

## TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA (IGBT)

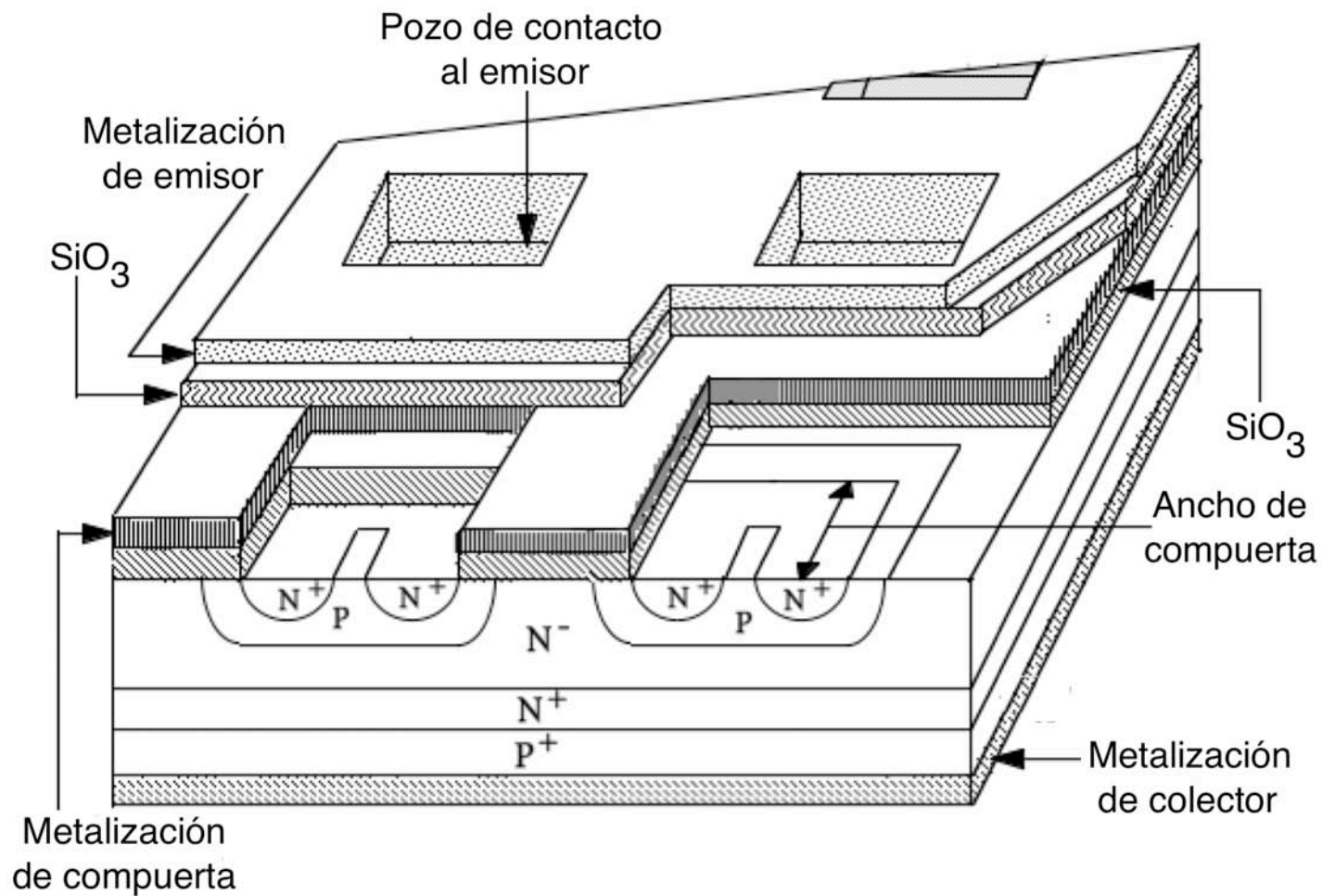
El transistor bipolar de compuerta aislada, IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor, "IGBT"), es un dispositivo desarrollado a partir de la estructura de los PowerMOSFETs de II<sup>a</sup> generación para combinar las ventajas de los BJTs en el manejo de potencia (menores pérdidas en conducción, mayor tensión de bloqueo) con las de los PowerMOSFETs en las características de control (compuerta aislada, manejo por tensión, consumo de corriente de control mucho mas bajo).

La conversión de la estructura básica de una isla PowerMOSFET en una isla IGBT requiere agregar una capa tipo P<sup>+</sup> como base de la estructura, a la cual se conecta la metalización del terminal que debe ser conectado al potencial positivo, que en el caso del IGBT, para reforzar la relación con los BJT se llama "Colector".

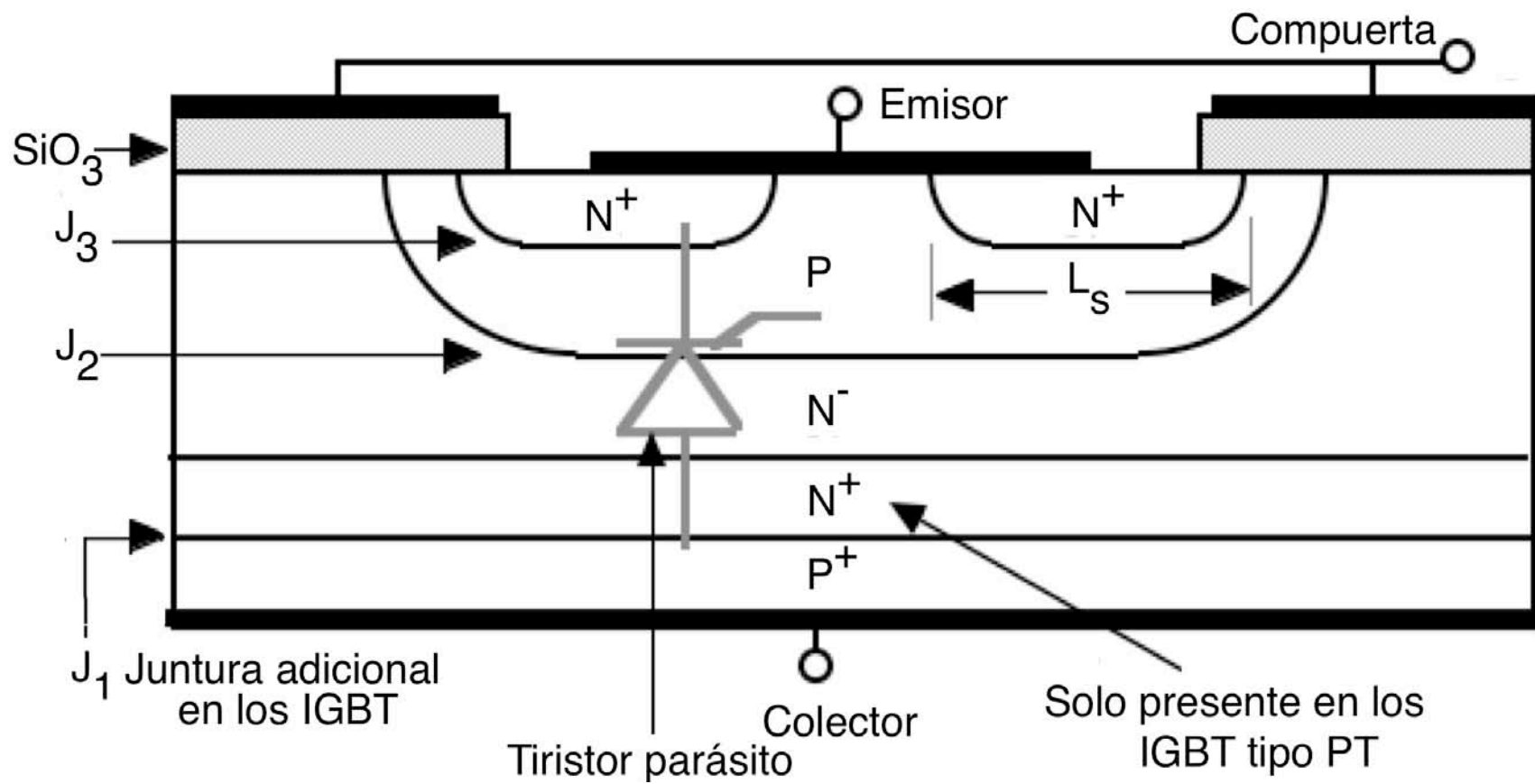
Por la misma razón el terminal que debe ser conectado al potencial negativo se llama "Emisor"; mientras que para reforzar la relación con los PowerMOSFETs al terminal de control se le llama "Compuerta".

La configuración básica resulta entonces una estructura de cuatro capas:  $N^+$ , P,  $N^-$ ,  $P^+$ , aunque en muchos dispositivos se incluye una capa adicional  $N^+$  como "buffer", resultando entonces una estructura de cinco capas:  $N^+$ , P,  $N^-$ ,  $N^+$ ,  $P^+$ .

Los IGBT que tienen la capa  $N^+$  sobre la región de colector se conocen como del tipo "punch-through" (PT) y los que no tienen esa capa se conocen como del tipo "non-punch-through" (NPT).



Vista en perspectiva de la estructura del IGBT de tipo PT (en un IGBT del tipo NPT la capa  $\text{N}^+$  inferior no existe).



Corte transversal del IGBT del tipo PT (en el tipo NPT la capa  $\text{N}^+$  inferior no existe).

Dada la inclusión de una capa P adicional en la estructura del IGBT, no aparece un camino directo entre el emisor y el colector a través de una juntura PN, por lo que en el IGBT no existe el diodo anti-paralelo implícito en la estructura del PowerMOSFET.

Por lo tanto el IGBT básico tiene capacidad de bloqueo inversa, pero como los IGBTs son dispositivos empleados principalmente en convertidores DC-DC y DC-AC donde la presencia de un diodo en anti-paralelo suele ser imprescindible y, por lo tanto, la capacidad de bloqueo inverso del conmutador principal es irrelevante, la mayoría de los IGBTs ofrecidos en el mercado son híbridos que incluyen un IGBT y un diodo conectado en anti-paralelo en el encapsulado y, por supuesto, este componente compuesto carece de capacidad de bloqueo de tensión inversa.

Efecto de la zona N<sup>+</sup> (“buffer layer”) en los IGBT.

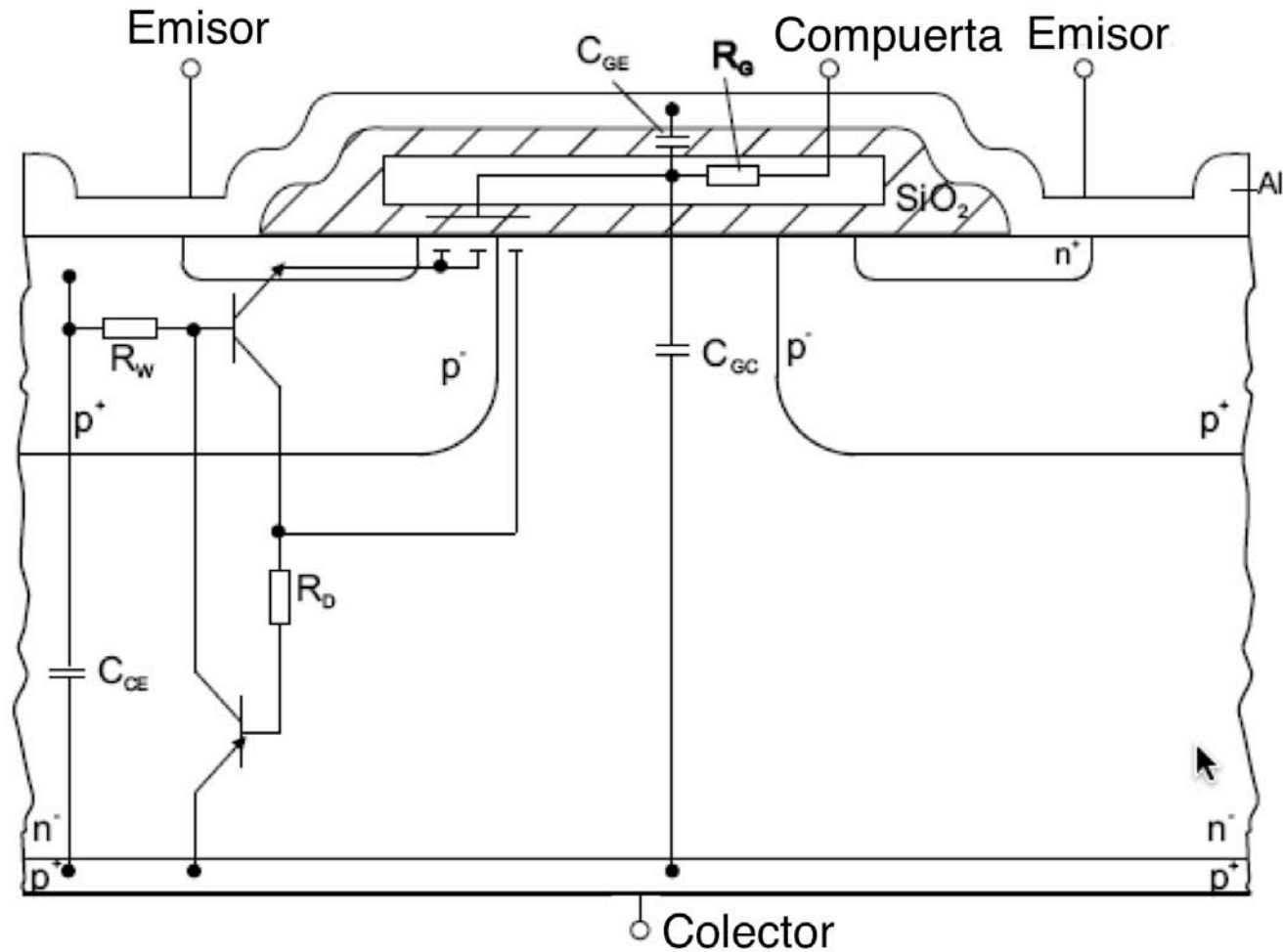
1.- Aumenta la velocidad de apagado del IGBT.

2.- Reduce significativamente la capacidad de bloqueo inverso del IGBT, de allí su clasificación como "IGBT asimétrico", o "Perforable" ("punch through", PT). Un IGBT sin esa zona es capaz de bloquear tensiones inversas significativas, de allí su clasificación como "IGBT simétrico" o "no perforable" ("non punch through"; NPT).

En los IGBTs encapsulados con diodos en antiparalelo la diferencia de capacidad de bloqueo inversa no es de interés, y normalmente no se indica si el IGBT es PT o NPT; los IGBTs encapsulados sin diodo antiparalelo son del tipo NPT para maximizar su capacidad de bloqueo.

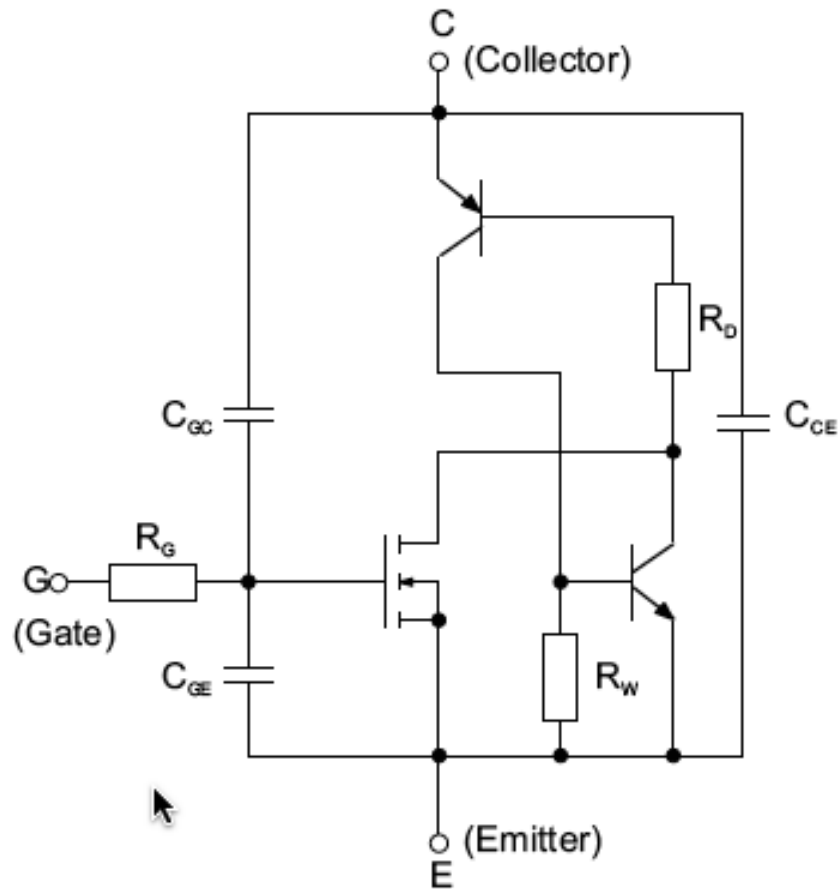
Dado que la estructura del IGBT se basa en la del PowerMOSFET agregándole por lo menos una capa semiconductoras más, en el IGBT también se pueden definir numerosos elementos circuitales que dan origen a un modelo circuital complejo, aunque normalmente se usa uno funcional simplificado.

Al existir una juntura PN adicional, en la celda básica del IGBT aparece un SCR en paralelo con el dispositivo principal. Esta estructura se considera parásita, ya que su entrada en conducción impediría que el IGBT fuese apagado por compuerta, ocasionando un fallo de conmutación al quedar enganchado en el estado de conducción.



Celda básica del IGBT (tipo NPT) mostrando todos los principales elementos circuitales (deseados y parásitos) que se pueden definir en la misma.





Modelo circuital equivalente del IGBT mostrando todos los elementos significativos, incluyendo la cascada PNP-NPN que puede operar como un SCR y causar una falla de apagado cuando se activa.

## OPERACIÓN DEL IGBT.

### 1.- Bloqueo inverso.

En los IGBTs que no están encapsulados con un diodo de libre conducción en anti-paralelo, cuando el emisor es mas positivo que colector, la juntura J1 bloquea la conducción. Esta situación es independiente de la tensión aplicada entre Compuerta y Emisor.

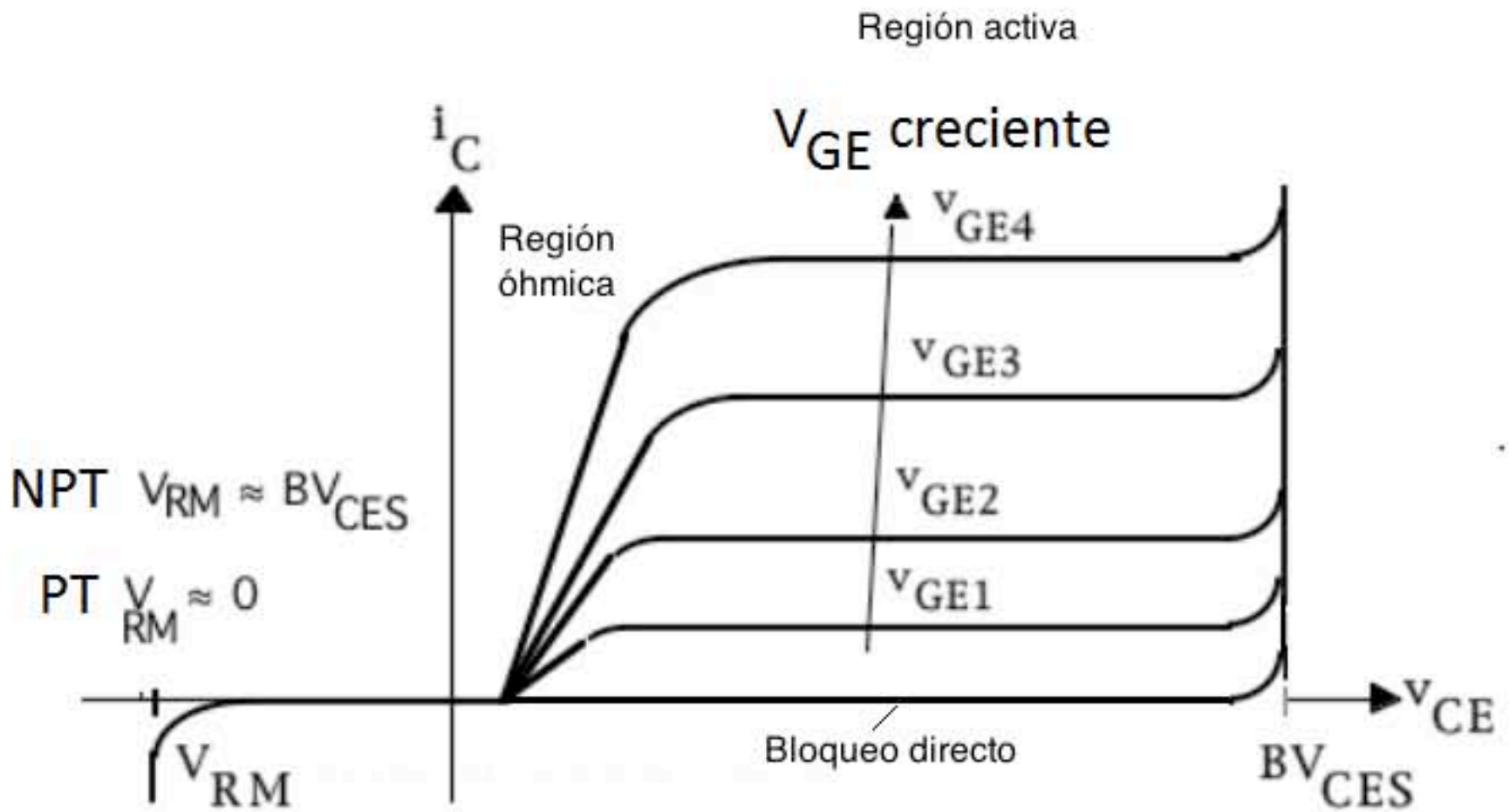
En los IGBT tipo PT la tensión de bloqueo inversa es menor que la tensión de bloqueo directa, y usualmente se asume cercana a cero; en los NPT estos valores son similares.

## 2.- Bloqueo directo.

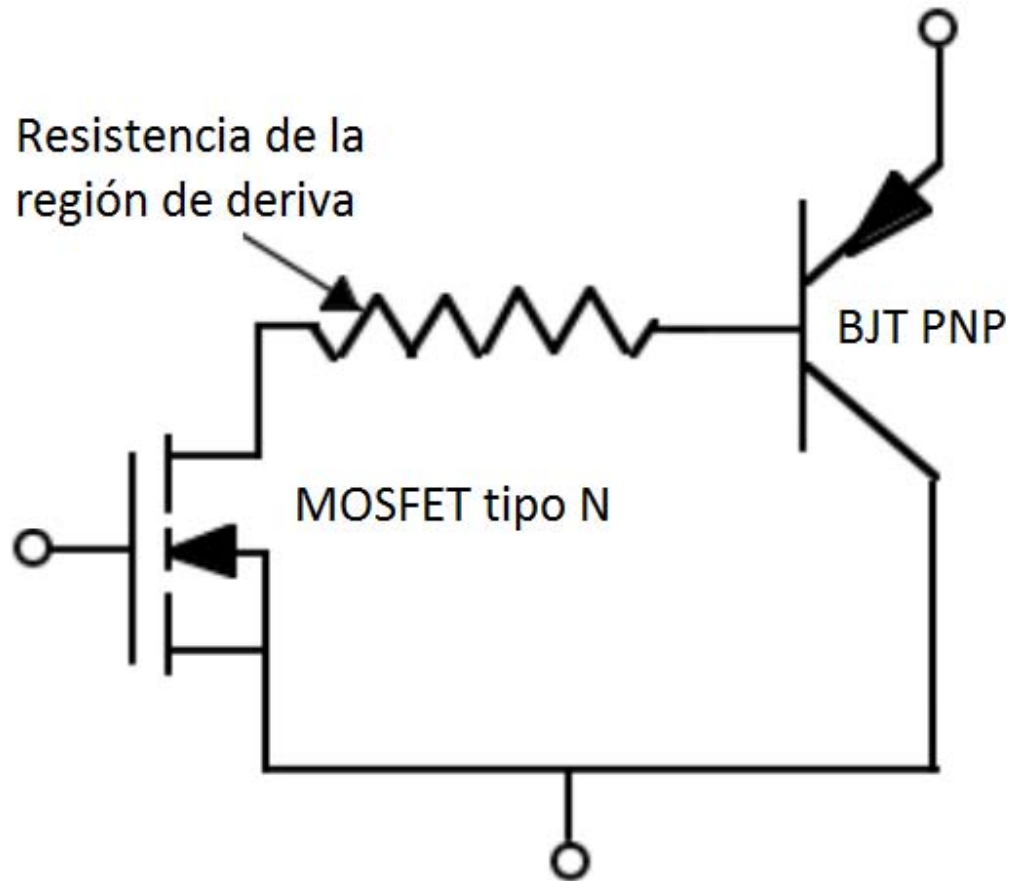
Cuando la tensión aplicada al colector es mas positiva que la aplicada al emisor, el IGBT está polarizado en directo, pero permanece en bloqueo directo mientras la tensión compuerta-emisor es menor que el valor de umbral de conducción ( $v_{ge} < v_{ge(th)}$ ).

En esta condición la juntura que bloquea es la J2.

Si la tensión colector-emisor supera el valor de la tensión colector-emisor de ruptura,  $V_{BRCES}$ , el dispositivo entra en avalancha directa; esta condición produce una disipación de energía sumamente alta, usualmente destructiva, por lo que debe ser evitada.



Curvas  $i_c$  vs  $v_{ce}$  características del IGBT.



Modelo circuital equivalente simplificado del IGBT en operación normal.

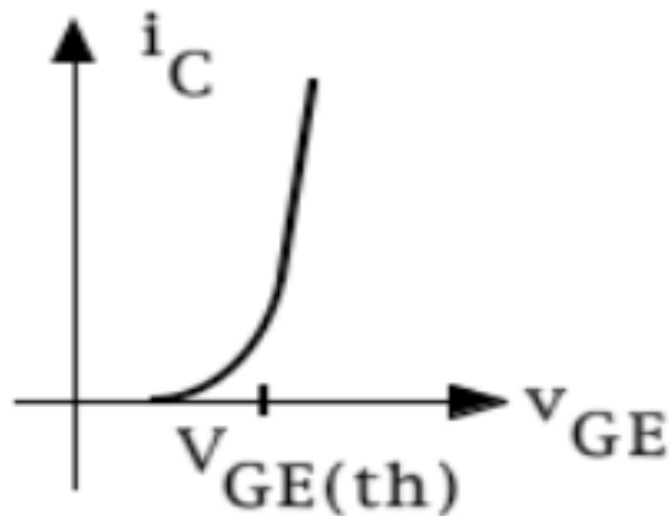
### 3.- Conducción.

Cuando el IGBT está polarizado en directo (tensión colector-emisor positiva) y la tensión compuerta-emisor supera el valor de umbral del MOSFET equivalente, empieza a circular la corriente de drenador del MOSFET equivalente, que sirve como corriente de base del transistor PNP equivalente, el cual entra en conducción; la corriente emisor- colector de este transistor es la corriente principal del IGBT.

Dada la configuración del arreglo de los dos transistores, el PNP no puede entrar en saturación, y la tensión  $V_{CE}$  en conducción del transistor PNP resulta:

$$V_{CE(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_C R_{canal}$$

Por lo tanto, cuando el IGBT está en conducción directa, el transistor PNP actúa en todo como un amplificador lineal de la corriente del MOSFET; por lo tanto la relación entre la tensión  $V_{GE}$  de control y la corriente  $I_{CE}$  del IGBT es similar a la que existe entre la tensión  $V_{GS}$  de control y la corriente  $I_{DS}$  en un PowerMOSFET MOSFET.



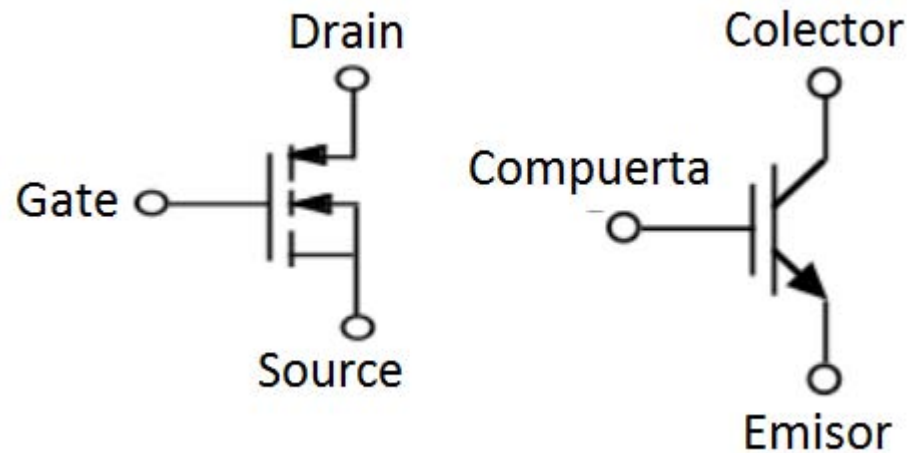
Relación  $i_c$  vs  $v_{GE}$  en un IGBT típico.

El IGBT opera normalmente como interruptor controlado, pasando de la zona de bloqueo al equivalente a la zona óhmica de un PowerMOSFET (algunos autores se refieren a esta como la "zona de saturación" del PNP, lo cual no es exacto), ya que la posibilidad de operar como amplificador lineal en la zona activa normalmente está limitada por exceso de disipación de calor.

#### 4.-Apagado.

Cuando la tensión de compuerta cae por debajo del valor de umbral del MOSFET equivalente, la corriente de drenador del MOSFET equivalente se interrumpe, lo cual elimina la corriente de base del del transistor PNP equivalente, el cual sale de conducción y el IGBT se apaga.



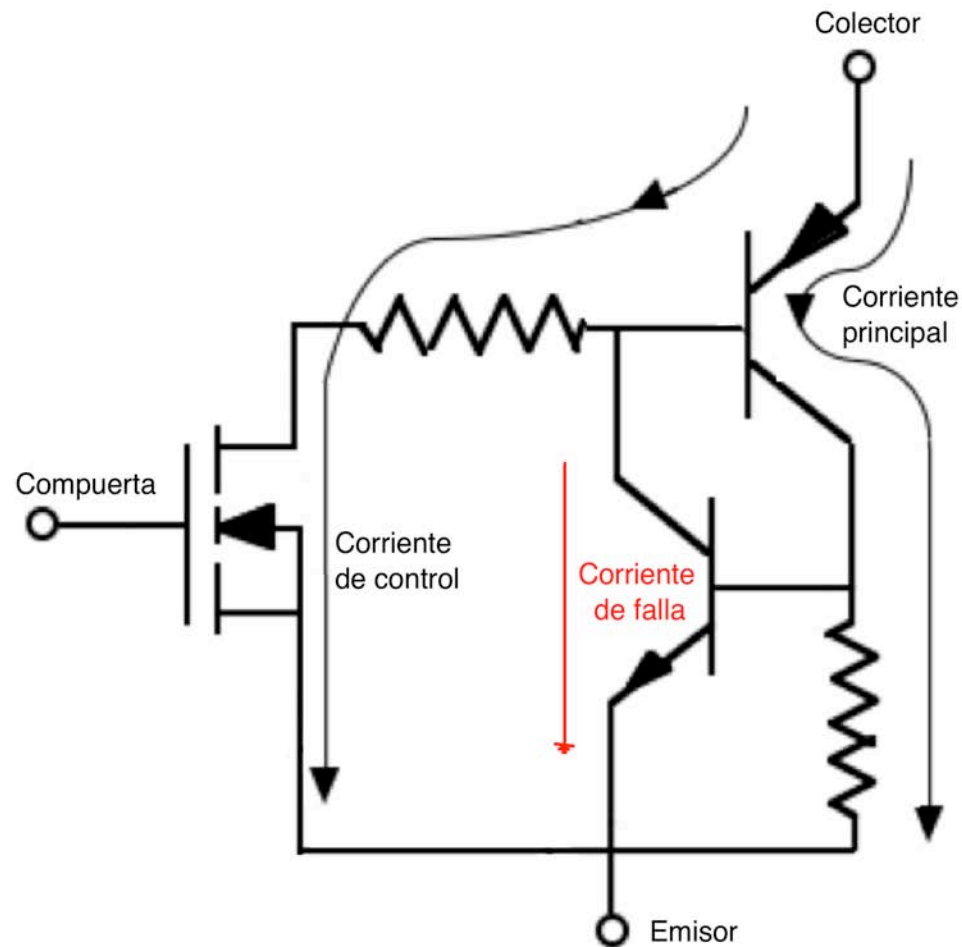


Símbolos circuitales del IGBT tipo N. Izquierda: símbolo inicial, fuera de uso.

Derecha: símbolo en uso actual.

Por razones poco claras se ha generalizado el uso de un símbolo circuitual que efectivamente subraya que el control del dispositivo es de tipo "compuerta aislada", pero que indica, erroneamente, que la conducción de la corriente principal corresponde a un BJT de tipo NPN.

## 5.-Falla de apagado.



Circuito equivalente del IGBT mostrado el SCR parásito que puede causar una falla de “enganche en conducción”.

La inclusión de una capa P adicional define una estructura parásita PNPN de tipo tiristor entre los terminales principales del IGBT; si este tiristor equivalente entra en conducción no es posible apagarlo desde la compuerta, por lo que se pierde el control del dispositivo, que queda en "enganche en conducción", lo cual origina una falla en el circuito de aplicación que suele ser destructiva.

En general esta posibilidad se minimiza durante el proceso de diseño del IGBT, pero debe ser tomada en cuenta al seleccionar los componentes para una aplicación determinada.

## 6.-Auto-protección contra cortocircuito en la carga.

La relación directa entre la tensión de control  $V_{GE}$  y la corriente colector-emisor,  $I_{CE}$ , definida por curva de transferencia  $V_{GE}/I_{CE}$ , debe ser aprovechada como base en la auto-protección contra sobre corriente, diseñando el circuito de control del IGBT de forma que la tensión  $V_{GE}$  máxima que se aplique al IGBT asegure que en caso de falla en la carga, el IGBT opere automáticamente con una  $I_{CE}$  constante, menor, o en todo caso igual, a la corriente pico indicada por el fabricante,  $I_{CRM}$ .

Esto asegura un margen de tiempo dentro del cual debe actuar el lazo de detección e interrupción de la corriente de falla, permitiendo así que el IGBT no sufra daños en caso de cortocircuito en la carga.

## Especificaciones básicas del IGBT.

### I.- Tensión de ruptura directa.

Indica la tensión colector emisor máxima,  $V_{CES}$ , que puede ser aceptado por un IGBT sin entrar en conducción por ruptura directa.

### II.- Tensión de ruptura inversa.

Solo aplica en los IGBTs del tipo NPT que no están encapsulados con un diodo antiparalelo. Indica la tensión colector emisor inversa máxima,  $V_{RCES}$ , que puede ser aceptado por un IGBT sin entrar en conducción por ruptura inversa.

Si el IGBT está encapsulado con un diodo, el arreglo carece de capacidad de bloqueo inversa y en vez de esta información el fabricante debe indicar las características de conducción inversa del diodo auxiliar.

### III.- Corriente máxima.

El fabricante especifica dos valores:

- a.-  $I_C$ . Es la corriente máxima continua que puede ser manejada, a la temperatura de junta especificada por el fabricante.
- b.-  $I_{CRM}$ . Es la máxima corriente pulsante que puede ser manejada, a la temperatura de junta especificada por el fabricante y durante el tiempo especificado por el fabricante.

El valor  $I_{CRM}$  es significativamente más grande que el valor  $I_C$ , y puede ser usado como margen de protección para que actúen los circuitos de protección de apagado por sobre corriente.

El valor de la corriente máxima está también limitado para evitar que la caída de tensión en la resistencia interna produzca el disparo del SCR parásito, por lo que es necesario cumplir estrictamente con el valor límite y con el tiempo máximo que puede estar aplicado.

#### IV.- Especificaciones de compuerta.

##### a.- Tensión compuerta-emisor máxima, $V_{GES}$ .

Es la máxima tensión aplicable entre los terminales de compuerta y emisor. El valor especificado es simétrico, y suele estar entre +/- 10 y +/- 20 voltios.

b.- Voltaje de umbral de conducción,  $V_{GE(th)}$ . Es la tensión mínima que se debe aplicar para que el IGBT entre en conducción. El circuito externo debe asegurar que la tensión GE aplicada durante en periodo de encendido sea mayor que el voltaje de umbral,  $V_{GE(th)}$ , y menor (pero cercano) que la tensión máxima permisible,  $V_{GES}$ .

#### V.- Capacitancias equivalentes.

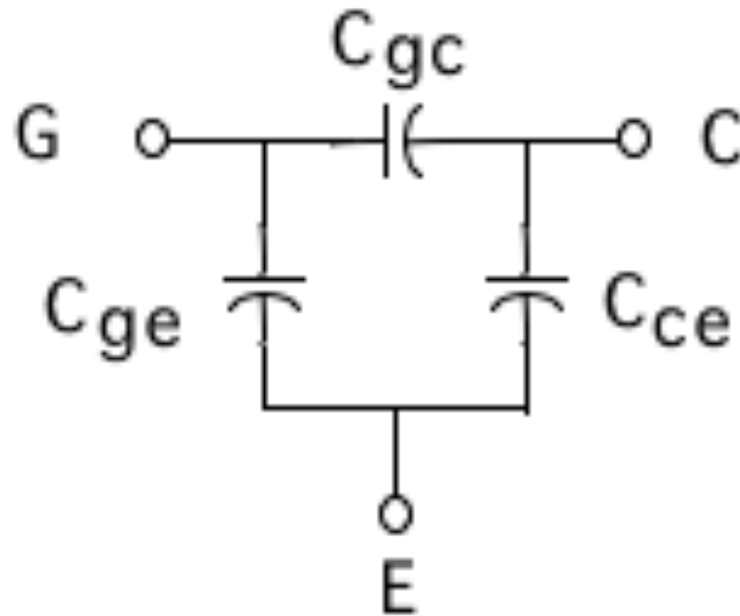
Las capacitancias del IGBT son equivalentes directas a las del PowerMOSFET, y el fabricante las especifica de la misma forma indirecta en base a las correspondientes tres mediciones.

1.- Capacitancia Compuerta-Emisor,  $C_{GE}$ .

2.- Capacitancia Compuerta-Colector,  $C_{GC}$ .



### 3.- Capacitancia Colector-Emisor, $C_{cs}$ .



En general las tres capacitancias dependen de la geometría del dispositivo y son independientes de la temperatura de juntura.

Adicionalmente, los valores de las capacitancias  $C_{GC}$  y  $C_{CE}$  son función de las tensiones  $V_{CE}$  y  $V_{GE}$ , y de la frecuencia de conmutación.

$C_{GE}$  es básicamente constante.

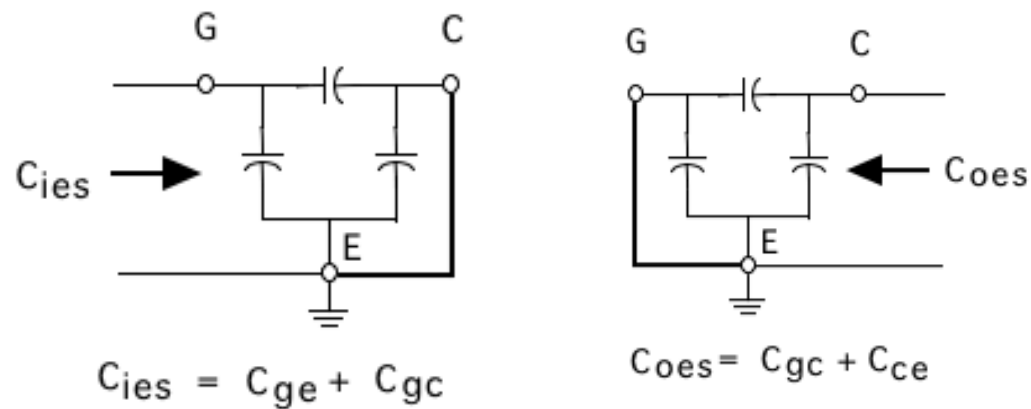
Usualmente el fabricante no especifica directamente los valores de las capacitancias del modelo, sino los de las tres capacitancias que son directamente medibles desde los terminales del dispositivo:

$C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  y  $C_{rss}$ .

Con estos valores se tiene así un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas, las capacidades del modelo, que pueden por lo tanto ser calculadas en función de las capacitancias medibles entre los terminales del dispositivo.

Las relaciones entre las capacitancias especificadas y las del modelo son las siguientes:

Capacitancias entre los terminales del IGBT

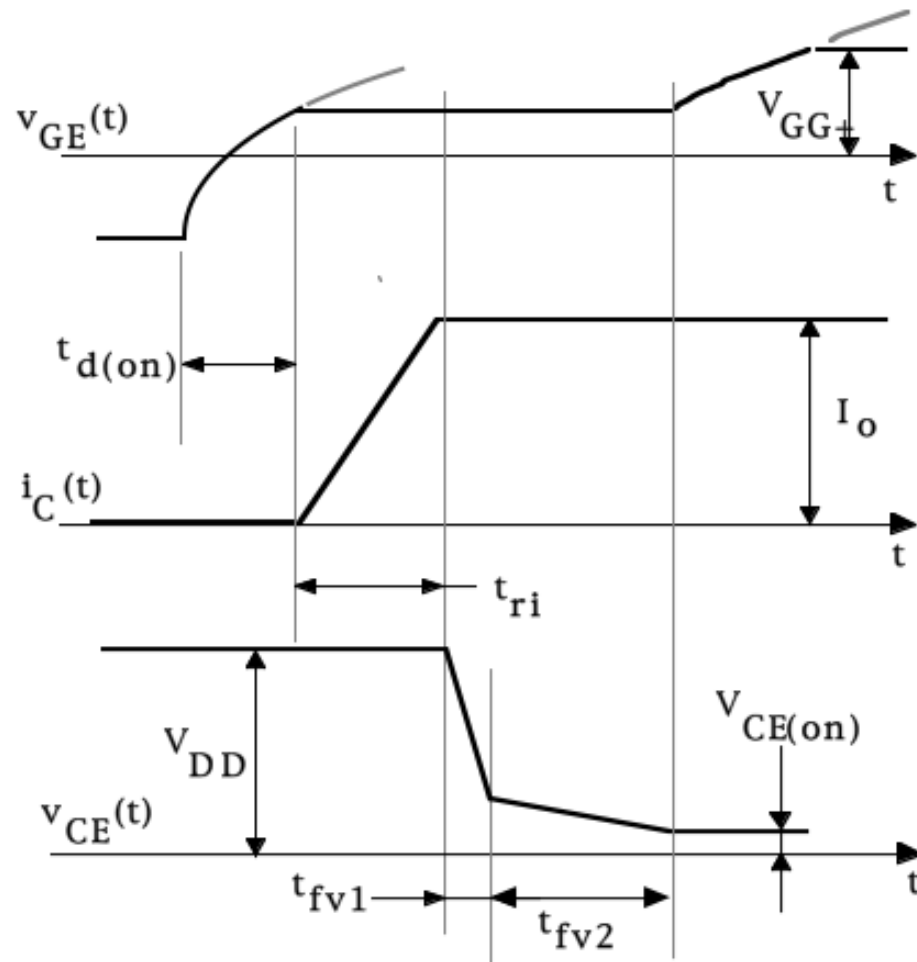


Valores especificados por el fabricante.

## V.- Tiempos de conmutación.

Las conmutaciones del IGBT están controladas los proceso de carga y descarga de las tres capacidades del modelo, y en las especificaciones queda caracterizado por el fabricante con los siguientes tiempos, definidos para una señal de control aplicada entre los terminales Compuerta-Emisor de muy alta velocidad de subida y bajada (usualmente 50ns), con una tensión de alimentación constante y controlando una carga inductiva en una configuración con diodo de libre conducción de alta velocidad de conmutación (idealmente un diodo Schottky).

## A.- Encendido.



Formas de onda de encendido del IGBT en un circuito inductivo

Se asume que existe la corriente de carga en su valor nominal, corriente que está circulando en el lazo cerrado carga-diodo de libre conducción en el momento en el cual se aplica la señal de encendido en la compuerta del IGBT.

El proceso de encendido comprende los siguientes intervalos:

- 1.- Tiempo de retardo de encendido,  $t_{d(on)}$ . Concluida la subida del pulso de control de encendido, que se asume instantánea, se va cargando la capacitancia de juntura  $C_{GE}$  y el voltaje GE sube hacia el valor de umbral de conducción,  $v_{GEth}$ . En este intervalo no hay cambios observables en la corriente o la tensión C-E.
- 2.- Tiempo de alza,  $t_r$ . Es el tiempo que transcurre desde que el voltaje GE llega el nivel de umbral,  $v_{GEth}$ , hasta que la corriente  $I_D$  alcanza su valor final.

Una vez alcanzado su nivel de umbral la tensión G-E permanece esencialmente constante hasta el final del proceso de encendido.

El tiempo de alza se divide en tres sub-intervalos:

- a.-Tiempo de subida de la corriente C-E,  $t_{ri}$ : En este sub-intervalo la corriente de Colector crece rápidamente hasta el valor de la corriente de carga externa, pero el voltaje Colector-Emisor no cambia ya que el diodo de libre conducción está conduciendo, lo que mantiene la tensión de Colector fija al voltaje de alimentación del circuito.
  
- b.-Primer tiempo de bajada del voltaje C-E  $t_{vf1}$ : Cuando la corriente de Colector alcanza el valor de la corriente de carga el diodo de libre conducción deja de conducir y el voltaje de Colector cae rápidamente. Usualmente este proceso termina cuando la tensión CE alcanza un valor aproximado al 10% del inicial.

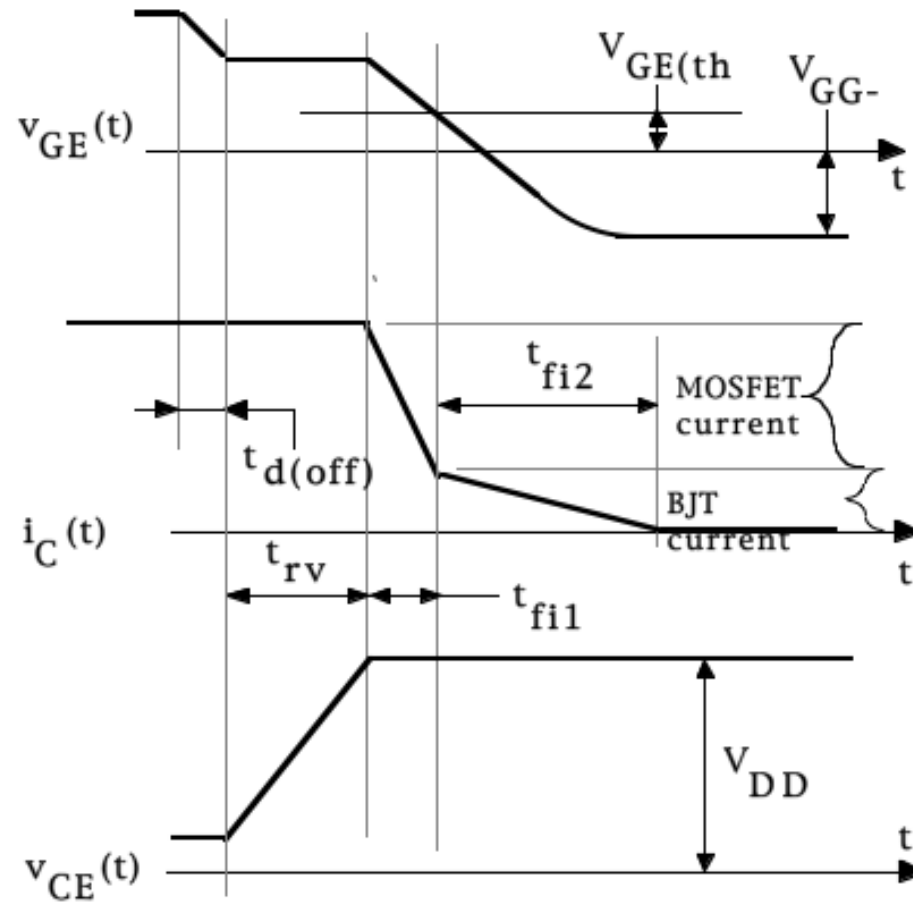
c.-Segundo tiempo de bajada del voltaje  $t_{vf2}$  (tiempo de cola): La tensión de Colector sigue reduciéndose pero con una pendiente de caída significativamente menor.

3.-Final del proceso: la tensión Colector-Emisor se estabiliza en su valor final, y el voltaje Compuerta-Emisor sube hasta el valor final fijado por la tensión externa y el arreglo de las capacitancias del IGBT.

Final del proceso: la tensión colector emisor se estabiliza en su valor final, y el voltaje compuerta-emisor sube hasta el valor final fijado por la tensión externa y el arreglo de las capacitancias del IGBT.



## B.- Apagado.



Formas de onda de apagado del IGBT en un circuito inductivo.

Por hipótesis se considera que la corriente CE está estabilizada al nivel de la corriente nominal de carga en el instante en que termina el pulso de encendido del IGBT, y que en paralelo con la carga está conectado un diodo de libre conducción de alta velocidad, preferiblemente tipo Schottky.

El proceso de apagado se cumple en las siguientes etapas:

- 1.-Tiempo de retardo de apagado,  $t_{d(off)}$ . Terminado el tiempo de caída de la señal de control aplicada a la compuerta, que se considera instantánea, se empieza a extraer la carga del condensador equivalente de entrada y la tensión  $v_{GE}$  comienza a reducirse; en este intervalo no ocurren cambios apreciables en la corriente ni en la tensión CE.

2.- Tiempo de caída,  $t_f$ . Es el tiempo que transcurre desde que el voltaje CE empieza a subir hasta que la  $I_C$  alcanza el valor final de cero.

Este tiempo se divide en los siguientes sub-intervalos:

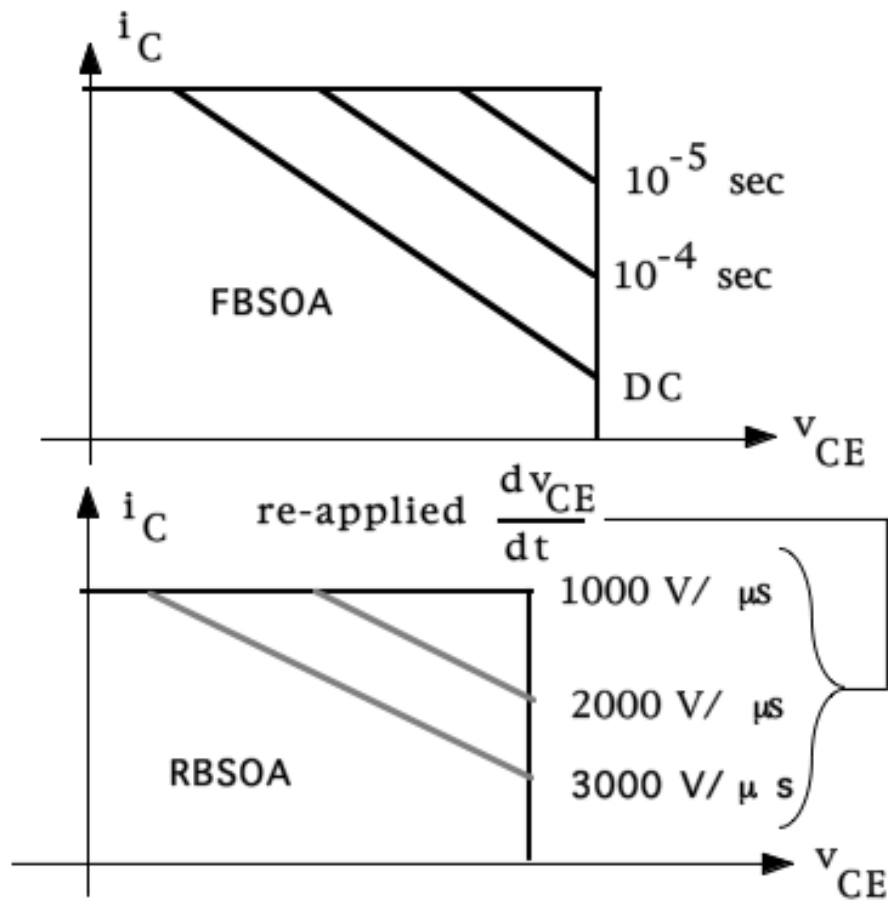
a.-Primer tiempo de subida de voltaje,  $t_{rv1}$ : La tensión Compuerta-Emisor se estabiliza, la corriente de Colector permanece constante y la tensión Colector-Emisor empieza a subir lentamente hacia su valor final.

b.-Segundo tiempo de subida de voltaje,  $t_{rv2}$ : Cambia la pendiente de variación de la tensión Colector-Emisor que sube rápidamente hacia su valor final.

3.-Tiempo de caída de corriente,  $t_{fi}$ : La tensión Colector-Emisor alcanza su valor final, la tensión Compuerta-Emisor vuelve a descender hacia cero; la corriente de Colector cae y alcanza el valor cero cuando la tensión Compuerta-Emisor cruza descendiendo el valor del umbral de conducción ( $v_{GEth}$ ).

## VII.- Área de operación segura.

El área de operación segura en polarización directa del IGBT es similar a la de un PowerMOSFET; los IGBTs tipo NPT que no tienen un diodo conectado en anti-paralelo incluido en la carcasa presentan también un área de operación segura para polarización inversa.



IGBT áreas de operación segura directa (arriba) y reversa (abajo)  
 (Los IGBTs tipo PT no tienen RBSOA).

## Comparación de IGBTs con BJTs y PowerMOSFETs

Asumiendo dispositivos implementados con la tecnología de Si, en chips de la misma superficie y encapsulados en carcasas del mismo tipo, los resultados de una comparación entre IGBTs, BJTs y PowerMOSFETs diseñados para operar con la misma tensión de bloqueo y la misma corriente máxima son los siguientes:

Sobre los BJTs los IGBTs tienen la ventaja evidente de ser controlados por voltaje y no por corriente, lo que hace que el circuito de manejo del IGBT sea mas simple y mucho mas eficiente.

Sobre los PowerMOSFETs los IGBTs tienen la ventaja de que la conducción de la corriente principal por portadores minoritarios y mayoritarios produce caídas en conducción menores a las posibles con una estructura PowerMOSFET de la misma área.

Las desventajas frente a BJTs son dos:

- a.-Dada la estructura funcional interna de los IGBTs, formada por la conexión cascode de un BJT tipo PNP y un MOSFET tipo N equivalentes, la caída en conducción es necesariamente mayor en los IGBTs que en los BJTs operando en saturación.
- b.-Dado que el BJT equivalente es del tipo PNP, la velocidad de conmutación de los IGBTs es menor que la de de los BJTs tipo NPN.

Las desventajas frente a los PowerMOSFETs son también dos:

- a.-La velocidad de conmutación de los IGBTs es mucho menor, debido a que la conducción de la corriente principal es mediante transistores BJTs del tipo PNP.

b.-En la mayoría de las aplicaciones el diodo inverso incluido en la estructura de los PowerMOSFETs es una ventaja; esto se trata de compensar incluyendo un diodo anti-paralelo en el encapsulado de la mayoría de los IGBTs, lo que aumenta el costo de producción.

En general el equilibrio entre ventajas y desventajas es tal que los IGBTs de Si han desplazado totalmente a los BJTs de Si en el mercado, y son los componentes de uso preferente frente a los PowerMOSFETs de Si en aplicaciones de baja y media frecuencia, hasta las decenas de kiloHertz.

La introducción de PowerMOSFETs implementados con tecnologías de Carburo de Silicio (SiC) y de Nitruro de Galio (GaN), así como la propuesta de transistores BJT de GaN altera completamente los términos de la comparación y puede eventualmente desplazar a todos los componentes de potencia implementados con la



tecnología de Si, lo que en definitiva dependerá de la evolución en el precio de los componentes de las nuevas tecnologías.

En general los PowerMOSFETs implementados con tecnología de SiC pueden alcanzar niveles de corriente y voltaje de bloqueo máximos similares o mayores a los mas altos alcanzables por un IGBT de tecnología de Si, manteniendo una frecuencia máxima de conmutación igual o mayor a la de un PowerMOSFET de Si, y con la capacidad de operar con ua temperatura de juntura significativamente mas alta que la sostenible por los dispositivos de Si.

Al parecer lo mismo puede ocurrir al comparar los transistores bipolares implementados en tecnología de GaN con los componentes de potencia implementados con tecnología de Si.