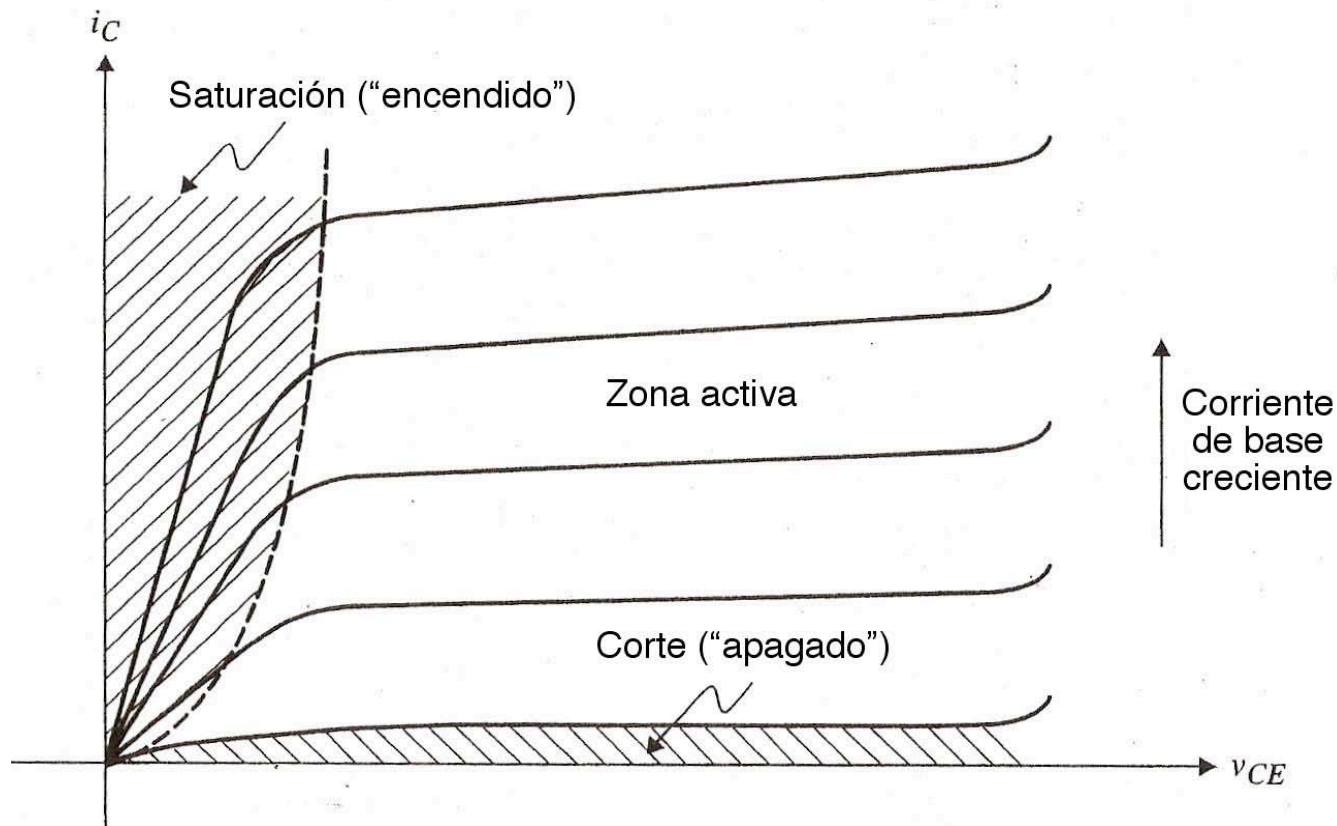
Estas características son el resultado de compromisos entre consideraciones opuestas que debe realizar el diseñador del dispositivo; específicamente las características 2 y 3 son opuestas (a mayor amplitud de la región de deriva para lograr mayor voltaje de ruptura, menor ganancia de corriente), lo mismo que la 1 y la 4 (aumentar la superficie ocupada por las zonas de base para reducir la resistencia en serie reduce el espacio disponible para las de emisor, lo que reduce la corriente máxima CE del dispositivo).





Características  $i_{ce}/v_{ce}$  ideales de un BJT tipo NPN de potencia  
Actuando como conmutador controlado, mostrando los dos  
estados estables posibles.

Idealmente el BJT debería aproximar sus características a las de un conmutador ideal, en la práctica existen diferencias fundamentales, y las características reales de un BJT de potencia cubren las tres zonas de operación (corte, activa y saturación) típicas de todo BJT, con la diferencia de que la capacidad teórica de manejar potencia ( $v_{ce} * i_{ce}$ ) operando en la zona activa, supera ampliamente la potencia máxima disipable en la juntura, por lo que no es posible operar el BJT de potencia en su zona activa por intervalos de tiempo mayores a los microsegundos, lo que obliga a que el dispositivo se utilice en modo de conmutación, operando en estado estacionario solamente en sus zonas de corte y saturación y no en modo lineal, operando en su zona activa.



Características  $i_{ce}/v_{ce}$  típicas de un BJT tipo NPN de potencia mostrando las tres zonas de operación. Las zonas sombreadas son las empleadas en modo estable operando como conmutador.

## Especificaciones básicas.

En principio las características de un BJT de potencia son similares (salvo por factores de escala) a las de los BJT usados en aplicaciones de amplificación lineal; sin embargo, dado que normalmente solo son usados en configuraciones tipo conmutador (corte/saturación), usualmente se omiten de las hojas de datos los parámetros de pequeña señal, y se concentra la información significativa en una hoja de datos resumida, que especifica los valores límite que no deben ser superados, la ganancia de corriente de gran señal y los tiempos de conmutación.

TEST	SYMBOL	LIMITS						UNITS	TEST CONDITIONS
		PT502		PT501		PT500			
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.		
D.C. Current Gain*	$h_{FE}$	10	40	10	40	10	40	-	$I_C = 50A, V_{CE} = 2V$
D.C. Current Gain*	$h_{FE}$	5	-	5	-	5	-	-	$I_C = 100A, V_{CE} = 4V$
Collector Saturation Voltg.*	$V_{CE(sat)}$	-	0.60	-	0.60	-	0.60	V	$I_C = 50A, I_B = 5A$
Collector Saturation Voltg.*	$V_{CE(sat)}$	-	1.5	-	1.5	-	1.5	V	$I_C = 100A, I_B = 20A$
Base Emitter Voltage*	$V_{BE}$	-	1.2	-	1.2	-	1.2	V	$I_C = 50A, V_{CE} = 2V$
Base Emitter Voltage*	$V_{BE}$	-	2.5	-	2.5	-	2.5	V	$I_C = 100A, V_{CE} = 4V$
Collector-Emitter Voltage*	$V_{CEO(sus)}$	100	-	120	-	150	-	V	$I_C = 200mA, I_B = 0$
Collector Cutoff Current	$I_{CBO}$	-	2	-	-	-	-	mA	$V_{CB} = 120V, I_{EB} = 0$
Collector Cutoff Current	$I_{CBO}$	-	-	-	2	-	-	mA	$V_{CB} = 150V, I_{EB} = 0$
Collector Cutoff Current	$I_{CBO}$	-	-	-	-	-	2	mA	$V_{CB} = 175V, I_{EB} = 0$
Collector Cutoff Current @ 150°C	$I_{CBO}$	-	10	-	10	-	10	mA	$V_{CB} = 100V, I_{EB} = 0$
Emitter Cutoff Current	$I_{EBO}$	-	1	-	1	-	1	mA	$V_{EB} = 10V, I_{CB} = 0$
Gain Bandwidth Product (Typ.)	$f_t$	1	-	1	-	1	-	MHz	$I_C = 5A, V_{CE} = 10V, f = 100KHz$
Collector Capacitance	$C_{obo}$	-	1800	-	1800	-	1800	pf.	$V_{CB} = 10V, f = 100KHz$
Switching Speed (Typ.) (PowerTech Test Circuit)	$t_r$	-	2.5	-	2.5	-	2.5	$\mu sec$	$I_C = 50A$
	$t_s$	-	3	-	3	-	3	$\mu sec$	
	$t_f$	-	2.5	-	2.5	-	2.5	$\mu sec$	$I_{B1} = 10A, - I_{B2} = 5A$

\*  $\leq 300 \mu sec$  Pulse 2% Duty Cycle

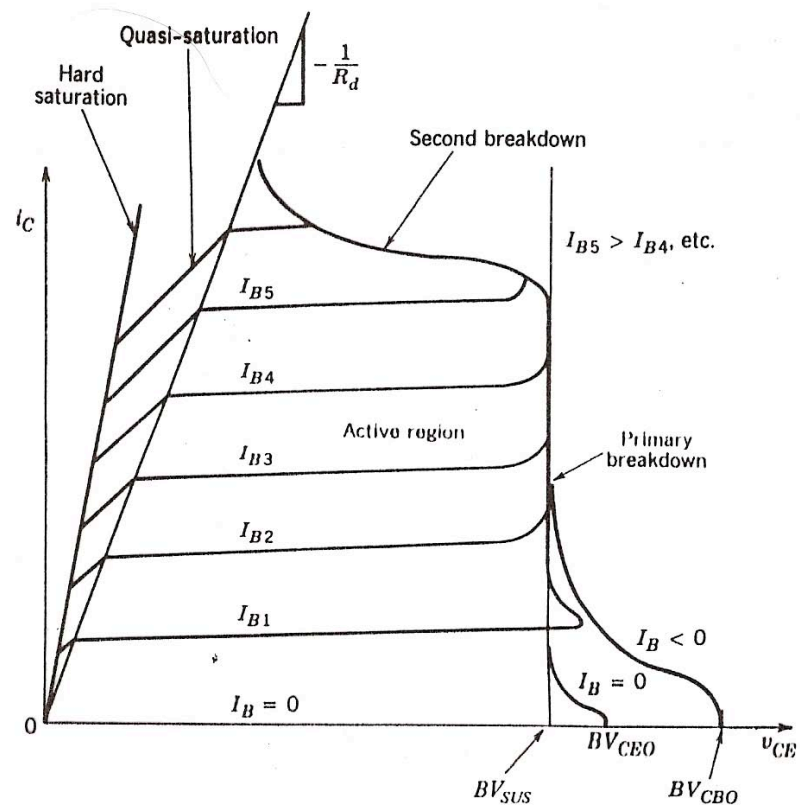
Ejemplo de hoja de datos básica, familia PT500

## ESPECIFICACIONES MÁXIMAS.

### I.-TENSIÓN DE BLOQUEO COLECTOR-EMISOR.

Determina la tensión colector-emisor,  $V_{CE}$ , máxima que puede ser aceptado por un BJT de potencia sin entrar en conducción incontrolable en avalancha por ruptura directa.

Es función de la impedancia externa que este conectada entre los terminales de base y de emisor.



Características V-I de un BJT operando en condiciones de gran señal, mostrando los distintos voltajes de ruptura y la ruptura secundaria.

El fabricante debe especificar tres valores distintos en función de la impedancia externa:

- a.-  $BV_{CEO}$ . Tensión colector emisor de bloqueo máxima, cuando la corriente de base es cero y el terminal de base esta conectado al terminal de emisor con una impedancia mayor o igual a  $100\Omega$  (esta condición usualmente se llama de "base abierta").
- b.-  $BV_{CEX}$ . Tensión colector emisor de bloqueo máxima, cuando la corriente de base es cero y el terminal de base esta conectado al terminal de emisor con una impedancia igual a  $50\Omega$ .
- c.-  $BV_{CES}$ . Tensión colector emisor de bloqueo máxima, cuando la corriente de base es cero y se está aplicando una tensión negativa entre los dos terminales o el terminal de base esta cortocircuitado al terminal de emisor.



En general se cumple que:

$$V_{CEO} < V_{CEX} < V_{CES}$$

pero la diferencia entre los valores no es muy grande.

Es por lo tanto buena práctica diseñar el circuito de disparo para que aplique una tensión negativa base-emisor cuando el BJT debe estar en corte, y usar  $BV_{CEO}$  como el valor máximo de tensión colector-emisor que no debe ser superado, incluyendo así la diferencia entre los valores  $BV_{CES}$  y  $BV_{CEO}$  como un margen de seguridad.

En condiciones de alta tensión y corriente durante la conmutación en la zona activa existe la posibilidad de entrar en “ruptura secundaria” ("second breakdown"), que es otro mecanismo de avalancha en el cual se pierde el control del transistor que puede sufrir daños permanentes.

## II.-CORRIENTE COLECTOR-EMISOR MÁXIMA.

Es la máxima corriente que puede soportar el BJT en un determinado momento. Esta variable es dependiente de la temperatura de juntura del transistor, y suele ser especificada en dos condiciones: para una temperatura de juntura baja, usualmente la nominal de 25°C, y para la máxima temperatura de juntura que puede soportar el transistor que, dependiendo de los especificaciones, puede estar entre 85°C y 125°C.

El fabricante puede especificar dos valores.

- a.-  $I_{CDC}$ . Es el máximo valor de corriente colector-emisor que puede ser mantenido por tiempo indefinido (condición DC).
- b.-  $I_{Cpeak}$ . Es el máximo valor de corriente colector-emisor que puede ser mantenido en un régimen pulsante en el cual el fabricante define también el ancho del pulso y el ciclo de trabajo de repetición del pulso.

Usualmente el valor pico es mayor que el DC, hasta en un 100%, pero el ciclo de trabajo especificado es muy bajo (menor al 10%), de forma que las pérdidas promedio en el ciclo de trabajo pulsante son equivalentes a las pérdidas DC producidas cuando se opera por tiempo indefinido a  $I_{CDC}$ .

Aunque existen aplicaciones en donde es posible que el transistor opere normalmente con pulsos del tipo definido para  $I_{Cpeak}$ , en

general la principal aplicación de este valor es como referencia para calibrar el circuito de auto-protección del BJT, que debe operar cuando la corriente instantánea del BJT,  $i_{ce}(t)$ , empieza a estar en el intervalo:

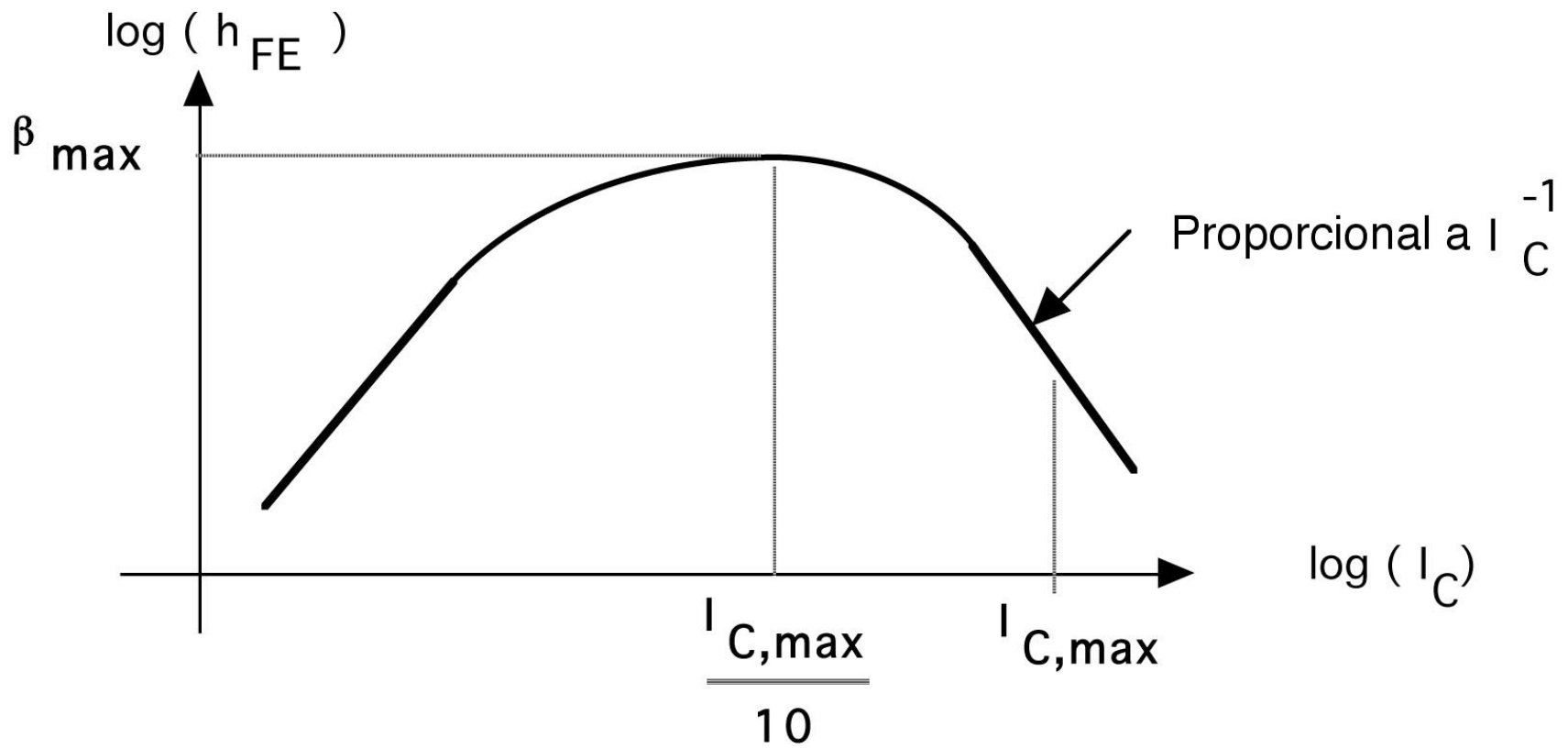
$$I_{CDC} < i_{ce}(t) < I_{Cpeak}$$

Y debe interrumpir la corriente antes de que transcurra el tiempo máximo especificado para la condición  $I_{Cpeak}$ .

### III.-GANANCIA DE CORRIENTE DE GRAN SEÑAL ( $h_{FE}$ )

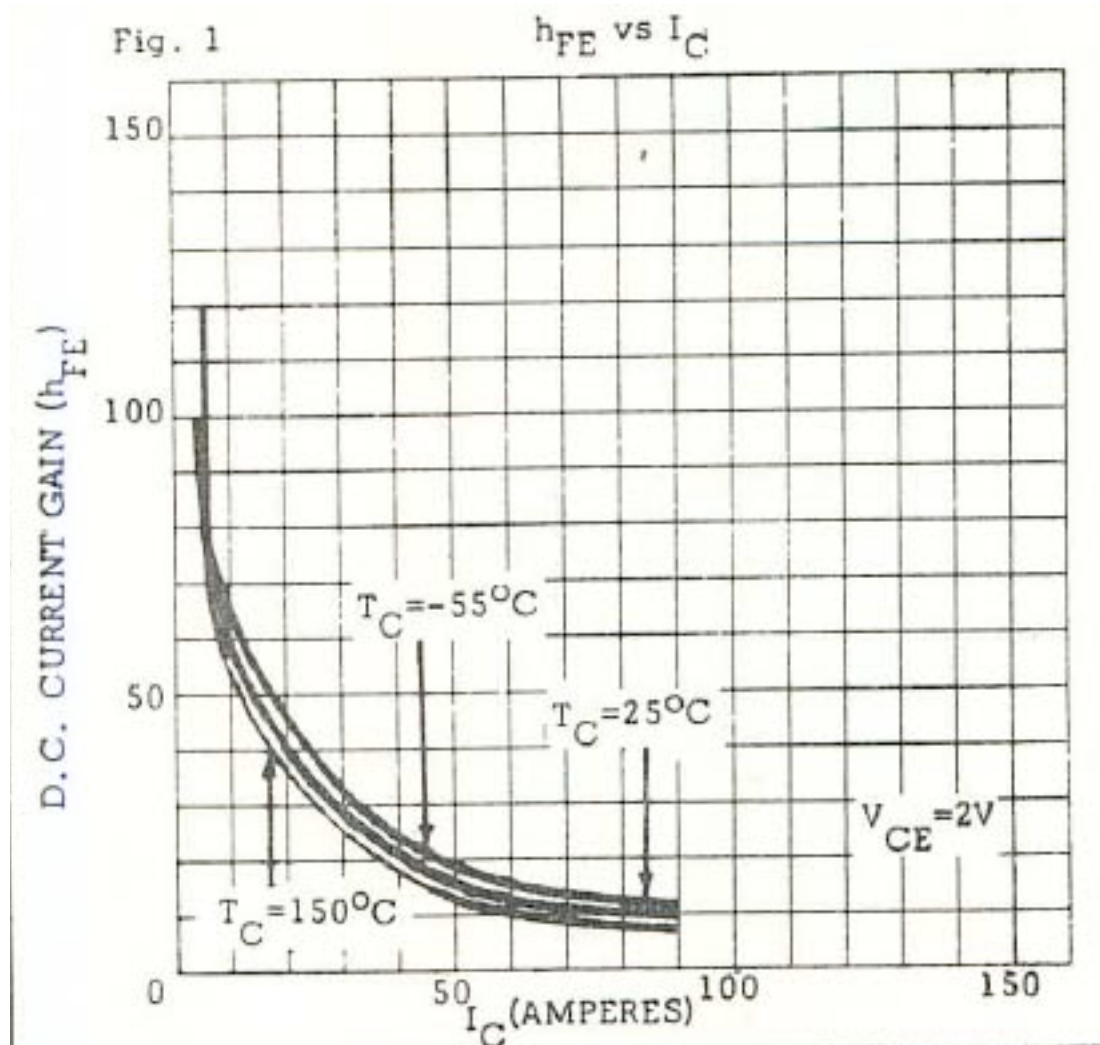
El fabricante especifica la ganancia de corriente de gran señal,  $h_{FE}$ , para una corriente colector-emisor y una temperatura de juntura específicas.

La dependencia entre  $h_{FE}$  y la corriente de colector es muy grande y no lineal, por lo que en general el valor específico a usar en el diseño debe ser consultado en las gráficas  $h_{FE}/i_{ce}$ , ofrecidas por el fabricante.



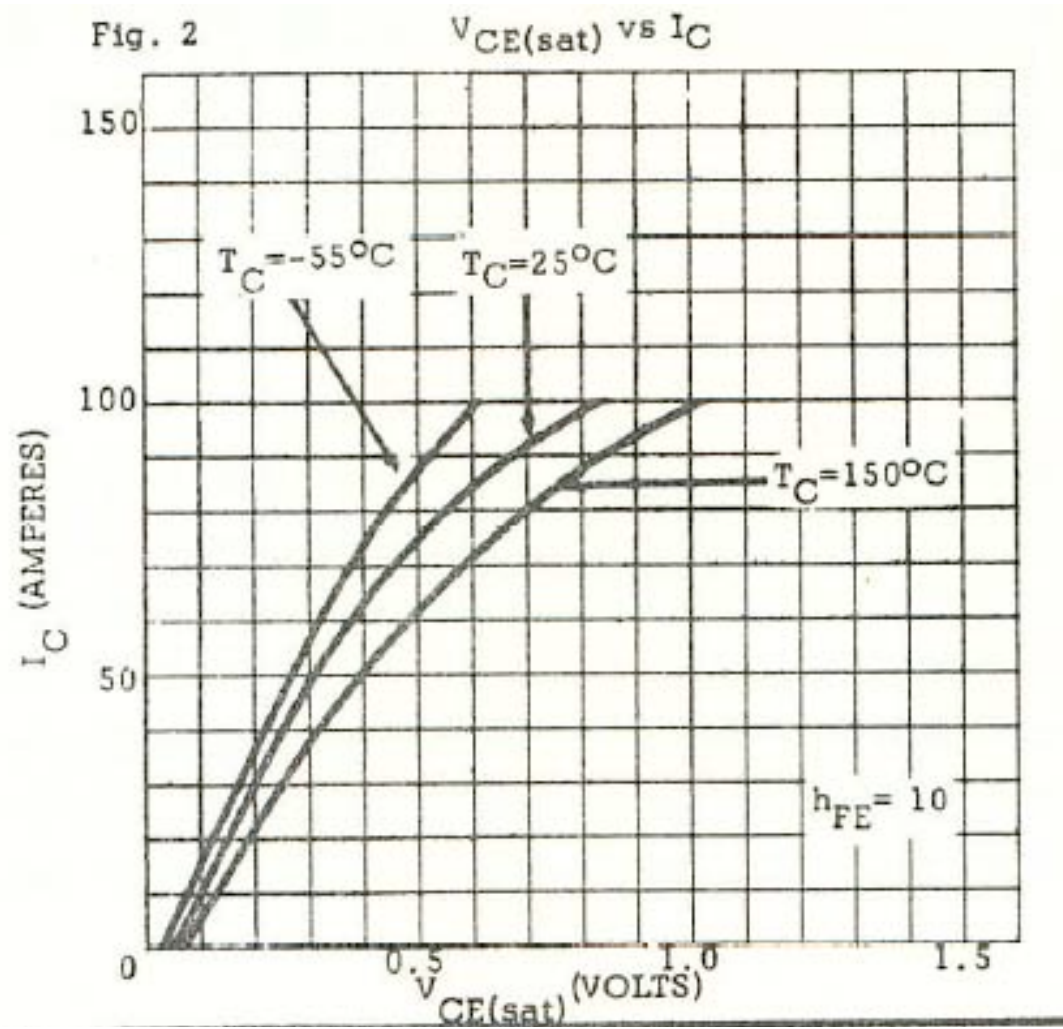
Relación típica de la ganancia de corriente ( $h_{FE}$ ) con la corriente de colector ( $I_C$ ).

En general todos los parámetros son función también de la temperatura de juntura, por lo que la información presentada en la tabla de datos se complementa con un conjunto de gráficas que presentan como mínimo la relación entre la ganancia de gran señal, la tensión colector-emisor en saturación y la tensión base-emisor como funciones de la corriente de colector y de la temperatura.

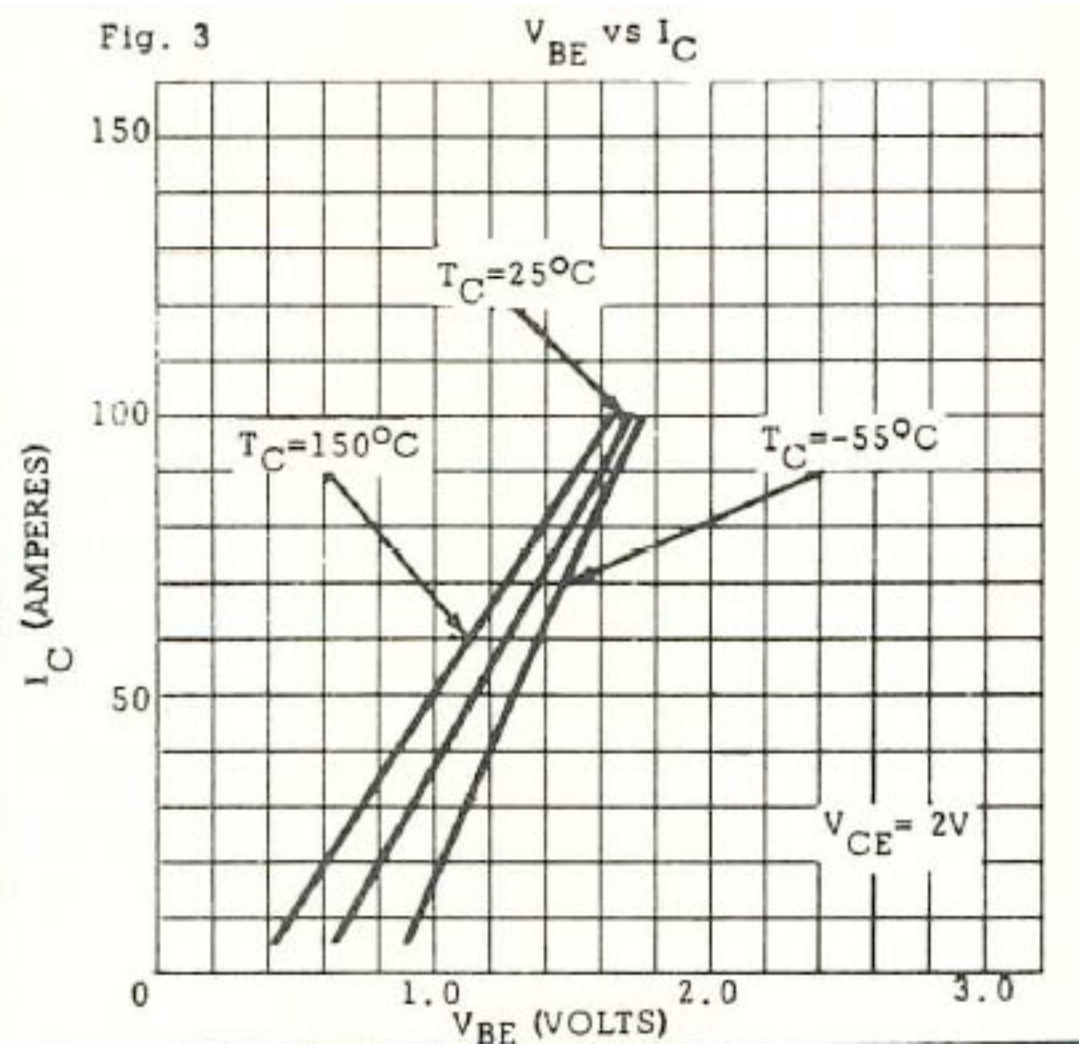


Ganancia de corriente de gran señal vs. corriente de colector, PT500





Tensión colector-emisor en saturación vs. corriente de colector

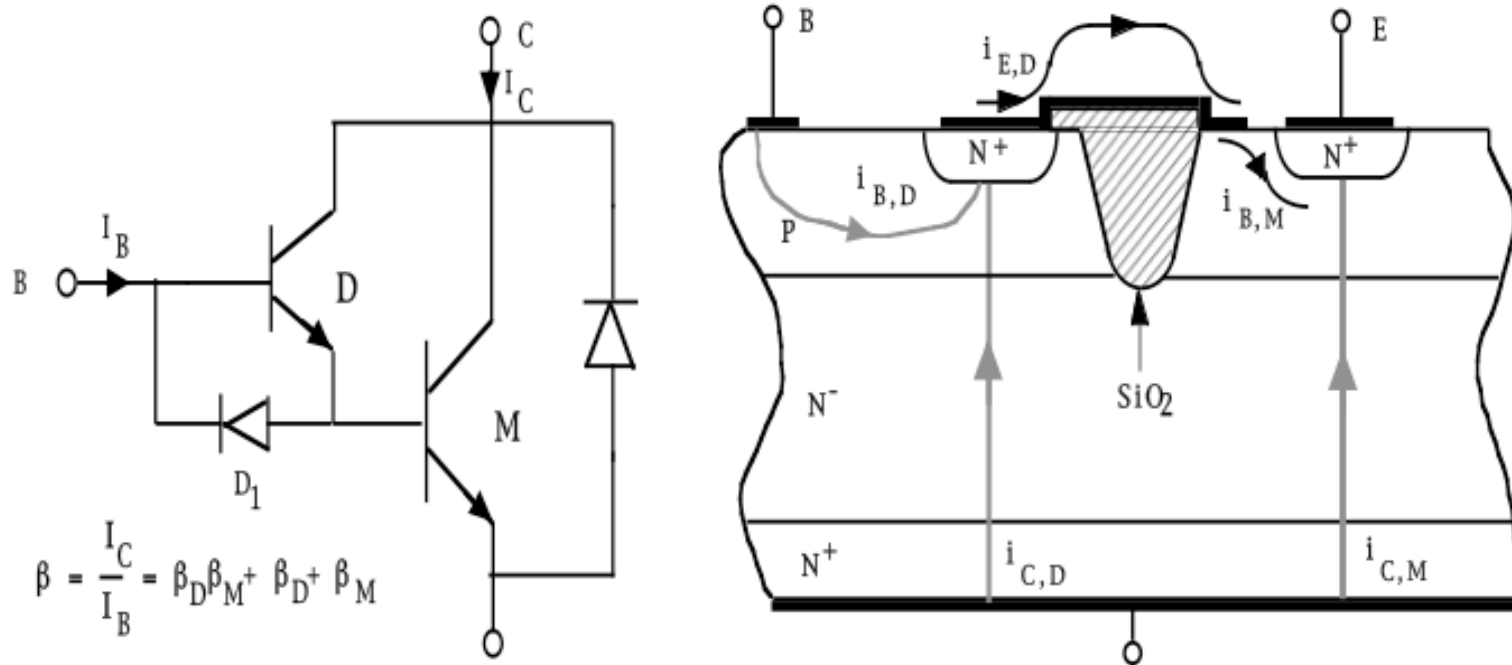


Tensión base-emisor vs. corriente de colector.

Como consecuencia de la relación ganancia de corriente – corriente máxima de colector, la ganancia de corriente aprovechable en un BJT de potencia es usualmente baja (normalmente menor que 20), lo que hace necesario emplear etapas de manejo de base capaces de entregar una corriente de base significativamente grande o realizar conexiones de varios transistores en configuración tipo Darlington.

Por esta razón los fabricantes suelen ofrecer “transistores Darlington monolíticos” dentro de sus líneas de productos.

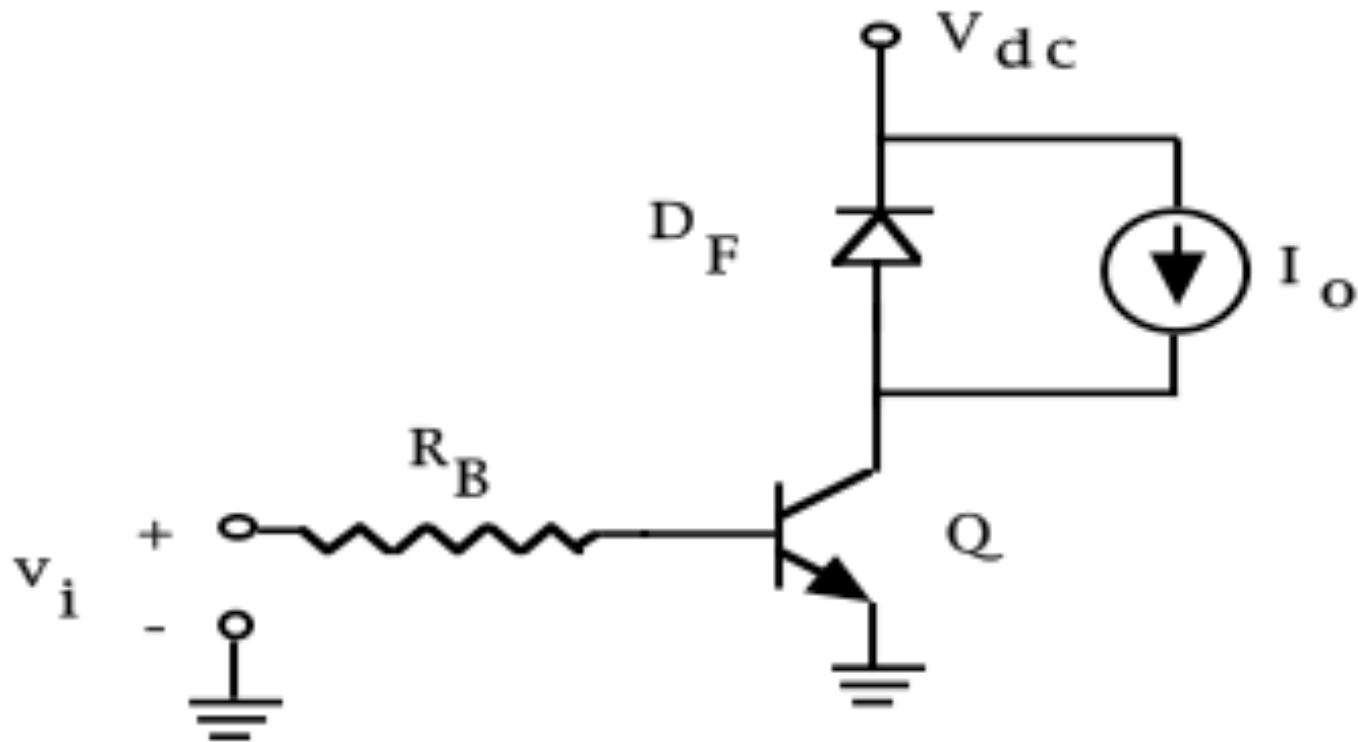
La decisión de emplear un BJT de potencia individual o un Darlington es un compromiso entre simplificar el diseño del circuito de manejo de base (el Darlington requiere un menor nivel de  $i_b$ ) y aumentar las pérdidas en conducción (la tensión CE en saturación aumenta significativamente, pasando de  $V_{CEsat}$  a  $V_{CEsat} + V_{BE}$ ).



Estructura de un BJT NPN tipo Darlington monolítico (derecha), y su símbolo circuital.

PROCESOS DE CONMUTACIÓN EN EL BJT EN CIRCUITOS CON CARGA INDUCTIVA.

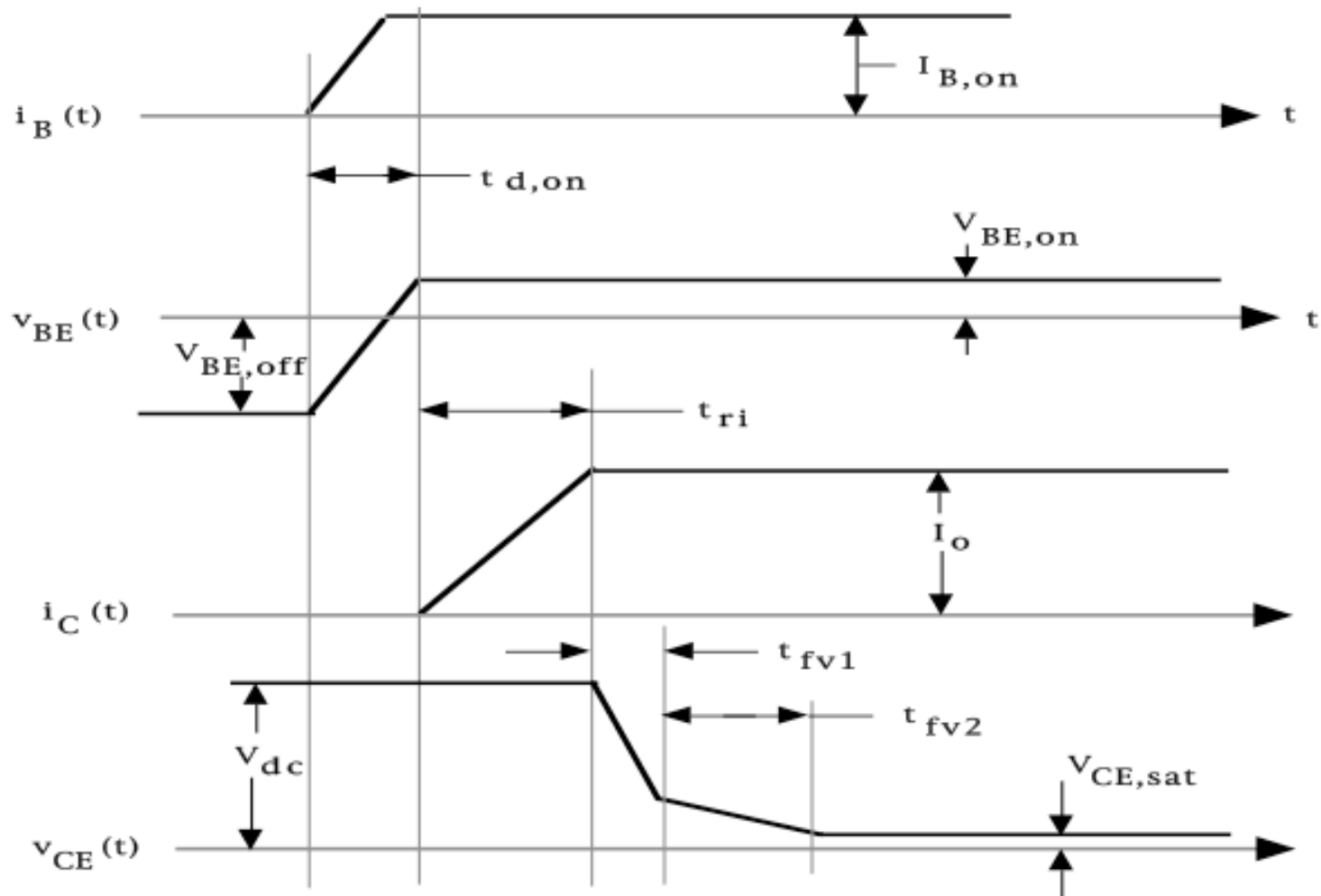
Conmutación del BJT con carga inductiva y diodo de libre conducción en el circuito de potencia.



Se asume que el BJT está controlado por un circuito de manejo de base capaz de aplicar tensión negativa durante el tiempo de apagado y con tiempos de subida y bajada de la corriente de base significativamente más rápidos que los tiempos de conmutación del transistor, lo que permite considerarlos como "instantáneos".

El transistor maneja una carga inductiva de constante de tiempo larga, de forma que la corriente de carga se puede considerar constante durante los intervalos de conmutación, lo que requiere que el circuito incluya un diodo de libre conducción en anti-paralelo con la carga; y se asume también que el diodo es ideal, y que sus conmutaciones son significativamente más rápidas que las del BJT principal.

## PROCESO DE ENCENDIDO.



Formas de onda en el BJT durante en proceso de encendido

## Etapas del proceso de encendido:

1.- Comienzo del proceso. La corriente de base crece con un  $di_b(t)/dt$  definido por el circuito externo de control de base, y la tensión BE crece cambiando su polaridad. La corriente de base acumula portadores en la base con lo que la tensión base-emisor sube desde el valor negativo aplicado durante el intervalo de apagado hasta el valor de conducción. No hay cambios en el estado del BJT desde el punto de vista de los terminales principales. El BJT permanece en este estado durante el tiempo de retardo,  $t_d$ .

2.- Tiempo de subida de la corriente ( $t_{cr}$ ). Concluido el tiempo de retardo de encendido, la corriente colector emisor,  $i_{ce}(t)$ , empieza a subir. La tensión colector-emisor,  $v_{ce}(t)$  permanece fija mientras el diodo conduce.



3.- Operación en la zona lineal ( $t_{fv1}$ ). Concluido el tiempo de subida de la corriente,  $t_{cr}$ , el diodo auxiliar corta, el transistor entra en la zona lineal de operación y la tensión colector-emisor empieza a caer hacia el valor de saturación. El BJT emplea un tiempo  $t_{fv1}$  (tiempo de caída de voltaje 1) en transitar por la zona activa.

5.- Operación en la zona de cuasi-saturación ( $t_{fv2}$ ). A medida que se continua la inyección de un exceso de portadores en la base, la zona efectiva de base se extiende dentro de la región de colector, ocupando la zona de cuasi-saturación; la ganancia efectiva de corriente se va reduciendo, y la tensión colector-emisor decrece más lentamente hasta el valor de tensión colector-emisor de saturación profunda, terminando el proceso de encendido. El BJT emplea un tiempo  $t_{fv2}$  (tiempo de caída de voltaje 2) en transitar alcanzar el estado de saturación profunda.

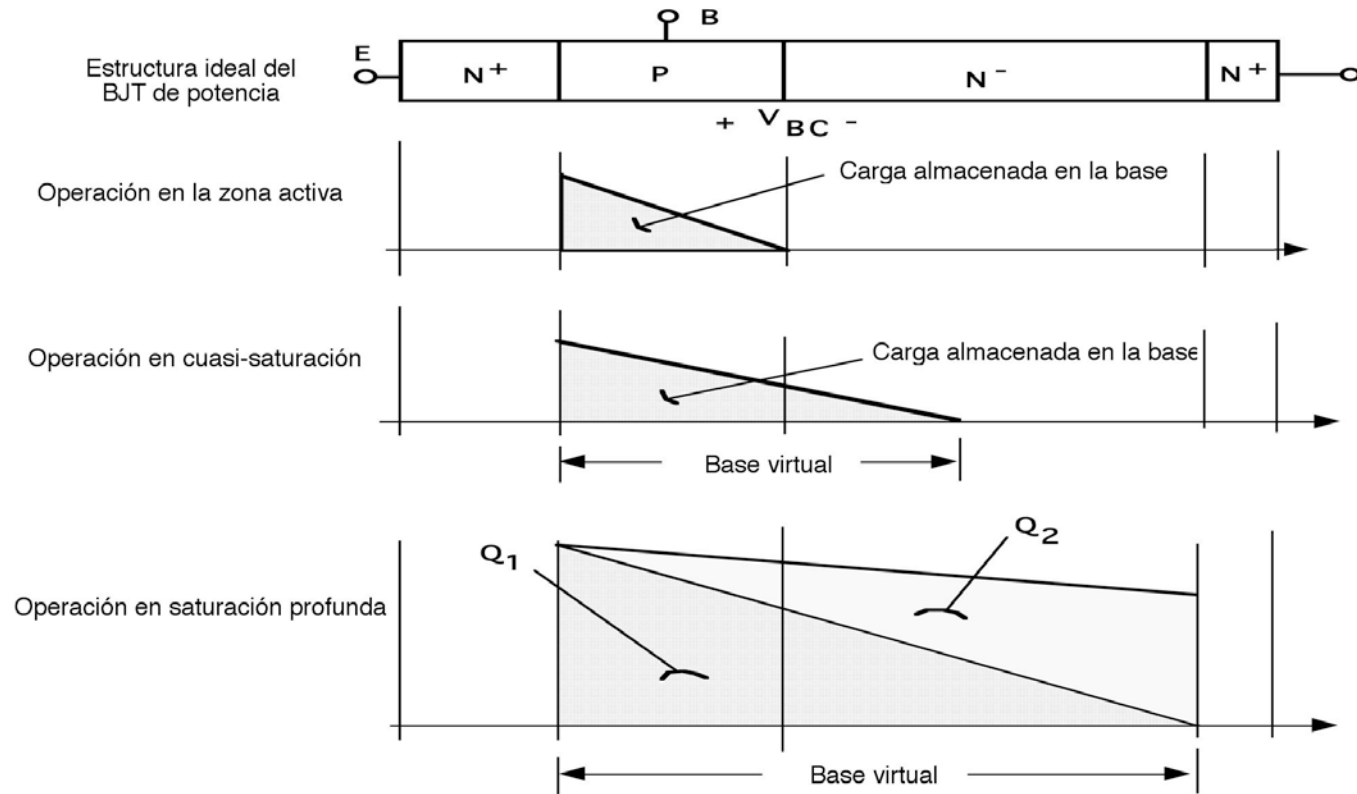


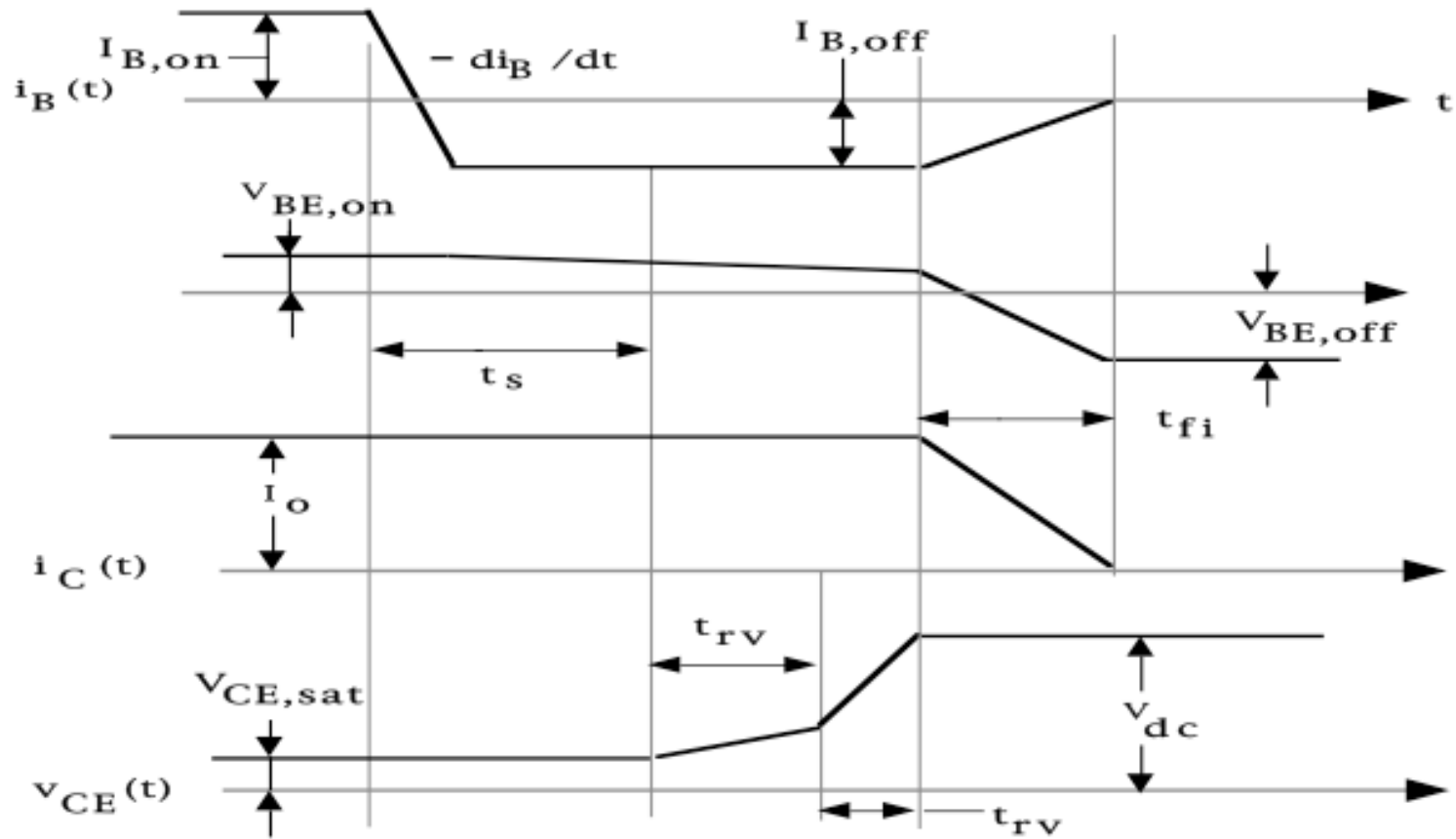
Diagrama de distribución de carga en el cristal semiconductor en las distintas etapas de la conducción.

$Q_1$ : carga acumulada en la base extendida para lograr saturación

$Q_2$ : Carga adicional de saturación profunda.

Aquí aparece otra situación de compromiso. Si se permite que el BJT entre en saturación profunda, la caída de tensión CE alcanza un valor mínimo, lo que reduce las pérdidas en conducción, pero el proceso de apagado se hace más lento, lo que aumenta las pérdidas en la conmutación de apagado.

## PROCESO DE APAGADO CONTROLADO:



Formas de onda en el BJT durante en proceso de apagado con corriente de base controlada.

Etapas del proceso de apagado con corriente de base controlada:

- 1.- Comienzo del proceso. La corriente de base externa empieza a reducirse con un  $di_b(t)/dt$  definido por el circuito externo de control de base y alcanza un valor negativo que empieza a forzar la salida de portadores de la zona de base del BJT.
- 2.- Tiempo de almacenamiento ( $t_s$ ). La corriente de base negativa extrae el exceso de carga acumulada en la zona de base extendida ( $Q_2$ ). El voltaje  $v_{ce}$  continua en su valor de saturación profunda. El diodo auxiliar de libre conducción permanece polarizado en inverso y la corriente  $i_{ce}(t)$  permanece en el valor fijado por el circuito externo de carga.
- 3.- Operación en la zona de cuasi-saturación ( $t_{rv1}$ ). La corriente de base negativa continua extrayendo la carga acumulada en la zona

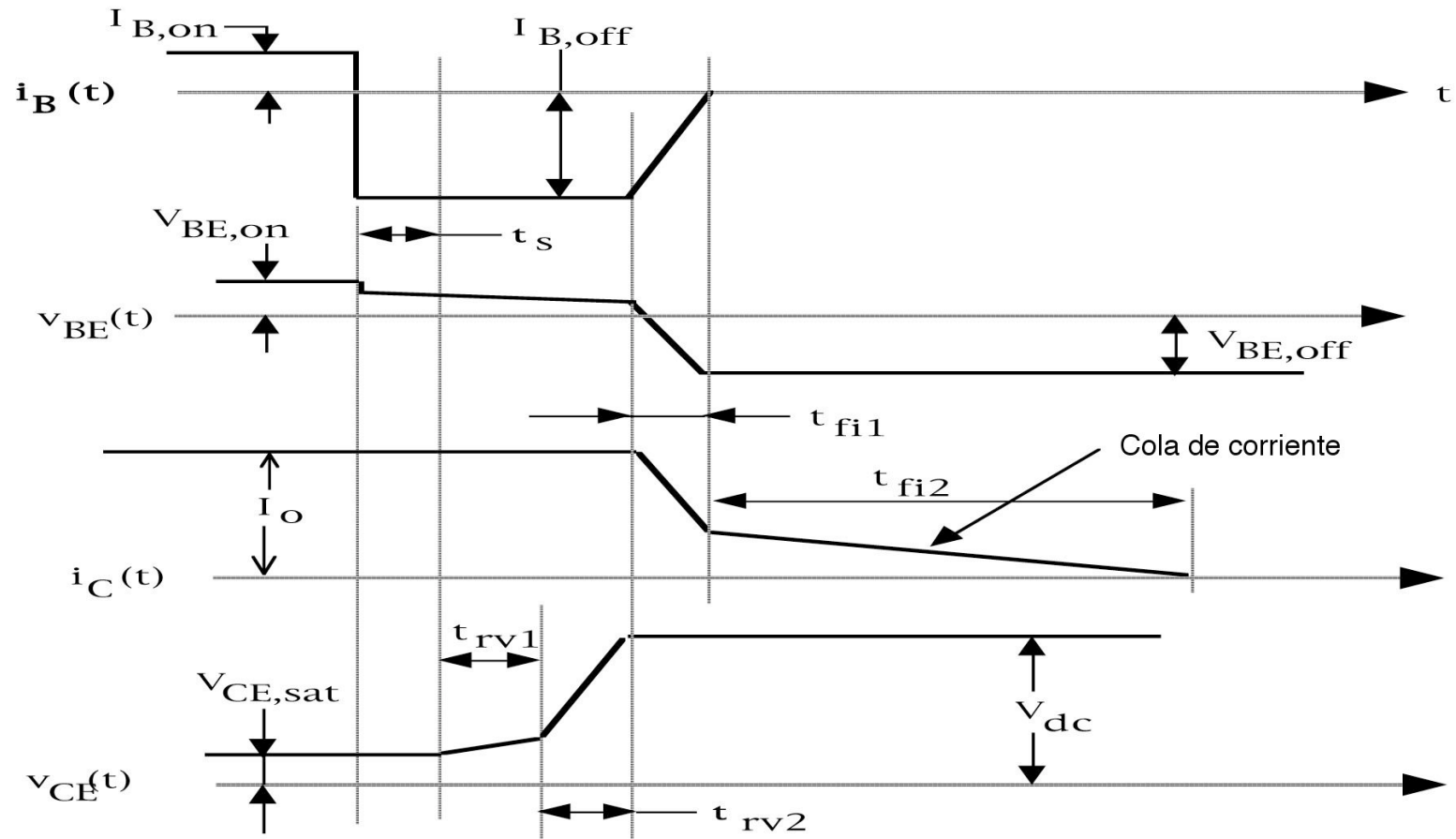
de base extendida ( $Q_1$ ). El BJT sale de saturación profunda y voltaje  $v_{ce}$  empieza a subir. El diodo sigue polarizado en inverso y la corriente  $i_{ce}(t)$  no cambia.

4.- Operación en la zona activa ( $t_{rv2}$ ). Transcurrido el primer tiempo de subida del voltaje,  $t_{rv1}$ , la corriente de base negativa termina de extraer la carga acumulada en la zona de base extendida, el BJT entra en la zona activa y la tensión  $v_{ce}$  crece rápidamente hasta alcanzar el valor de la tensión de alimentación. Durante este segundo tiempo de subida del voltaje,  $t_{rv2}$ , el diodo sigue polarizado en inverso y la corriente  $i_{ce}(t)$  no cambia.

5.- Caída de corriente ( $t_{fi}$ ). Una vez que  $v_{ce}$  alcanza el valor de la tensión externa, el diodo auxiliar de libre conducción entra en conducción, abriendo un camino alternativo para la corriente de

carga. Esto permite que la corriente  $i_{ce}$  en el BJT caiga rápidamente a cero, terminando el proceso de apagado, mientras la corriente de base cae a cero y la juntura base-emisor entra en polarización inversa.

## PROCESO DE APAGADO BRUSCO:



Formas de onda en el BJT durante en proceso de apagado brusco.



## Etapas del proceso de apagado brusco:

- 1.- Etapas iniciales. El proceso de apagado brusco empieza de forma similar al proceso de apagado controlado. La corriente de base negativa extrae portadores y reduce las cargas almacenadas en la región de base y la región de base extendida. Al ser la corriente mayor, los tiempos de almacenamiento se reducen y el voltaje  $v_{ce}$  alcanza el valor de la tensión externa antes que en el proceso controlado.
- 2.- Comienzo de la caída de corriente ( $t_{fi1}$ ). La corriente  $i_{ce}$  en el BJT y la corriente de base empiezan a caer rápidamente. Los portadores de la región de la base son totalmente desplazados y la juntura base-emisor entra en bloqueo inverso antes de que los portadores remanentes en la antigua región de base extendida hayan sido removidos.

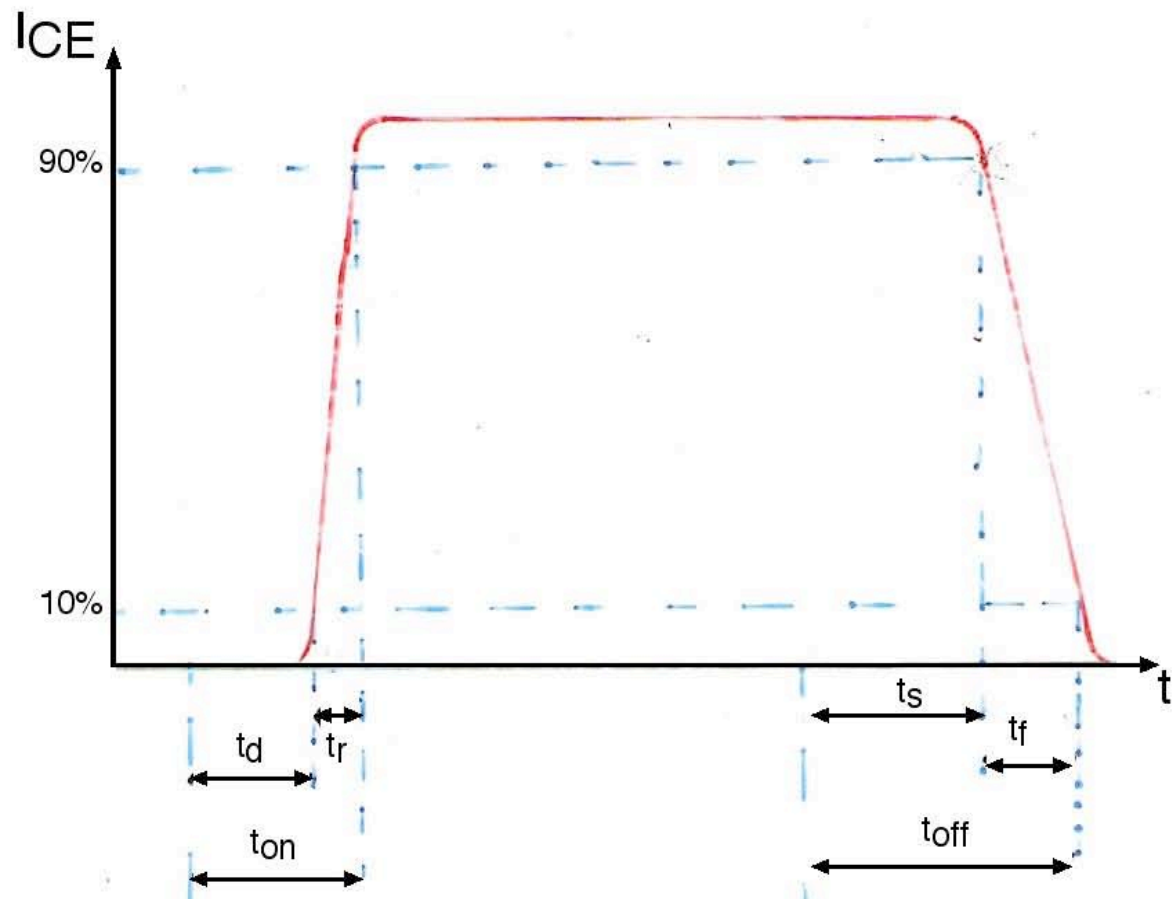
3.- Etapa de la cola de corriente ( $t_{fi2}$ ). Los portadores atrapados mantienen una corriente  $i_{ce}$  hasta que desaparecen por recombinación. Este proceso es largo, y durante el mismo las pérdidas en la juntura son elevadas.

El proceso de apagado brusco es en general más largo que el proceso de apagado controlado, y las pérdidas por conmutación son mayores, por lo que debe ser evitado.

## DEFINICIÓN DE LOS TIEMPOS DE CONMUTACIÓN SEGÚN LAS ESPECIFICACIONES.

Los tiempos de conmutación se especifican para una forma de onda de la corriente de base determinada, con frentes de subida y bajada muy rápidos (usualmente del orden de 50ns), para carga resistiva pura y en condiciones de tensión colector-emisor y temperatura de juntura determinadas.

El fabricante debe proporcionar gráficas que muestren la variación de los tiempos de conmutación en función de las variables que los afectan.



Definición de los tiempos de conmutación.

a.-  $t_d$ . Tiempo de retardo (delay time). Es el tiempo que transcurre entre el momento en el que el frente de subida de la corriente de base alcanza el 10% de su valor final y el momento en el que el frente de subida de la corriente de colector-emisor alcanza el 10% de su valor final.

b.-  $t_r$ . Tiempo de subida (rise time). Es el tiempo que transcurre entre el momento en el cual el frente de subida de la corriente de colector-emisor alcanza el 10% de su valor final y el momento en que alcanza el 90% de su valor final.

c.-  $t_s$ . Tiempo de almacenamiento (storage time). Es el tiempo que transcurre entre el momento en el que el frente de bajada de la corriente de base alcanza el 90% de su valor final y el momento en el que el frente de bajada de la corriente de colector-emisor alcanza el 90% de su valor final.

d.-  $t_f$ . Tiempo de caída (fall time). Es el tiempo que transcurre entre el momento en el cual el frente de bajada de la corriente de colector-emisor alcanza el 90% de su valor final y el momento en que alcanza el 10% de su valor final.

En algunos casos el fabricante no especifica estos cuatro tiempos en forma independiente, sino que informa sobre los valores del tiempo de retardo de encendido ( $t_{on}$ ) y el tiempo de retardo de apagado ( $t_{off}$ ).

En este caso se cumple que:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

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

Pérdidas en operación del transistor bipolar de potencia.

Considerando una aplicación genérica con tiempo de ciclo  $T$ , la potencia disipada en pérdidas de conducción,  $P_p$ , en el dispositivo principal de control (un BJT en este caso) resulta:

$$P_p = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ce}(\tau) i_{ce}(\tau) d\tau$$

Usualmente las pérdidas se evalúan en forma aproximada dividiendo el período de conducción en cuatro intervalos: conducción, bloqueo, conmutación de encendido y conmutación de apagado, simplificando dentro de lo posible los cambios de las variables  $v_{ce}(t)$  e  $i_{ce}(t)$  en cada uno de los cuatro intervalos considerados.

1.- Pérdidas en conducción,  $P_{on}$ :

$$P_{on} = v_{cesat} I_{ce} \frac{t_{on}}{T}$$

donde:

$v_{cesat}$  es la tensión colector emisor de saturación

$I_{ce}$  es la corriente colector emisor en saturación (usualmente igual a la corriente de carga).

$t_{on}$  es el tiempo durante el cual el transistor esta encendido en cada ciclo de trabajo.

$T$  es la duración del ciclo de trabajo del transistor.



2.- Pérdidas en bloqueo,  $P_{off}$ .

$$P_{off} = V_{ce} I_{cef} \frac{t_{off}}{T}$$

donde:

$V_{ce}$  es la tensión colector emisor durante el tiempo de bloqueo, usualmente aproximadamente igual a la tensión de la fuente.

$I_{cef}$  la corriente de fuga colector emisor cuando el BJT está apagado.

$t_{off}$  es el tiempo durante el cual el transistor esta bloqueando en cada ciclo de trabajo.

T es la duración del ciclo de trabajo del transistor.

3.- Pérdidas en las conmutaciones de encendido,  $P_{con}$ :

$$P_{con} = \left[ \left( \int_0^{t_{si}} V_{ce} i_{ces}(\tau) d\tau \right) + \left( \int_0^{t_{bv}} v_{ceb}(\tau) I_{ce} d\tau \right) \right] f_c$$

donde:

$i_{ces}(\tau)$  es la forma de onda de subida de la corriente durante la primera fase del encendido, usualmente aproximada por una línea recta.

$v_{ceb}(\tau)$  es la forma de onda de bajada de la tensión durante la segunda fase del encendido, usualmente aproximada por una línea recta.

$f_c$  es frecuencia de conmutación del transistor.

4.- Pérdidas en las conmutaciones de apagado,  $P_{\text{coff}}$ :

$$P_{\text{coff}} = \left[ \left( \int_0^{t_{sv}} v_{ces}(\tau) I_{ce} d\tau \right) + \left( \int_0^{t_{bi}} V_{ce} i_{ceb}(\tau) d\tau \right) \right] f_c$$

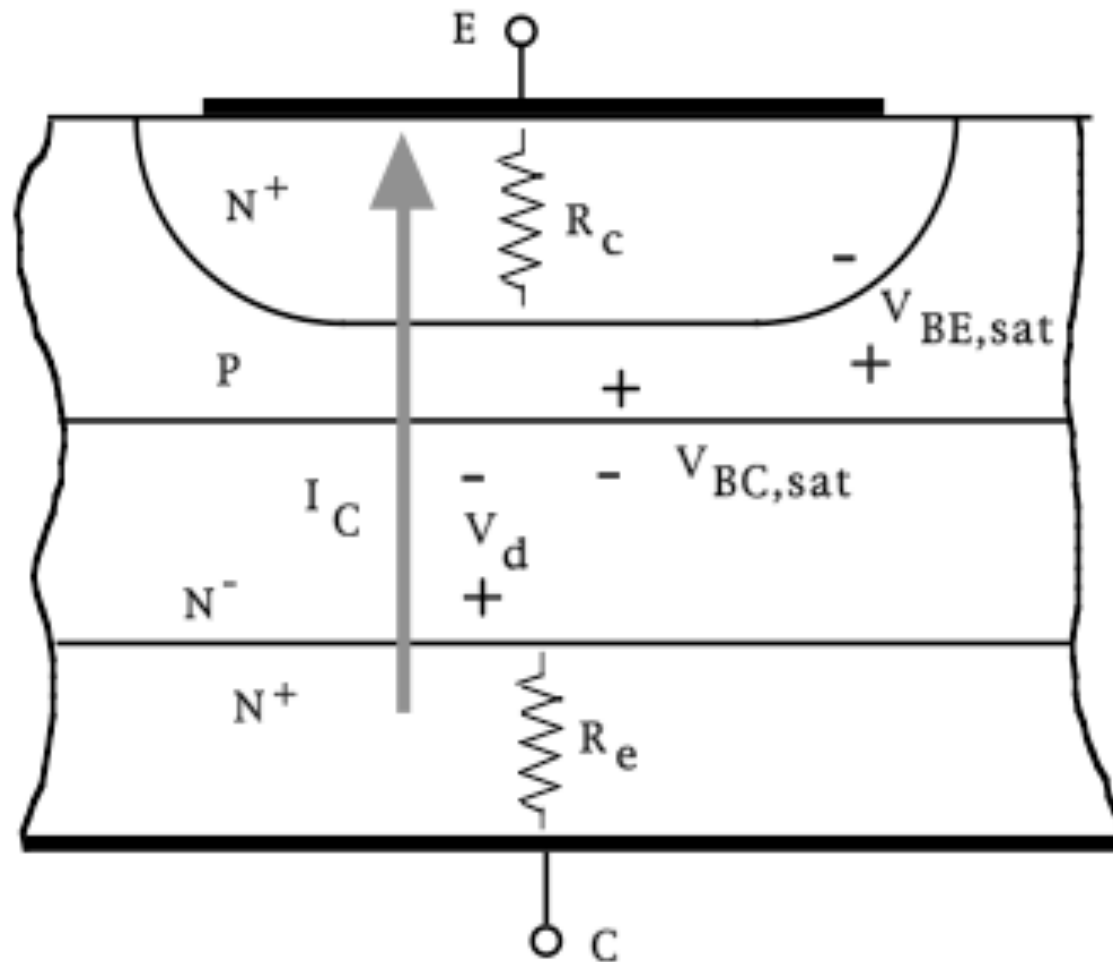
donde:

$v_{ces}(\tau)$  es la forma de onda de subida de la tensión durante la primera fase del apagado, usualmente aproximada por una línea recta.

$i_{ceb}(\tau)$  es la forma de onda de bajada de la corriente durante la segunda fase del apagado, usualmente aproximada por una línea recta.

$f_c$  es la frecuencia de conmutación del transistor.

Las pérdidas en conducción tienen dos componentes fundamentales, uno de tipo resistivo causado por la circulación de la corriente en el cristal cuya resistividad por supuesto es relativamente elevada, y otra por las caídas debidas a los cambios de potencial en las juntas del dispositivo.



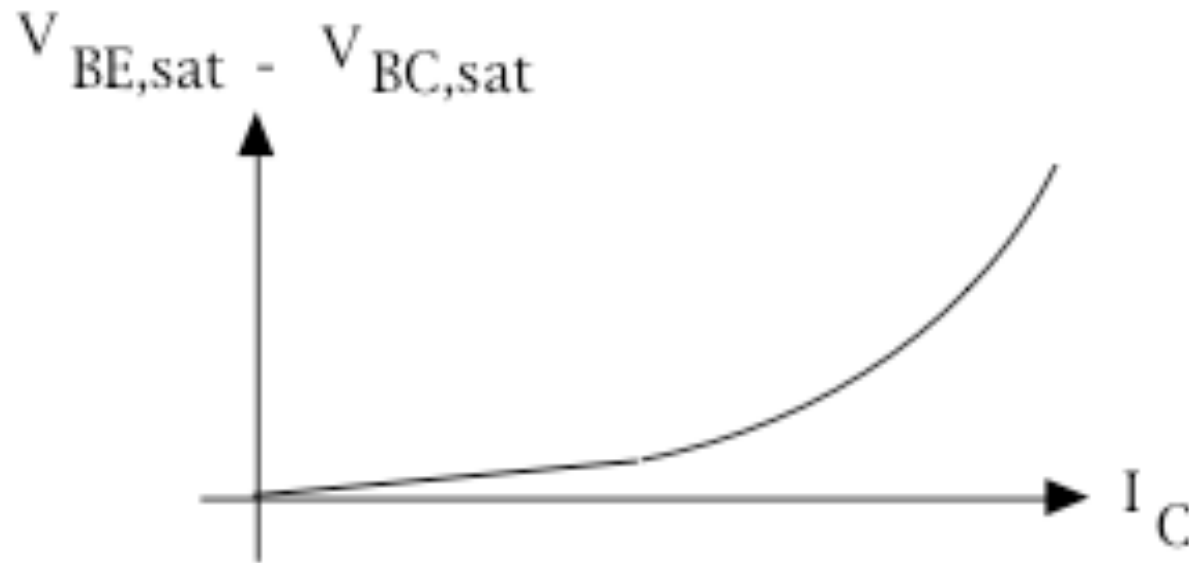
Esquema de distribución de los elementos que generan las pérdidas en conducción ( $P_{on}$ ) en un BJT de potencia

Disgregando las pérdidas en sus componentes individuales, las pérdidas en conducción en un BJT de potencia están dadas por:

$$P_{on} = I_{CE} V_{CEsat}$$

$$V_{CEsat} = V_{BEsat} - V_{BCsat} + V_d + I_{CE}(R_c + R_e)$$

El valor del término  $[V_{BEsat} - V_{BCsat}]$  es una función exponencial creciente de la corriente de colector, cuya forma genérica se presenta en la siguiente figura, y su valor está en el orden de 0,1 a 0,2V para corrientes de colector del orden de la corriente nominal máxima,  $I_{CDC}$ .



Relación entre  $(V_{BEsat} - V_{BCsat})$  y la corriente del transistor

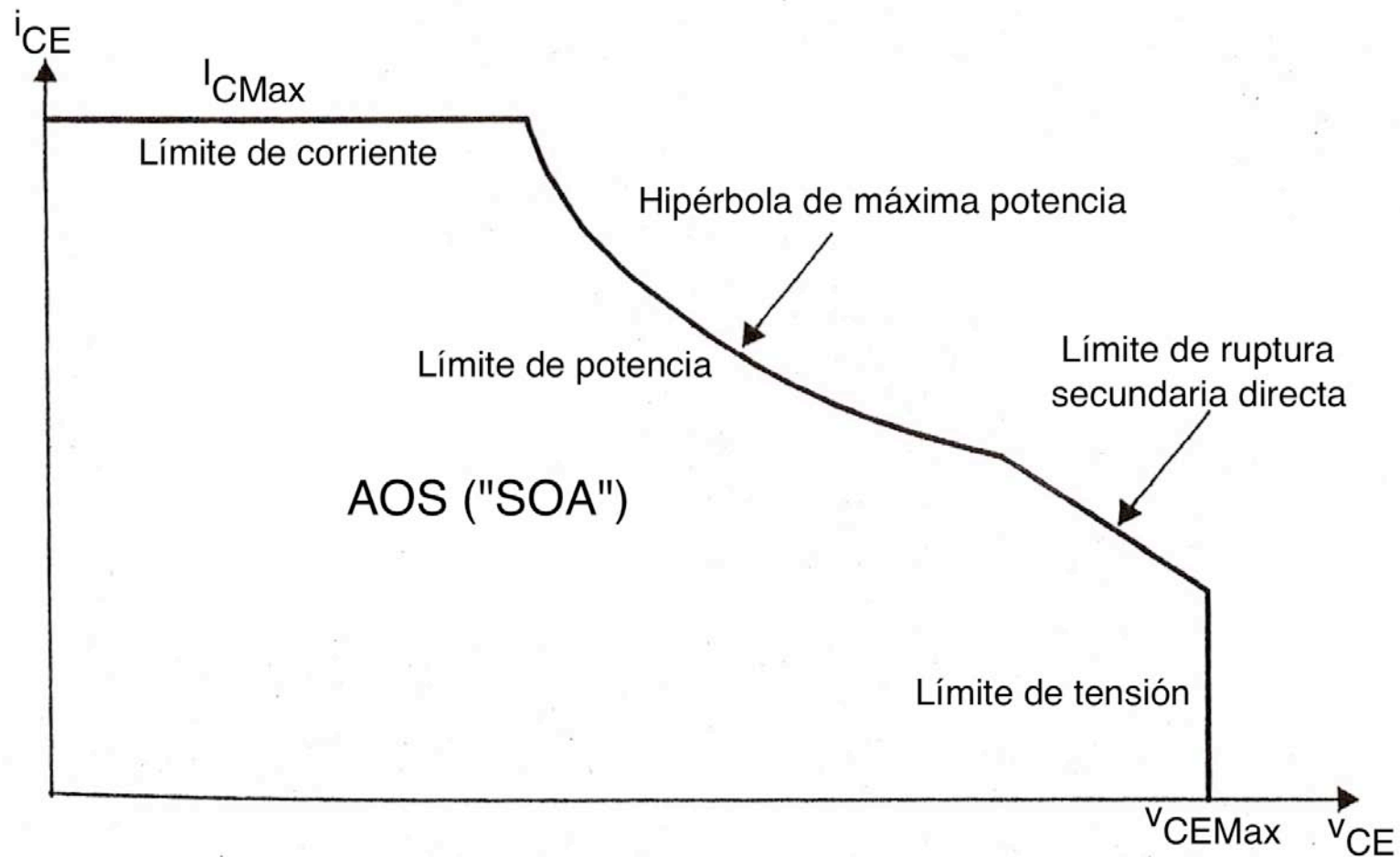
Como consecuencia de estas relaciones el valor  $V_{CEsat}$  crece rápidamente cuando la corriente de colector se hace excesiva, por lo que su medición puede ser usada para obtener una indicación de sobre corriente en el dispositivo que permita interrumpir la conducción en caso de que se produzca una falla por sobre carga.

## ZONA DE OPERACIÓN SEGURA.

AL operar un BJT se debe cuidar de que se respetan todos los valores límite de las distintas variables a considerar: voltaje colector-emisor, corriente de colector, potencia máxima disipable, etc.

Usualmente el fabricante sintetiza esta información graficando todos los límites que se deben considerar en un plano  $V/I$ , que queda entonces dividido en dos zonas: una Área de Operación Segura (AOS), usualmente denominada SOA ("Safe Operating Area") esto es, una zona en la cual todos los puntos  $V/I$  define puntos de operación que pueden ser soportados indefinidamente por el BJT, y una de operación insegura, en la cual el BJT no puede operar continuamente porque sería destruido al no respetarse uno o mas de los valores límites.





Límites de operación segura de un BJT genérico en régimen de gran señal. Escalas lineales de corriente y voltaje.

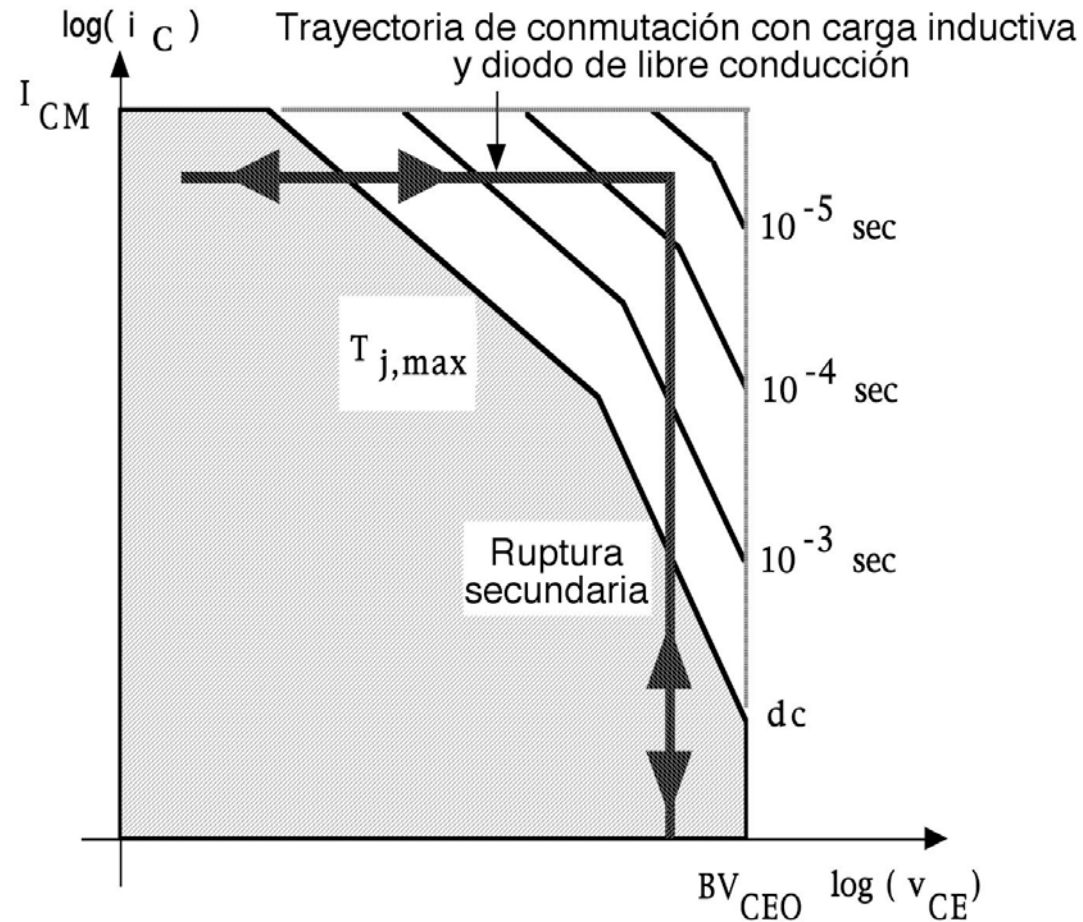
Cuando el BJT trabaja como amplificador lineal el AOS/SOA esencialmente define la zona activa en la cual es posible polarizar al transistor, limitada por la máxima tensión Colector-emisor permisible, la máxima corriente constante de colector, la hipérbola de máxima potencia y la frontera de ruptura secundaria; en operación lineal estos límites son absolutos, esto es no es posible operar fuera de ellos.

Cuando se opera en el régimen de corte y saturación propio de las aplicaciones de control de potencia por modulación de ancho de pulso con cargas inductivas, esta información no es suficiente, dado que las conmutaciones generalmente ocurren en dos etapas, una de corriente constante, de valor posiblemente igual o muy cercano al de la corriente máxima y otra de voltaje constante, de valor posiblemente igual o muy cercano al máximo del dispositivo, lo que necesariamente coloca al dispositivo durante por lo menos

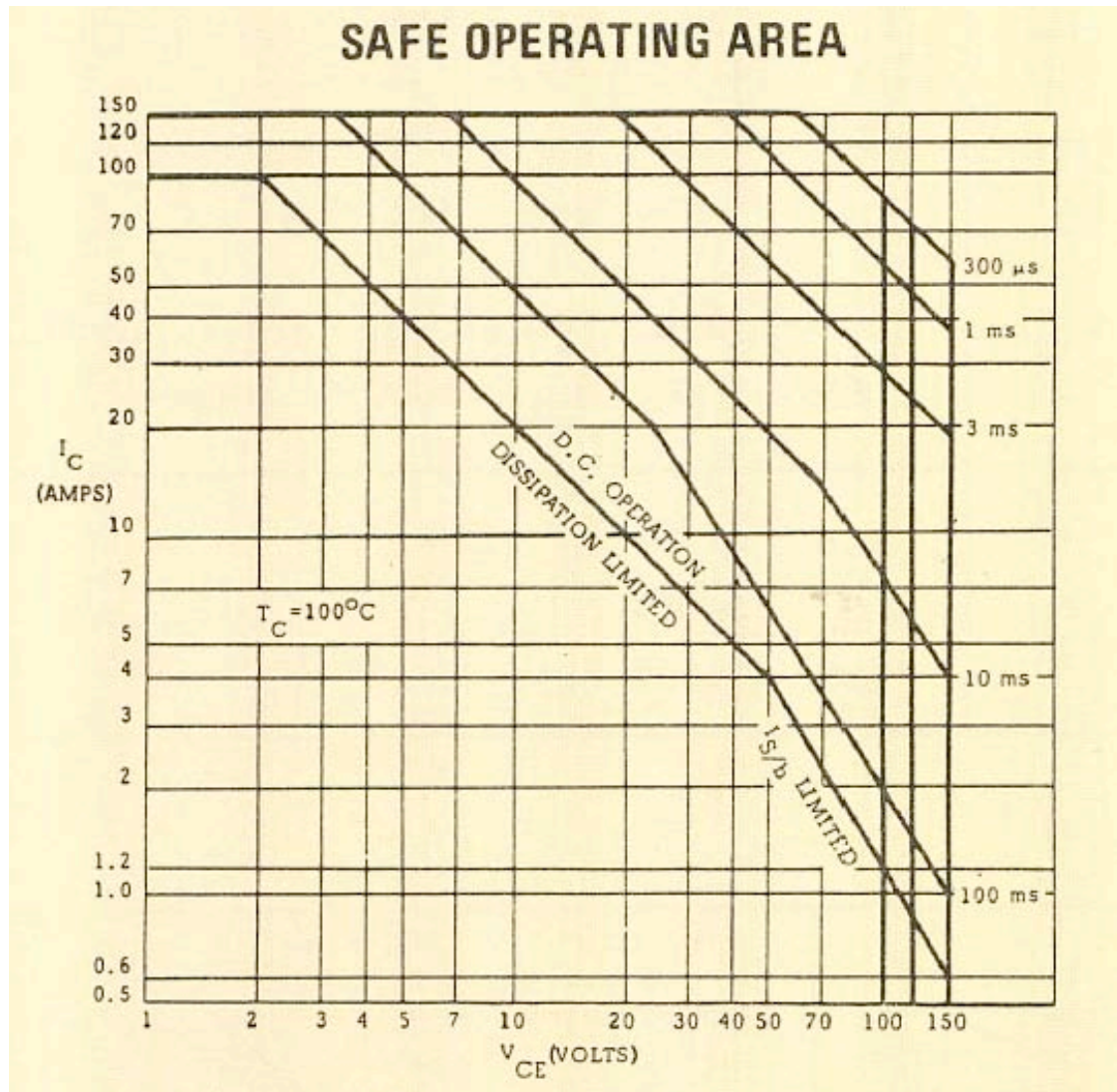
una parte de la trayectoria de conmutación fuera de la SOA definida en los términos absolutos antes considerados.

Para estas aplicaciones es necesario que la información contenida en la gráfica del AOS/SOA se amplíe, incluyendo zonas adicionales en las cuales el BJT puede permanecer durante intervalos de tiempo determinados.

Conocida esta información, el diseñador del circuito de potencia puede determinar cual es el tiempo límite de conmutación que es tolerable dado el dispositivo que desea usar y las zonas de operación pulsante que atraviesa la trayectoria de conmutación considerada.



Área de operación segura (SOA) típica de los BJTs de potencia, en presentación logarítmica.



Gráfica de SOA de un BJT de gran potencia (PT501 de PowerTech).

Para simplificar el trazado de los límites de la SOA esta se dibuja en un plano V/I con escalas logarítmicas en los dos ejes, con lo que las hipérbolas de máxima potencia se proyectan como líneas rectas.

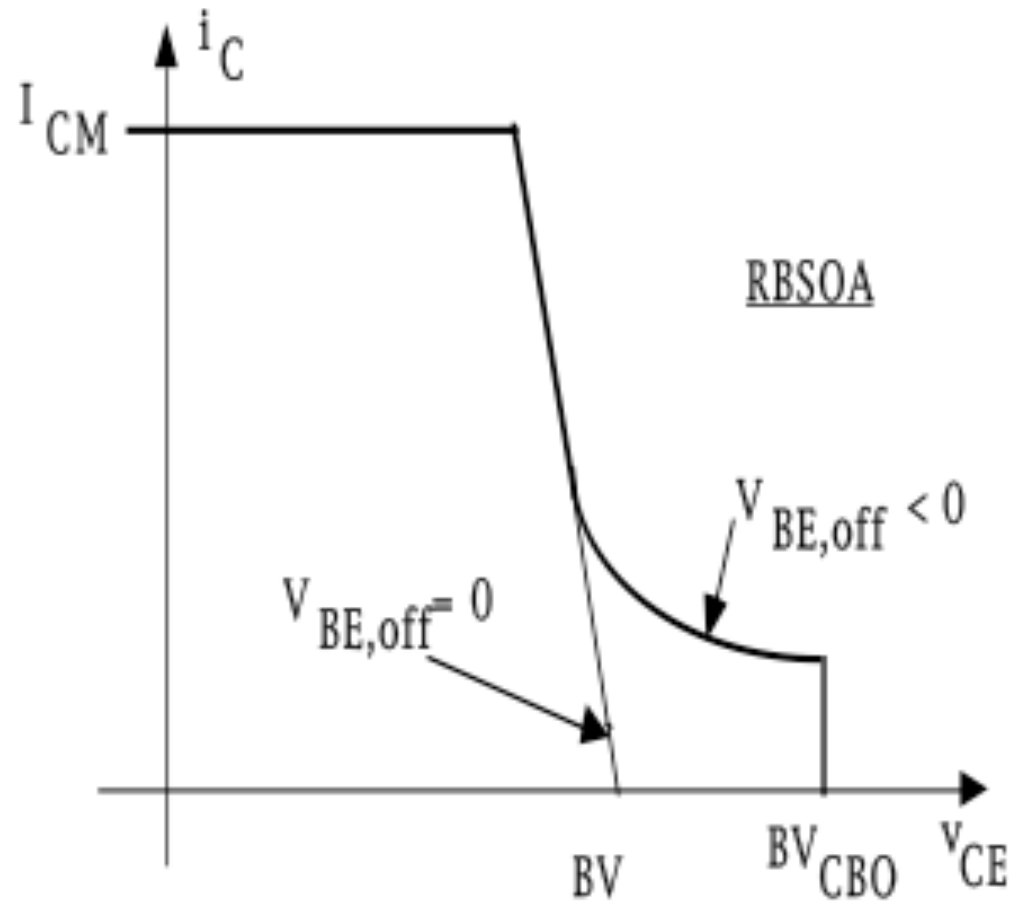
El uso de escalas logarítmicas tiene un efecto secundario engañoso, dado que graficada en dichas escalas la SOA para aplicaciones lineales parece muy grande en comparación con las zonas de operación solo posible en conmutación, cuando la realidad es la contraria.

## EL FENÓMENO DE LAS RUPTURAS SECUNDARIAS.

La ruptura secundaria es una falla que se produce a consecuencia de una concentración excesiva de portadores en una región determinada de la estructura del BJT durante el proceso de conmutación, concentración que produce un sobre calentamiento localizado que es capaz de hacer entrar en avalancha esa zona, provocando un proceso de falla en cascada que rápidamente puede causar la destrucción del BJT.

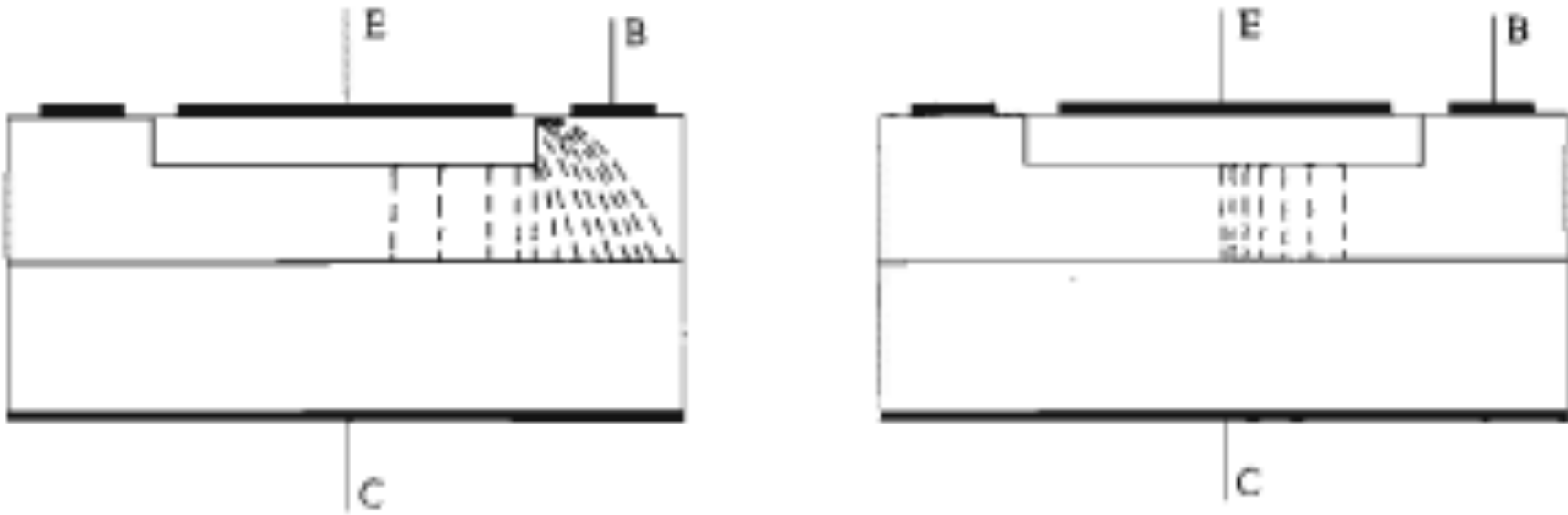
El fenómeno de la ruptura secundaria puede ocurrir tanto cuando el BJT está polarizado en directo durante una conmutación de encendido (esta es la ruptura cuya frontera se grafica en el SOA), como cuando está en el proceso de conmutación de apagado polarizado en inverso. La información sobre la ruptura secundaria en polarización inversa se presenta en una gráfica auxiliar que

presenta el área de operación segura en polarización inversa del BJT, conocida como RBSOA ("Reverse Base Safe Operating Area")



Área de operación segura (SOA) inversa del BJT de potencia.





Esquema de las concentraciones de corriente en ruptura secundaria.

Izquierda: polarizada en directo. Derecha: Polarizada en inverso.

En la ruptura secundaria en polarización directa la concentración de portadores ocurre en la pared lateral de la zona de base, mientras que en la ruptura secundaria en polarización inversa la concentración de portadores ocurre en el centro de la región de base.

## LIMITACIONES DE LOS TRANSISTORES BIPOLARES DE JUNTURA (BJT) DE POTENCIA:

- 1.- Son dispositivos controlados por corriente de baja ganancia de corriente, por lo que requieren una corriente de base relativamente grande (hasta 20% de la corriente de carga) durante todo el intervalo de conducción.
- 2.- Para lograr el apagado rápido es preciso extraer una corriente de base negativa relativamente grande y controlada, lo que requiere un circuito de manejo de base relativamente complejo (aunque mas simple al requerido por un GTO equivalente).
- 3.- La presencia de portadores de los dos tipos (huecos y electrones) reduce la velocidad de conmutación, debido a la baja

movilidad de los huecos. este efecto básicamente elimina del mercado a los BJTs de potencia tipo PNP.

4.- El efecto de ruptura secundaria (second breakdown) limita la zona de operación segura durante las conmutaciones.

5.- Riesgo de corrida térmica (thermal runaway), ya que la tensión en conducción decrece con la temperatura, lo que dificulta la conexión de BJTs en paralelo.