

NOTAS DE CLASE

Transistores de Potencia

Índice

1.	Introducción.....	3
2.	Caracterización de los transistores de potencia - el transistor bipolar.....	4
2.1	Generalidades.....	4
2.2	Parámetros máximos.....	4
2.2.1	Corriente máxima de colector.....	4
2.2.2	Tensiones de ruptura.....	4
2.3	Curvas de primera ruptura.....	6
2.4	Curva de potencia máxima.....	7
2.5	Segunda ruptura (Second Breakdown - SB) o avalancha secundaria.....	7
2.5.1	Segunda ruptura con polarización directa base-emisor.....	7
2.5.2	Segunda ruptura con polarización inversa base-emisor.....	8
2.5.3	Curvas de la primera y de la segunda ruptura para polarización de base-emisor directa e inversa.....	10
2.5.4	Curvas de potencia máxima y segunda ruptura.....	10
2.6	Área de operación segura (SOA).....	11
2.7	Área de operación segura para polarización directa (Forward Bias Safe Operating Area - FBSOA).....	11
2.8	Observaciones sobre las curvas de potencia máxima:.....	12
3.	Caracterización de los transistores de potencia - el transistor MOSFET	13
3.1	Parámetros máximos.....	13
3.1.1	Corriente de drenaje.....	13
3.1.2	Tensión de ruptura drenaje-fuente ($V_{(BR)DSS}$).....	13
3.1.3	Tensión máxima (absoluta) compuerta-fuente.....	13
3.2	Resistencia en conducción drenaje-fuente, $R_{DS(ON)}$ (Drain-Source ON Resistance)...	14
3.3	Tensión drenaje-fuente en conducción $V_{DS(ON)}$	15
3.4	Diodo inverso.....	15
3.4.1	Corriente continua de drenaje inversa – I_{DR}	15
3.4.2	Corriente de drenaje pulsante inversa – I_{DRM}	16
3.4.3	Tensión de conducción directa del diodo.....	16
3.5	Área de operación segura.....	16
3.5.1	Área de operación segura en polarización directa - FBSOA.....	16
3.5.2	Área de operación segura en conmutación – SSOA.....	17
4.	BIBLIOGRAFIA.....	17

1. Introducción.

El funcionamiento y utilización de los transistores de potencia es idéntico al de los transistores normales, teniendo como características especiales las altas tensiones e intensidades que tienen que soportar y, por tanto, las altas potencias a disipar.

Existen tres tipos de transistores de potencia:

- bipolar.
- unipolar o FET (Transistor de Efecto de Campo).
- IGBT.

Parámetros	MOSFET	Bipolar
Impedancia de entrada	Muy Alta	Media
Segunda Ruptura	No	Si
Resistencia ON (saturación)	Media / alta	Baja
Resistencia OFF (corte)	Alta	Alta
Voltaje aplicable	Alto (1000 V)	Alto (1200 V)
Complejidad del circuito de excitación	Baja	Alta
Frecuencia de trabajo	Alta (100-500 Khz)	Baja (10-80 Khz)
Costo	Alto	Medio

Es de destacar que esta tabla es solamente ilustrativa en términos generales. Ya que pueden encontrarse muchos transistores bipolares que trabajen a más frecuencia que muchos MOSFET. Lo mismo con el voltaje aplicable.

Una ventaja importante de los MOSFET es además que pueden colocarse directamente en paralelo para aumentar la capacidad de entregar corriente. Ya que estos poseen un coeficiente de temperatura negativo. Al aumentar la temperatura disminuye la corriente por el canal.

En el caso de los bipolares el coeficiente es positivo y se produce el fenómeno de embalamiento térmico. Por esta razón cuando se conectan bipolares en paralelo para aumentar la capacidad de entregar corriente estos deben conectarse con resistencias de emisor para equalizar y estabilizar la corriente.

El IGBT ofrece a los usuarios las ventajas de entrada MOSFET, más la capacidad de carga en corriente de los transistores bipolares:

- Trabaja con tensión.
- Alta impedancia de entrada.
- Tiempos de conmutación bajos.
- Disipación mucho mayor.

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia y concretamente de los transistores bipolares, es que el paso de bloqueo a conducción y viceversa no se hace instantáneamente, sino que siempre hay un retardo (ton , toff).

Las causas fundamentales de estos retardos son las capacidades asociadas a las uniones colector - base y base - emisor y los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.

2. Caracterización de los transistores de potencia - el transistor bipolar

2.1 Generalidades

Aprovechamos a repetir lo dicho una y otra vez en el curso respecto a que si un dato no es acompañado de exactas y completas condiciones de definición, que en muchos casos necesita además del circuito y procedimiento de medición, su utilización puede no resultar todo lo confiable que uno desearía.

2.2 Parámetros máximos

2.2.1 Corriente máxima de colector

Es un parámetro absoluto que depende principalmente de la solidez física del transistor. Por lo general esta limitado por la fusión de las conexiones internas.

2.2.2 Tensiones de ruptura

2.2.2.1 Tensión de ruptura colector-base con emisor abierto

Símbolo: $V_{(BR)CBO}$ (Anteriormente BV_{CBO}).

El tercer subíndice indica la condición del tercer terminal no indicado, en este caso el emisor que se indica esta abierto, O = Open = Abierto. A veces se interpreta la "O" como cero, referida a corriente cero y como la forma de asegurarlo es abriendo el terminal de emisor la interpretación aunque errónea resulta equivalente.

Se define como la tensión de ruptura entre Colector y Base, a una especificada corriente de colector, con el emisor abierto.

2.2.2.2 Tensión de ruptura colector-emisor con base abierta

Símbolo: $V_{(BR)CEO}$ (Anteriormente BV_{CEO}).

Se define como la tensión de ruptura Colector-Emisor, medida a una especificada corriente de Colector, con la base abierta.

El valor de esta tensión de ruptura es mucho menor que la correspondiente a colector base que respondía a una simple tensión de ruptura de una juntura. En este caso la corriente de fuga de colector, forzada hacia el emisor por la condición de base abierta, se ve multiplicada por $(\beta+1)$ efecto que anticipa la avalancha.

2.2.2.3 Tensión de ruptura colector-emisor con resistencia entre base y emisor

Símbolo: $V_{(BR)CER}$ (Anteriormente BV_{CER})

Se define como la tensión de ruptura Colector-Emisor, a una especificada corriente de colector, con una resistencia conectada entre base y emisor, cuyo valor debe ser especificado; En este caso la corriente de base real es negativa.

2.2.2.4 Tensión de ruptura colector-emisor con la base en corto con el emisor.

Símbolo: $V_{(BR)CES}$ (Anteriormente BV_{CES})

Se define como la tensión de ruptura Colector-Emisor, medida a una especificada corriente de colector, con la base cortocircuitada con el emisor. Al igual que el caso anterior aquí también la corriente de base es negativa.

2.2.2.5 Tensión de ruptura colector-emisor con aplicación de tensión inversa

Símbolo: $V_{(BR)CBV}$ (Anteriormente BV_{CEV})

Se define como la tensión de ruptura Colector-Emisor, medida a una especificada corriente, con la aplicación de un valor especificado de polarización inversa entre Base y Emisor.

2.2.2.6 Tensión de ruptura colector-emisor con resistencia y tensión entre base y emisor

Símbolo: $V_{(BR)CEX}$ (Anteriormente BV_{CEX})

Se define como la tensión de ruptura Colector-Emisor, medida a una especificada corriente de colector, con la juntura Emisor-Base polarizada directa o inversamente con una especificada tensión o corriente. En caso de especificar tensión deberá también especificarse la resistencia equivalente en serie con la fuente de tensión de base.

No obstante que en esta definición se habla de polarización directa o inversa, por lo general la polarización especificada para la base es inversa, ya que normalmente este parámetro se utiliza para evaluar la capacidad de un transistor para soportar tensión entre Colector y Emisor en el caso de conmutación de conducción (Saturación) al corte, momento en el cual es común la aplicación de una tensión inversa para reducir el tiempo de almacenamiento.

Este parámetro es utilizado para reemplazar a los dos anteriormente citados, $V_{(BR)CER}$, $V_{(BR)CEV}$ por algunos fabricantes.

2.2.2.7 Tensión de ruptura emisor-base con el colector abierto

Símbolo: $V_{(BR)EBO}$ (Anteriormente BV_{EBO}).

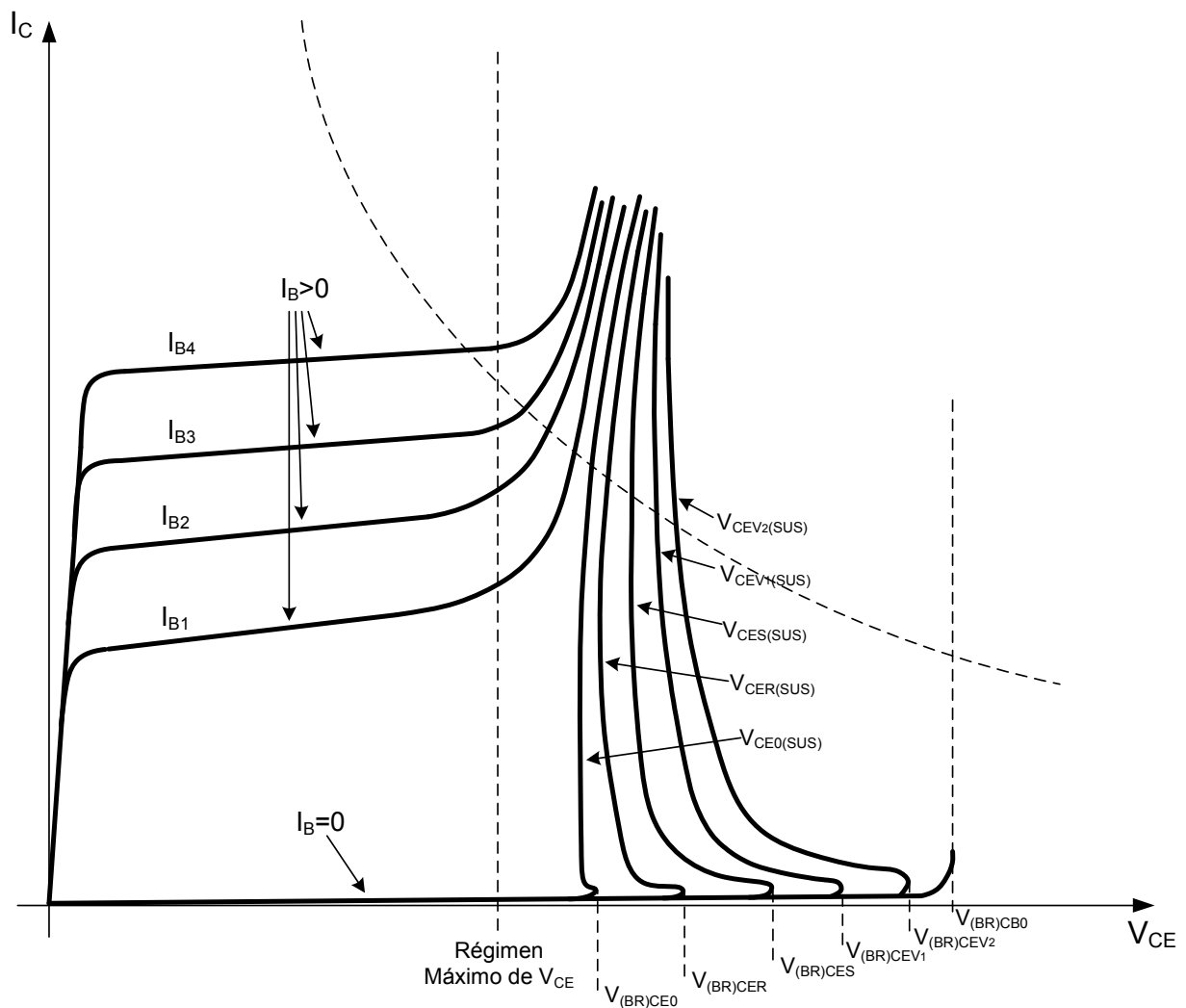
Se define como la tensión de ruptura entre Emisor y Base, con el colector abierto. Corresponde a la tensión de ruptura de la juntura Base-Emisor polarizada inversamente. En general siempre es

$$V_{(BR)EBO} \cong 5 V \text{ en todos los transistores bipolares.}$$

2.3 Curvas de primera ruptura

La primera ruptura o avalancha primaria es un fenómeno puramente eléctrico. Cuando se supera un determinado valor de campo eléctrico en la juntura, los electrones son arrancados y comienza la avalancha.

En la siguiente grafica también puede verse graficada la hipérbola de potencia máxima. Es importante observar que la primera ruptura no produce un daño irreversible en el transistor a menos que se supere la curva de potencia máxima.



2.4 Curva de potencia máxima

En la grafica anterior también puede verse graficada la hipérbola de potencia máxima.

Cuando se supera la capacidad de disipación del dispositivo, la temperatura se eleva por encima de la temperatura de fusión de la juntura y esta se quema. Produciéndose en el transistor un daño irreversible.

2.5 Segunda ruptura (Second Breakdown - SB) o avalancha secundaria

La 1ra, ya estudiada, consiste en un fenómeno eléctrico que se manifiesta al alcanzarse un determinado valor del campo aplicado a la juntura.

La 2da en cambio es un fenómeno netamente térmico que se origina en la concentración de corriente en alguna zona del transistor dentro del ancho activo de la base. Esta concentración, de corriente produce un calentamiento localizado, que puede, o no estabilizarse. Si no se estabiliza, da lugar a un proceso de embalamiento térmico que incrementa la concentración conduciendo en definitiva a la fusión del cristal en un punto.

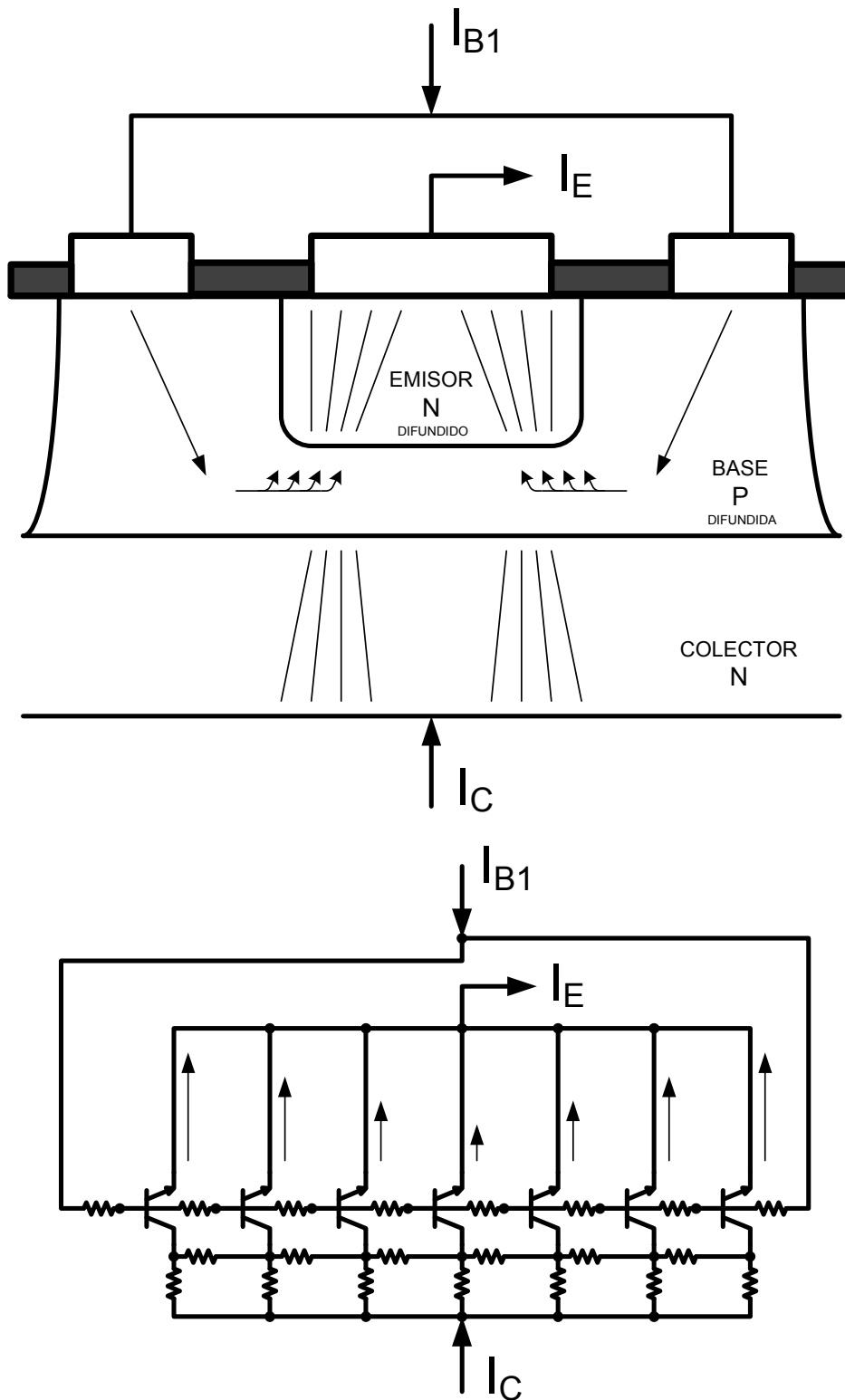
La manifestación exterior de este fenómeno se aprecia como una brusca disminución de la tensión Colector-Emisor a valores muy inferiores a las tensiones de ruptura y sostenimiento (se estima entre 5 y 30V). Dada la característica fundamentalmente térmica del proceso es evidente que la primera dependencia que podemos enunciar para la 2da ruptura es con la temperatura ambiente, aumentando su susceptibilidad con el aumento de la misma.

Como se comprenderá, este fenómeno es destructivo quedando el transistor inutilizado, siendo esta otra diferencia fundamental entre la 1ra y 2da ruptura, dado que la ruptura en avalancha por si misma no presume la existencia de una degradación de características o inutilización del transistor.

2.5.1 Segunda ruptura con polarización directa base-emisor

Este fenómeno se lo asocia con un desequilibrio térmico en el sentido transversal en la zona de base. Debido a la circulación de la corriente a lo largo de la base debajo de la zona de emisor, se produce una caída de tensión, con el consiguiente campo eléctrico asociado, que concentra los filetes de corriente de base en las zonas laterales, con la consiguiente concentración de la corriente de colector, que se ha tratado de esquematizar en la figura siguiente.

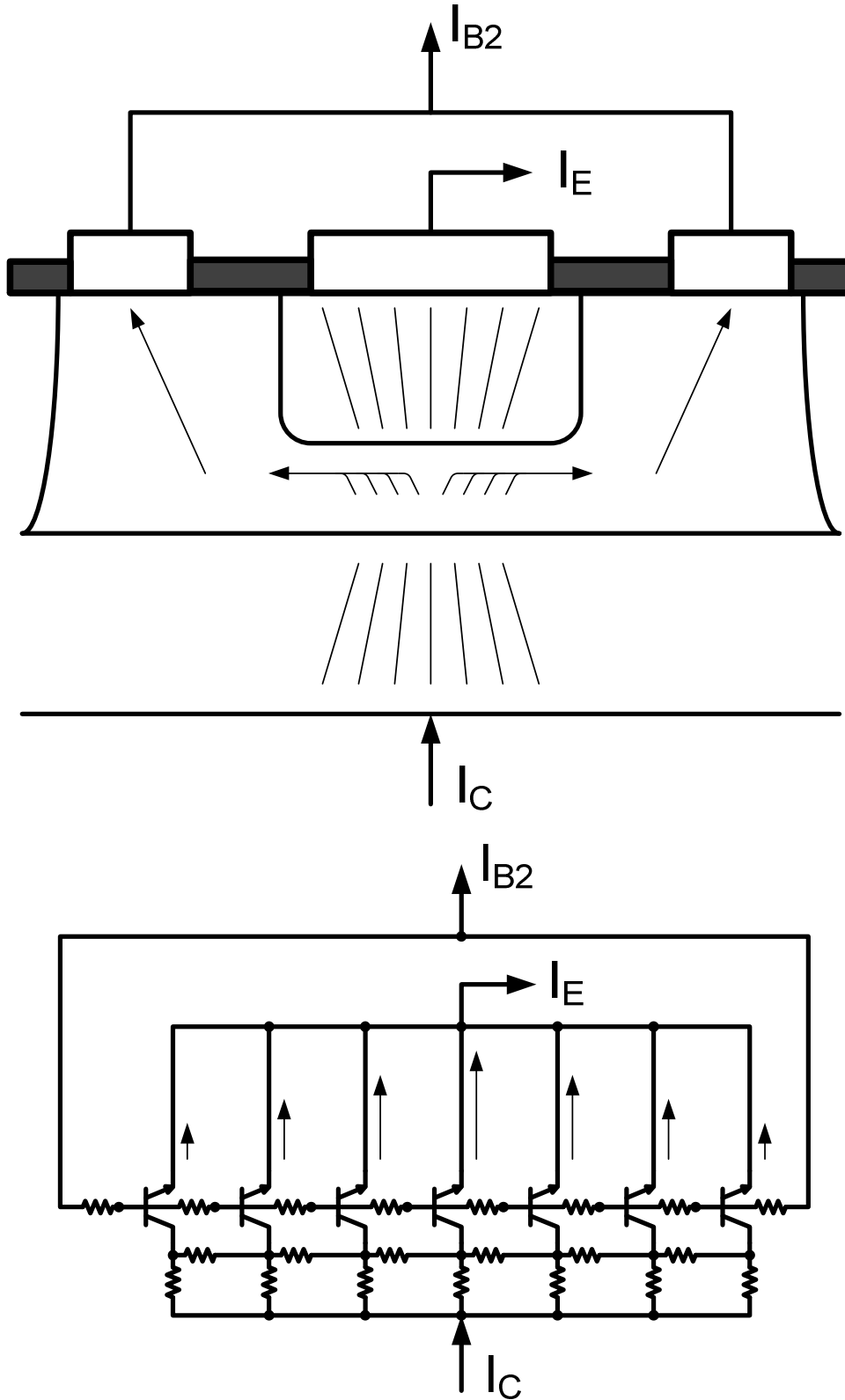
Esta distribución marginal de las corrientes de base debido a las diferencias de polarización entre la periferia y el centro, con la consecuente concentración de corriente de colector, produce la generación de puntos calientes. En estos puntos calientes la tensión de la juntura base-emisor disminuye con la temperatura (Coeficiente de -2 a $-2,5$ mV/°C), lo que favorece un aumento de corriente de base en esa zona, con su consecuente aumento de corriente de colector y así sucesivamente.



2.5.2 Segunda ruptura con polarización inversa base-emisor

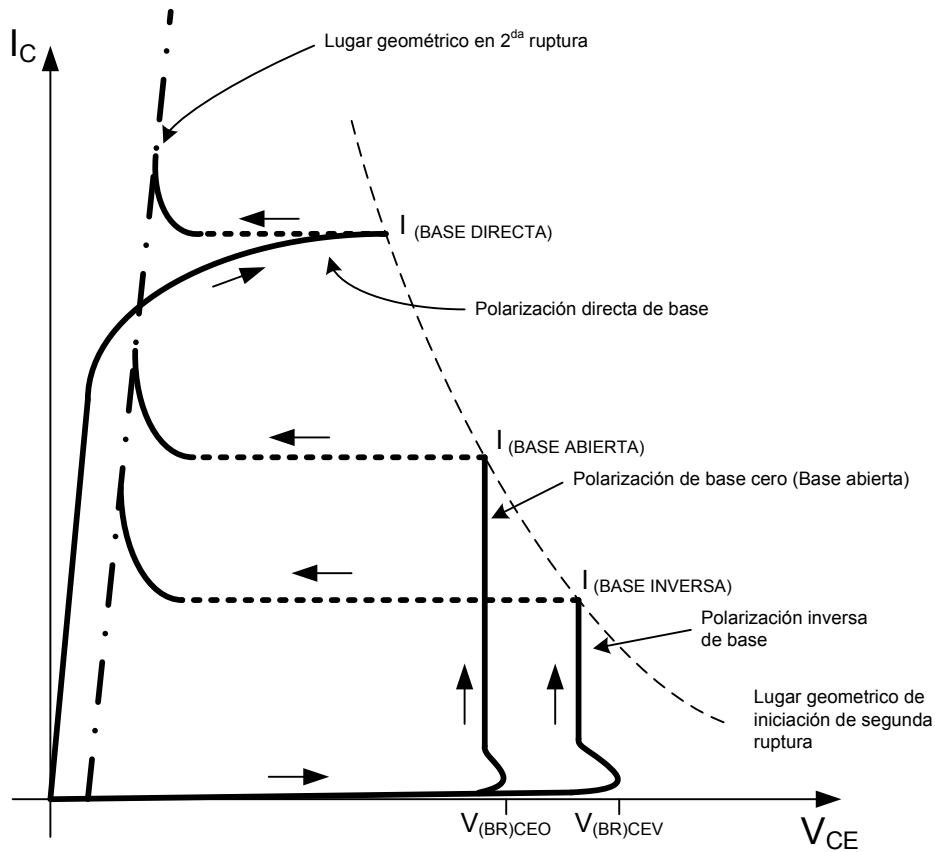
Cuando se utiliza un transistor en aplicaciones de conmutación y en especial aquellas con carga inductiva, a los efectos de reducir principalmente el tiempo de almacenamiento y el tiempo de caída de la corriente, es común la aplicación de una tensión inversa Base-Emisor que genera una corriente I_{B2} (Inversa) que puede llegar a valores mayores que la corriente directa I_{B1} pero

por períodos muy cortos. en este caso el sentido de la circulación de la corriente dentro y fuera de la base se invierte, la caída de tensión y el campo asociado también, y en lugar de producirse la concentración de corriente en la periferia de la base, la misma se produce en su parte central. Los razonamientos son similares a los citados en polarización directa.



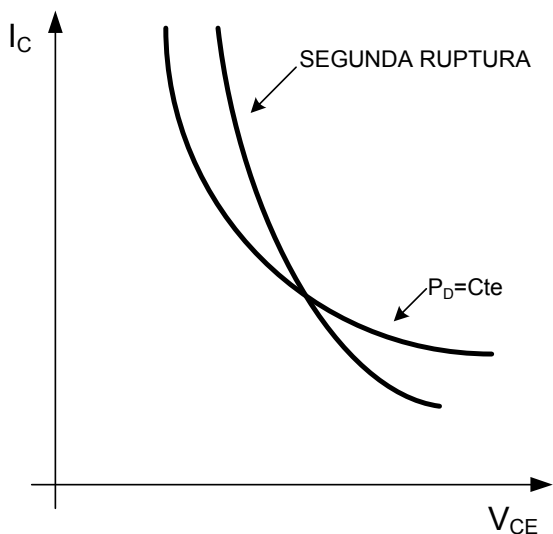
2.5.3 Curvas de la primera y de la segunda ruptura para polarización de base-emisor directa e inversa.

La siguiente grafica muestra el lugar geométrico de la primera y de la segunda ruptura para polarización de base-emisor directa e inversa.



2.5.4 Curvas de potencia máxima y segunda ruptura.

La siguiente grafica muestra el lugar geométrico de la segunda ruptura y la curva de potencia máxima, para poder apreciar su ubicación relativa.



2.6 Área de operación segura (SOA)

Con el objeto de presentar la información necesaria para un diseño correcto, resumiendo todas las limitaciones descriptas en forma compacta y accesible, se presentan curvas en el plano

$$I_C = f(V_{CE}), \text{ de diversas maneras.}$$

Originalmente, como ya comentamos, antes de la aparición de los transistores de gran potencia, la única información consistía sencillamente en trazar superpuesta a las curvas de salida una hipérbola que representaba el valor constante del producto $I_C \times V_{CE}$ igual a la potencia máxima. También se ofrecía una gráfica de degradación de dicha potencia con la temperatura.

Un paso importante se realizó, cuando a raíz del desarrollo de los estudios y mediciones sobre 2da ruptura, aumentó la diversidad de los datos y se condensó la información en el mismo plano anterior pero en una gráfica doble logarítmica que presenta un área encerrada por las siguientes curvas:

- a) La corriente máxima I_{CM} (Línea horizontal)
- b) La tensión máxima V_{CEO} (Línea vertical)
- c) La potencia máxima (Línea oblicua superior)
- d) La 2da. ruptura (Línea oblicua inferior)

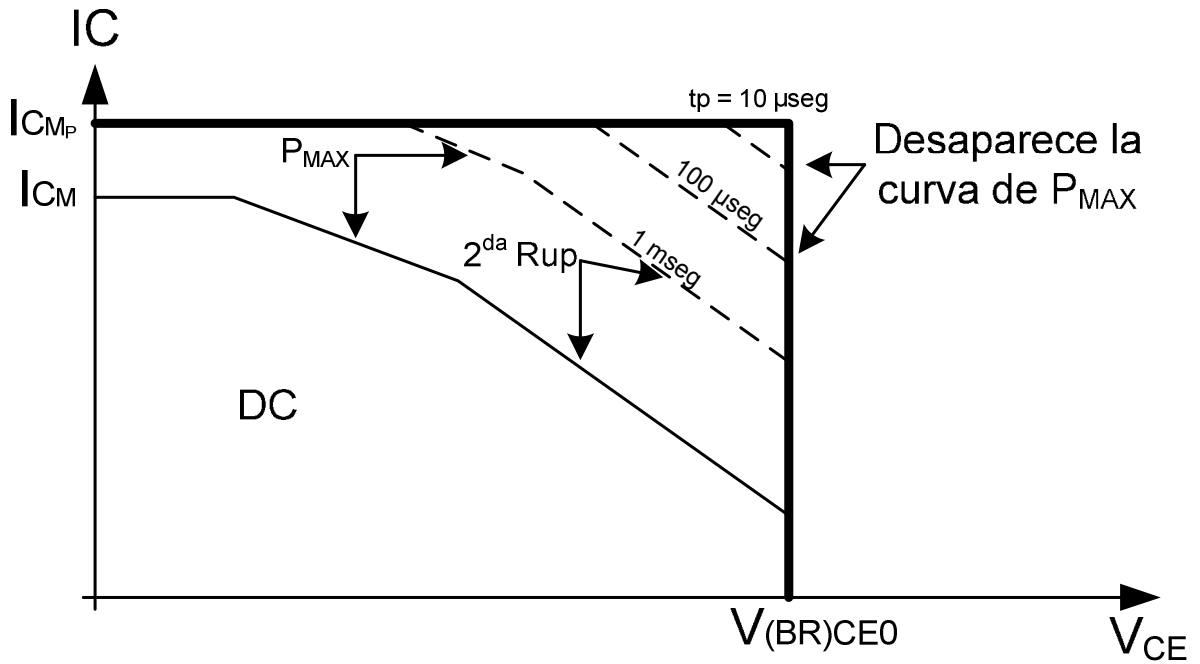
La gráfica así descripta fue denominada como SOA, y por algunos fabricantes como SOAR. La curva de 2da ruptura como ya dijimos, se constituye con el lugar geométrico de los valores de corriente ($I_{S/B}$) de segunda ruptura que se obtenían mediante ensayos destructivos.

El aumento del tamaño, tensión y exigencias solicitado a los transistores de potencia y en particular la proliferación de su uso en circuitos de conmutación con diseños específicos para ese fin, generó la necesidad de separar las condiciones para funcionamiento con polarización directa e inversa como veremos a continuación.

2.7 Área de operación segura para polarización directa (Forward Bias Safe Operating Area - FBSOA)

Esta gráfica que se corresponde con la ya descripta, puede sufrir dos modificaciones. La primera cuando se consideran mayores temperaturas de operación, en cuyo caso los desplazamientos de las curvas de potencia y 2da ruptura pueden hacer desaparecer la primera ante la mayor influencia que la 2da sufre con la temperatura, constituyéndose en la única línea oblicua.

La segunda es una extensión de la gráfica original o de corriente continua, para el régimen de pulsos, en particular definida como de pulso único (Que en la práctica se concreta con un factor de servicio de $\delta = 0.01$). Estas extensiones se presentan para distintos tiempos del pulso (del orden de ms a μ s), que modifican la corriente máxima de colector y desplazan la curva de 2da ruptura, de forma que para los pulsos de menor tiempo, la grafica se convierte prácticamente en un rectángulo limitado por lo valores máximos de corriente y tensión. De todas formas no entraremos en detalle de esta extensión que no pertenece a la asignatura.



Se generan paralelamente otras gráficas para polarización inversa. Las curvas llamadas RBSOA son curvas que se concentran en la zona de corte del transistor, con polarización inversa de la juntura base-emisor. Tampoco entraremos en detalle de estas curvas que no pertenecen a la asignatura.

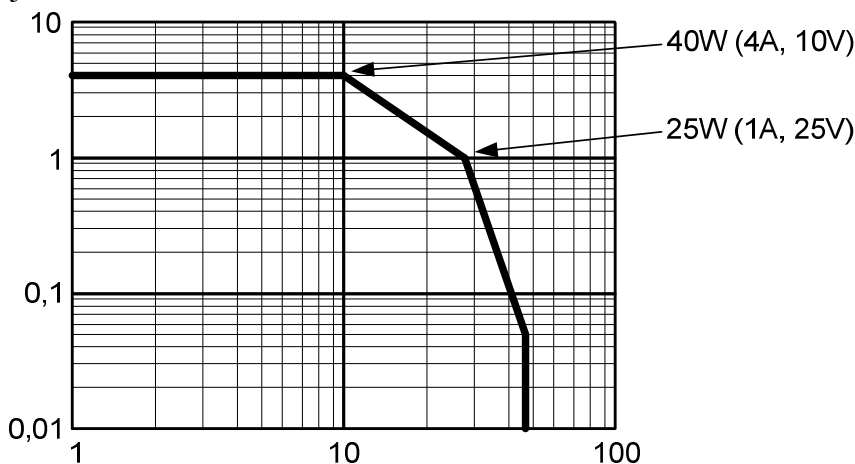
2.8 Observaciones sobre las curvas de potencia máxima:

Una aclaración importante es que no siempre la curva de potencia máxima que suministra el fabricante corresponde a la hipérbola de potencia máxima teórica que corresponde a una curva de potencia máxima constante. Dado que los procesos de fabricación y la geometría del transistor alteran esta curva teórica.

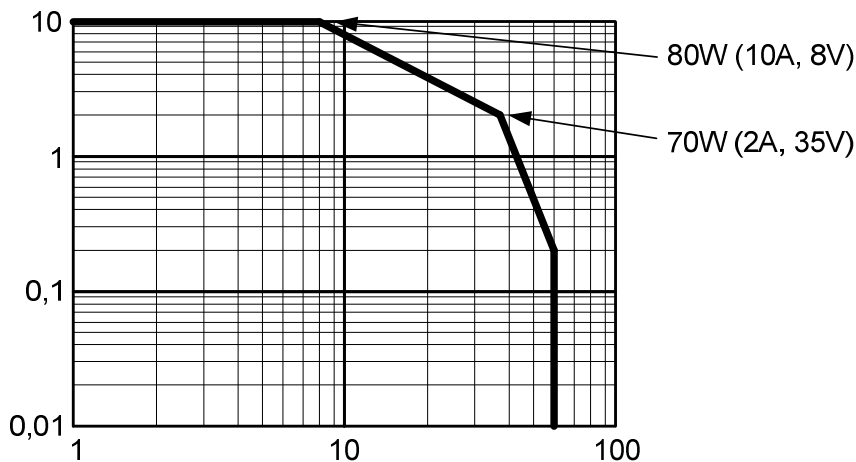
Por esta razón en transistores de potencia siempre conviene observar la curva dada por el fabricante.

Observar los siguientes ejemplos que muestran casos en que la potencia máxima no se mantiene constante.

Ej: BD 675 $P_{MAX} = 40 \text{ W}$



Ej: MJE2955T $P_{MAX} = 75 \text{ W}$



3. Caracterización de los transistores de potencia - el transistor MOSFET

3.1 Parámetros máximos

3.1.1 Corriente de drenaje

Por lo general se especifican dos valores:

El primero es la “Corriente máxima continua de Drenaje”, por arriba de la cual se produce un sobrecalentamiento y destrucción del transistor que por lo general se origina en el montaje del mismo, conexiones terminales, etc. en forma similar al comentado para transistores bipolares.

El otro valor es “Corriente de Drenaje Máxima pulsante”, considerado para un pulso infinitesimal y depende además de las conexiones internas (metalizaciones), de la potencia máxima disipable y de la resistencia del canal $R_{DS(ON)}$ que comentaremos luego.

3.1.2 Tensión de ruptura drenaje-fuente ($V_{(BR)DSS}$)

Se define como la tensión de ruptura entre Drenaje y Fuente con una especificada corriente de Drenaje y con la Compuerta en corto con la fuente.

Por ejemplo para el BUZ36 (corriente de drenaje nominal 22 A) :

$$V_{(BR)DSS} = 200V @ V_{GS} = 0 ; I_D = 0.25 mA$$

3.1.3 Tensión máxima (absoluta) compuerta-fuente

Es un valor máximo que depende directamente del espesor de la capa dieléctrica, normalmente oxido de silicio, y con su pureza, de tal forma que en la misma no se exceda el máximo campo eléctrico permitido. En caso que se produzca la ruptura, el efecto de perforación del dieléctrico es destructivo y por lo tanto irreversible.

Un valor típico en transistores de potencia es de $\pm 20V$, no obstante algunos fabricantes recomiendan no exceder el valor de 10V en operación continua.

Recordemos que el transistor MOS debido a su conformación netamente capacitiva a la entrada (Compuerta), posibilita la acumulación de energía eléctrica con el desarrollo de tensiones altas

como paso previo a su destrucción, por lo que su manipuleo y conexión en el circuito exige procedimientos muy cuidadosos.

Los transistores MOS de potencia originales incluían un diodo zener como elemento de protección de la compuerta. Tal diodo zener se conformaba con la tensión de ruptura inversa de la juntura base-emisor de un transistor difundido dentro del conjunto del MOS. La presencia de tal diodo altera las condiciones de entrada de compuerta, además de generarse problemas ante la aplicación de tensiones inversas a la misma superiores a 0,6V.

Los transistores modernos resultan mucho más robustos, presentando además una capacidad a la entrada mucho mayor que los MOS de señal o CMOS, que los hace menos susceptibles al daño.

El peligro normalmente proviene de las descargas electrostáticas originadas por el fenómeno triboeléctrico. Todo aquel que maneje un auto en un día seco, con pantalón de lana y asiento sintético, habrá notado y sufrido los efectos de estas cargas al descender del coche y tendrá una idea concreta de la magnitud de las tensiones generadas. Los alfombrados son una causa común de que el cuerpo humano se cargue de electricidad estática al caminar, con valores estimados en el orden de 1.000 a 30.000 V según la humedad ambiente. En la actualidad se ofrecen alfombras con tratamientos antiestáticos.

Por lo anterior el transporte y manipuleo de los dispositivos MOS debe realizarse con ciertas precauciones. El transporte debe efectuarse en estuches antiestáticos o espuma conductiva. El manipuleo posterior debe efectuarse en mesas o elementos puestos a tierra, incluida las personas a las que se le deben colocar grilletes o pulseras conductoras puestas a tierra mediante cintas flexibles. Los pisos deben ser conductores (Metal o plásticos especiales), elementos de soldar puestos a tierra, recipientes antiestáticos o metálicos para transportar los transistores, inserción de aire ionizado para descargar las partes no conductoras existentes e impedir el ingreso de elementos no conductores desde el exterior tales como bolsas, portafolios, etc. Estos detalles y otros pueden encontrarse en manuales o notas de aplicación provistas por los fabricantes.

3.2 Resistencia en conducción drenaje-fuente, $R_{DS(ON)}$ (Drain-Source ON Resistance)

Suele denominarse también como Resistencia Estática. Se define formalmente como la resistencia Drenaje-Fuente en condiciones de conducción, medida a valores especificados de tensión Compuerta-Fuente y corriente de Drenaje.

Pueden encontrarse otros símbolos para esta resistencia tales como $r_{DS} (\Omega)$; r_{ds} ; $r_{DS(ON)}$.

De todas maneras la letra r minúscula se entiende generalizada para valores dinámicos propios de respuesta en señal, por lo que se consideran totalmente inapropiados para este caso en que se trata de un parámetro estático.

Es evidente que la $R_{DS(ON)}$ limita eléctricamente la máxima corriente y determina la disipación de potencia del transistor, con lo cual introduce también una limitación térmica del dispositivo a la circulación de la corriente. Además del dato de $R_{DS(ON)}$, para un punto determinado de operación, los manuales proveen la curva de $I_D = f(V_{GS})$, V_{DS} esta dado como parámetro en estas curvas (que se corresponde con la $V_{DS} (ON)$), al igual que la temperatura. Esto permite deducir el valor deseado de la relación:

$$R_{DS(ON)} = \frac{V_{DS} (ON)}{I_D}$$

3.3 Tensión drenaje-fuente en conducción $V_{DS}(ON)$

Los diseñadores acostumbrados a manejar los cálculos en transistores bipolares basados en el dato de V_{CEsat} no compatibilizan con el uso de la resistencia del canal, por lo que algunos manuales y en alguna de sus hojas de características, incorporan el dato de la tensión Drenaje-Fuente en condiciones de conducción para diversas corrientes de Drenaje. Prácticamente todos los fabricantes la especifican para una tensión Compuerta-Fuente de 10 V. Como es obvio, de no contar con el dato puede utilizarse la fórmula:

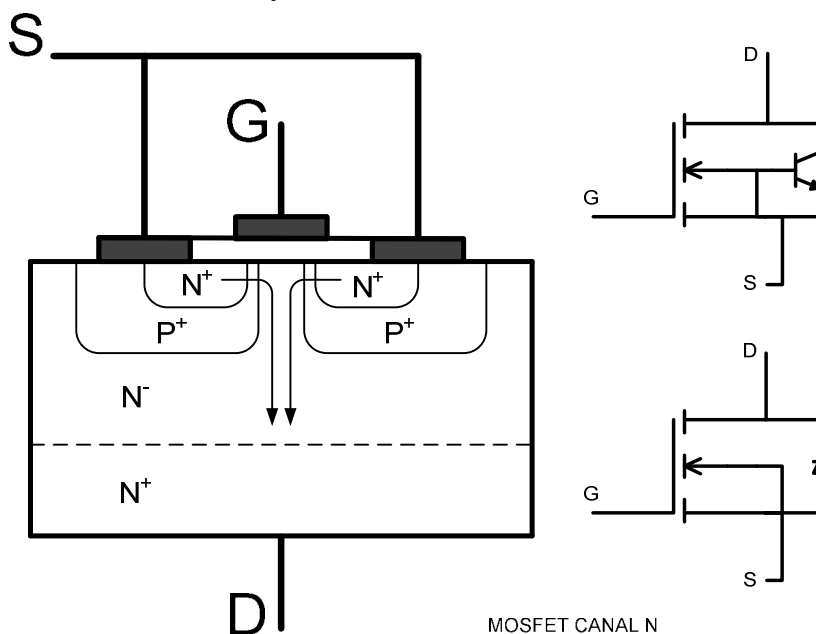
$$V_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} I_D$$

Reiterando la aclaración de que debe utilizarse la resistencia de canal que corresponde a esa corriente.

3.4 Diodo inverso

La forma constructiva generalizada de los MOS de potencia hace que exista inherentemente un diodo entre fuente y drenaje, según puede observarse en la figura siguiente y que no opera en condiciones normales de circulación de la corriente, pero que puede ser usado en substitución, por ejemplo, del "Free-Wheel" diodo. No obstante este uso está limitado a que el tiempo de recuperación inversa de este diodo resulte suficiente para la aplicación deseada.

No en todas las hojas de datos se encuentran sus especificaciones que por otra parte no difieren en nada a los datos normales de cualquier diodo utilizado en aplicaciones de conmutación. Por ello nos referiremos muy sucintamente a sus características.



3.4.1 Corriente continua de drenaje inversa – I_{DR}

Se define como el máximo valor de la corriente continua directa del diodo a una especificada temperatura de cápsula o ambiente.

3.4.2 Corriente de drenaje pulsante inversa – I_{DRM}

Valor máximo de pico de la corriente inversa para operación en régimen de pulso. El ciclo de trabajo considerado es normalmente el mismo que el especificado para el transistor.

3.4.3 Tensión de conducción directa del diodo

Se define como la tensión directa del diodo entre Fuente y Drenaje en el estado de conducción. La corriente directa I_F , la tensión V_{GS} y la temperatura de la juntura deben ser especificadas.

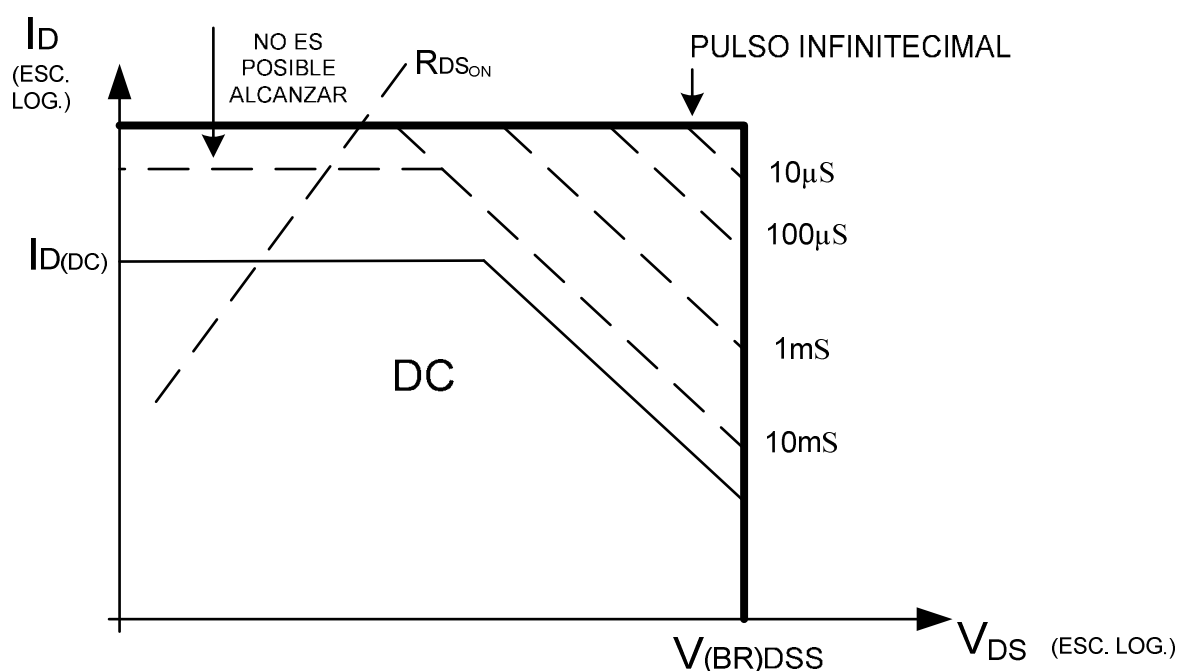
3.5 Área de operación segura

3.5.1 Área de operación segura en dolarización directa - FBSOA

La presentación del FBSOA es similar a la correspondiente a los transistores bipolares, con la diferencia de que aquí no aparece la limitación por 2da ruptura característica de aquellos.

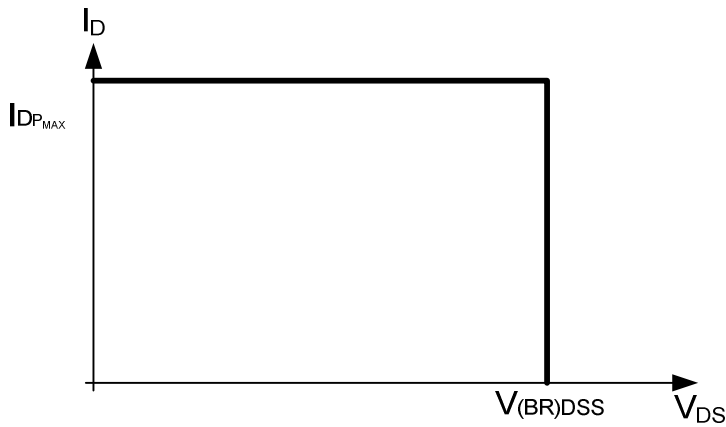
Como detalle particular de los MOS, algunos fabricantes limitan la gráfica con una recta, que representa la relación entre la tensión y la corriente para una resistencia de conducción del canal y para relativamente bajas tensiones. Esta relación no es constante ya que la resistencia del canal no lo es para distintas corrientes y esta función aparece como una recta pero con relaciones volt-amper crecientes a medida que aumenta la corriente (o la tensión). Resulta una buena ayuda para el diseñador ya que la zona superior izquierda no es alcanzable debido a la limitación que la resistencia propia del canal impone a la corriente. Esta recta debería tener especificada la tensión compuerta-fuente o su entorno, y por supuesto la temperatura.

Como siempre, aparece una extensión de la curva FBSOA para régimen de pulso y que resulta de la aplicación de un factor de servicio $\delta=0,01$ (En algunos manuales se usa la letra D) que dado su bajo valor se asimila a un régimen de pulso único. Según el tiempo de duración del pulso, la gráfica se va extendiendo para pulsos menores, teniendo como límite absoluto por la parte superior la corriente máxima pulsante y la tensión de ruptura $V_{(BR)DSS}$ por el otro. Para un pulso infinitesimal la gráfica se convierte en un rectángulo con los límites indicados.



3.5.2 Área de operación segura en conmutación – SSOA

En los transistores MOS de potencia, la operación en condiciones de conmutación se presenta mediante una gráfica muy sencilla que está limitada por la corriente máxima pulsante y la máxima tensión drenaje-fuente $V_{(BR)DSS}$. Por lo general se aplica tanto en conexión como en desconexión y para tiempos de conmutación menores que un cierto valor especificado (Ej. 1 μ s).



La línea de carga debe estar incluida en la misma y la potencia media de todo el ciclo no deberá exceder la potencia máxima del dispositivo.

4. BIBLIOGRAFIA

-) El Transistor en Circuitos de Potencia. Autor: Ing. Alberto C. Galiano
-) Circuitos de Potencia de Estado Sólido. Manual para proyectistas / SP-52 / RCA. Editorial Arbo.