



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL**  
**FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA**  
**INGENIERÍA ELÉCTRICA**

## Trabajo Práctico 3: **DRIVER DE BASE Y COMPUERTA DEL TRANSISTOR**

---

*ELECTRÓNICA DE POTENCIA*

**ACHA, LAUTARO**

53888

[lauta.acha@gmail.com](mailto:lauta.acha@gmail.com)

**GUEVARA, C. EMILIANO**

53977

[emi.chiro@gmail.com](mailto:emi.chiro@gmail.com)

**MARTINEZ, DENIS F.**

54547

[denisfmartinez@gmail.com](mailto:denisfmartinez@gmail.com)

# 1.1 Desarrollo – Transistor BJT

## Marco Teórico

*El estado de conducción se consigue proporcionando la suficiente corriente de base para llevar al BJT a la conducción, si la corriente de base se incrementa por arriba de  $I_{BM}$ , la  $V_{BE}$  y la  $I_C$  aumentarían y se reduciría la  $V_{CE}$  por debajo de  $V_{BE}$ .*

*Esto continuará hasta que la unión colector-base quede con polarización directa con un valor de  $V_{BC}$  entre 0,4 y 0,5V. El transistor estará entonces saturado.*

*La saturación de un transistor se puede definir como el punto arriba del cual todo aumento en la corriente de base no aumenta en forma apreciable la corriente de colector. Si la tensión de saturación del colector es  $V_{CEsat}$ , entonces:*

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} \quad (1)$$

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta} \quad (2)$$

*La relación (2) es conocida como sobresaturación, un valor elevado de esta relación puede conducir a destruir al transistor por sobrecalentamiento. Se define  $\beta_f$ , como beta forzado como:*

$$\beta_f = \frac{I_{Csat}}{I_{Bsat}}$$

*Para bloquear el transistor es necesario evacuar grandes cantidades de carga, y el tiempo de bloqueo es considerablemente mayor.*

*Si aumentamos aun mas la corriente de base, o si la corriente de colector disminuye sin disminuir la corriente de base, se alcanzara la sobresaturación. La cual no aporta nada positivo, es mas, incrementa los tiempos de apagado y disminuye el SOA. Por lo tanto es necesario evitar la sobresaturación.*

*En la figura situada abajo, denominada FBSOA, área de operación segura en polarización directa. La cual describe los valores máximos de corriente y tensión. La corriente  $i_{CM}$  es la máxima corriente que puede circular por el dispositivo.*

*La figura abajo, es la denominada RBSOA, y es el área de operación segura en polarización inversa. Durante la desactivación el transistor debe soportar tensiones y corrientes elevadas.  $V_{CE}$  debe mantenerse por debajo de cierto valor, estos valores son especificados por los fabricantes.*

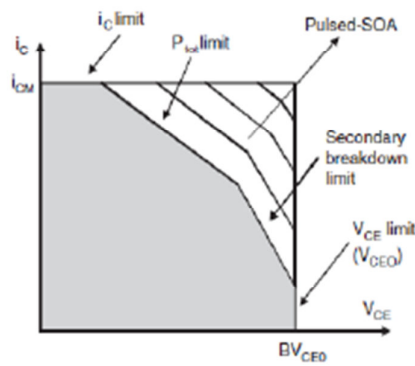


Fig: FBSOA transistor BJT de Potencia

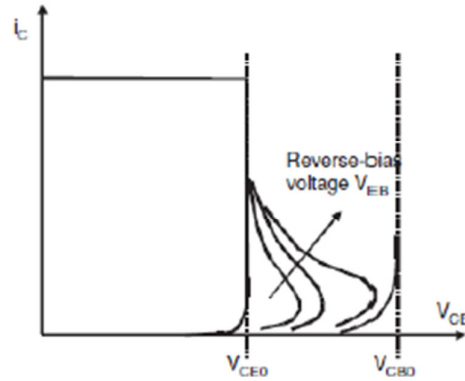
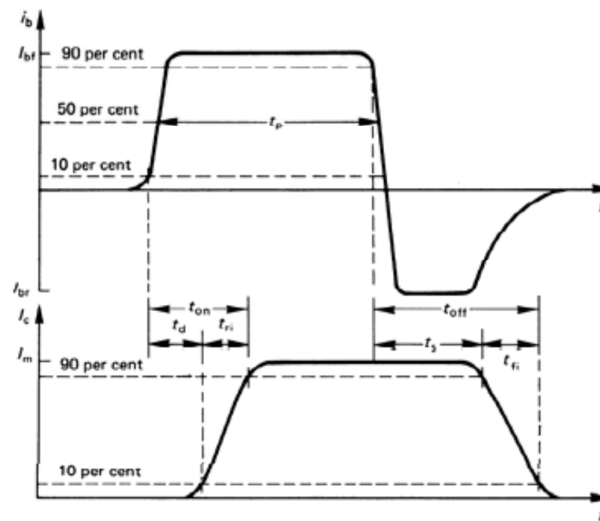


Fig: RBSOA transistor BJT de Potencia

### Características de Conmutación

Estas características son importantes para definir la velocidad del dispositivo para cambiar del estado de conducción al de bloqueo. Los tiempos de retardo son debido a las capacitancias internas del transistor.



Al aplicar un voltaje de entrada  $V_b$ , la corriente de base  $I_b$  aumenta a un valor determinado, la corriente de colector no responde inmediatamente, esto corresponde con el tiempo de retardo  $t_d$  que es el que transcurre hasta que haya un flujo de corriente por el colector, este se debe principalmente a la carga de la capacidad de difusión de la juntura base-emisor.

Después de este retardo la corriente crece hasta llegar a su valor de régimen permanente  $I_m$ , el tiempo transcurrido entre el 10% y el 90% del valor de la corriente de colector se llama tiempo de elevación es denotado por  $t_r$ . Se define de esta manera el tiempo de encendido  $t_{on}$ .

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

Cuando se quita la excitación de entrada, la corriente del colector no se modifica instantáneamente, transcurre un tiempo hasta que la señal de salida baja al 90% de su valor final el cual se denomina tiempo de almacenamiento,  $t_s$ . Este se requiere para eliminar la carga de saturación de la base. Para ayudar a eliminar estas cargas se puede aplicar una tensión negativa a la base. El tiempo empleado desde el 90% al 10% de su valor final se denomina tiempo de caída,  $t_f$ . Siendo el valor de apagado:

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

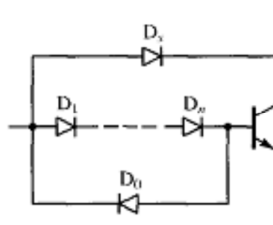
En la grafica se puede observar que el tiempo de apagado es mucho mayor que el de encendido.

Por lo tanto, la velocidad de conmutación de estos dispositivos depende de  $t_{on}$  y  $t_{off}$ , llevándonos a decir que si deseamos aumentar la velocidad debemos disminuir estos valores. El tiempo de encendido  $t_{on}$  puede ser reducido significativamente al incrementar la corriente de base, una vez que el transistor se activa, se aumenta la  $\beta_f$  para llevarlo a la zona de saturación.

Es posible disminuir el tiempo de apagado mediante la inversión de la corriente de base, esta ayuda a descargar la base y a remover la carga extra que contiene. Cuando no hay tal corriente de base invertida la carga de saturación debe removerse por completo por recombinación y el tiempo de almacenamiento es mayor.

Consecuentemente, un buen circuito de excitación de base es lo que permite un buen funcionamiento del transistor. Este driver debe suministrar entonces una corriente directa de base alta, para asegurar el encendido del semiconductor rápidamente. Un buen circuito de base reduce los tiempos de conmutación y las perdidas totales, incrementa la eficiencia y operación en frecuencia.

Puede incorporarse al circuito de base una red Baker para reducir el tiempo de almacenamiento. Se ilustra a continuación una configuración que puede ser empleada:



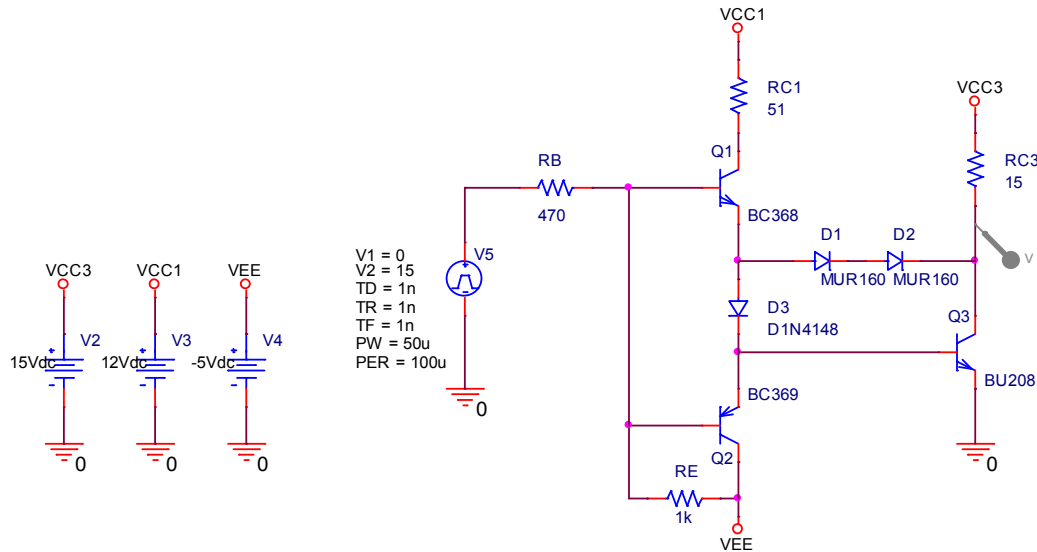
El enclavador Baker funciona como un lazo de realimentación regulador de la corriente de base. Este montaje garantiza que el transistor este casi saturado independientemente de la carga y de la corriente que circule por la base, ya que la tensión  $V_{ce}$  y  $V_{be}$  son aproximadamente iguales.

$$V_{ce} \approx V_{be}$$

El diodo  $D_0$  permite invertir la corriente de base durante la puesta al corte. Un inconveniente de esta configuración es que la tensión  $V_{ce}$  será mayor que la tensión que tendríamos en un transistor sin ella, por lo tanto las perdidas y el calentamiento serán mayores. Pero tiene sentido cuando las conmutaciones tienen que ser rápidas, ya que disminuye los

tiempos de almacenamiento o de caída dependiendo el caso y permite trabajar a frecuencias mayores. Por lo tanto un BJT es un dispositivo controlado por corriente, y requiere corriente de base para que pase corriente en el colector. Como la corriente de colector es independiente de la corriente de entrada (o base), la ganancia de corriente depende de la temperatura de unión.

## Circuito



## Cálculo del Circuito

El transistor de potencia utilizado es un BU208, como dice la consigna, las tensiones elegidas son 15V, 12V y -5V como se muestra en la figura y la corriente que vamos a hacer circular en la etapa de potencia es de aproximadamente 1A.

Para poder empezar a calcular desconectamos el diodo  $D_1$  y  $D_2$ , para asumir que toda la corriente que atraviesa el transistor  $Q_1$  se inyecta en la base, en el caso en que este encendido. Para saber las caídas en los diodos, las tensiones de saturación, así como los  $h_{fe}$  de los transistores, nos fijamos en las correspondientes curvas que muestran las hojas de datos de cada componente.

Cálculo  $R_{C3}$ . Por Kirchhoff en el Transistor  $Q_3$ . Se elije  $I_{C3} = 1[A]$ ,  $V_{CC1} = 12[V]$ ,  $V_{CC3} = 15[V]$ ,  $V_{EE} = -5[V]$  y  $R_{C3} = 15[\Omega]$ .

De la hoja de datos del BU208A se sabe que  $V_{CE3sat} = 0,4[V]$ ,  $\beta_{Q3} = 5$ .

$$V_{CC3} = I_{C3} \cdot R_{C3} + V_{CE3sat} \quad \therefore \quad R_{C3} = \frac{V_{CC3} - V_{CE3sat}}{I_{C3}} \Rightarrow R_{C3} = 14,6[\Omega]$$

$$P_{R_{C3}} = I_{C3}^2 \cdot R_{C3} \Rightarrow P_{R_{C3}} = 14,6[W]$$

$$I_{BQ3} = \frac{I_{C3}}{\beta_{Q3}} \Rightarrow I_{BQ3} = 200[mA]$$

Cálculo  $R_{C1}$ . Por Kirchhoff.

De la hoja de datos:  $V_{CE2sat} = 0,1[V]$ ,  $V_{D2} = 0,4[V]$  y  $V_{BEQ3} = 0,85[V]$ .

**TP3: Driver de Base y Compuerta del Transistor**

$$V_{CC2} = I_{BQ2} \cdot R_{C2} + V_{CE2sat} + V_{D2} + V_{BEQ3} \quad \therefore R_{C2} = \frac{V_{CC2} - V_{CE2sat} + V_{D2} + V_{BEQ3}}{I_{BQ3}}$$

$$R_{C2} = 53,3[\Omega]$$

$$P_{R_{C2}} = I_{BQ3}^2 \cdot R_{C2} \Rightarrow P_{R_{C2}} = 2,13[W]$$

*Cálculo  $I_{BQ}$ .*

$$I_{CQ2} = I_{BQ3}$$

*De la hoja de datos:  $\beta_{Q2} = 140$*

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta_{Q2}} \Rightarrow I_{BQ2} = 1,42[mA]$$

*Cálculo  $R_B$ . Siendo  $V_{PWM} = 15[V]$ .*

$$R_B = \frac{V_{PWM}}{I_{BQ2}} \Rightarrow R_B = 10,56[k\Omega]$$

*\*En la práctica se utilizó  $R_B = 470[\Omega]$ .*

*Cálculo de la red Baker. Por Kirchhoff.*

$$V_{CC2} = I_{BQ3} \cdot R_{C2} + V_{CE2sat} + V_{D1} + V_{CE3sat}$$

*De la hoja de datos:  $V_{D1} = 0,7[V]$*

$$V_{CE3sat} = V_{CC2} - I_{BQ3} \cdot R_{C2} - V_{CE2sat} - V_{D1} \Rightarrow V_{CE3sat} = 1[V]$$

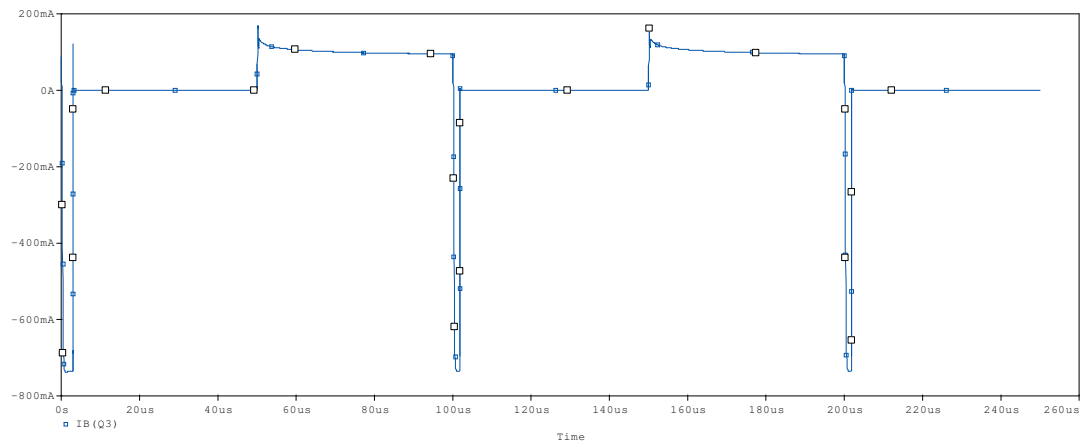
*Como debe ser  $V_{CE3sat} = 0,4[V]$  se agrega otro diodo  $D_2$ .*

$$V_{CE3sat} = V_{CC2} - I_{BQ3} \cdot R_{C2} - V_{CE2sat} - V_{D1} - V_{D2} \Rightarrow V_{CE3sat} = 0,3[V]$$

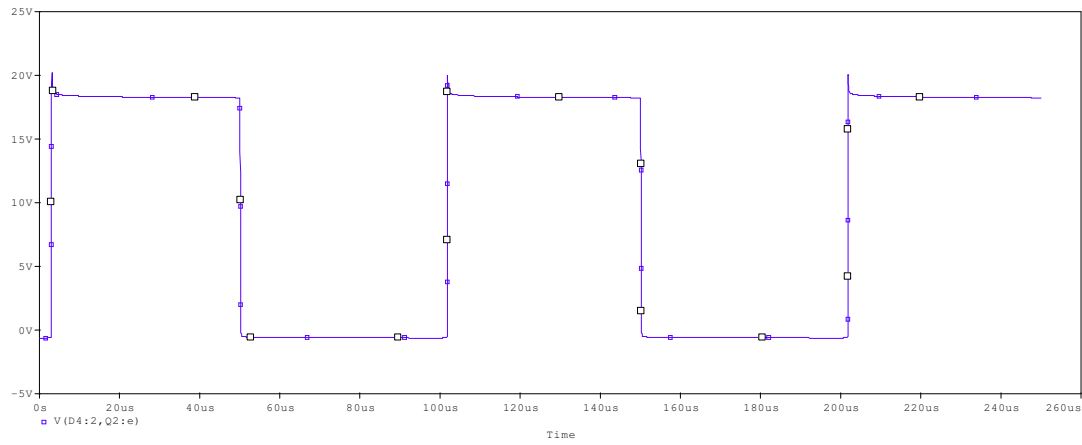
*La resistencia  $R_E$  se agrega para tener una referencia negativa cuando el PWM en 0V.*

## Simulación del Circuito

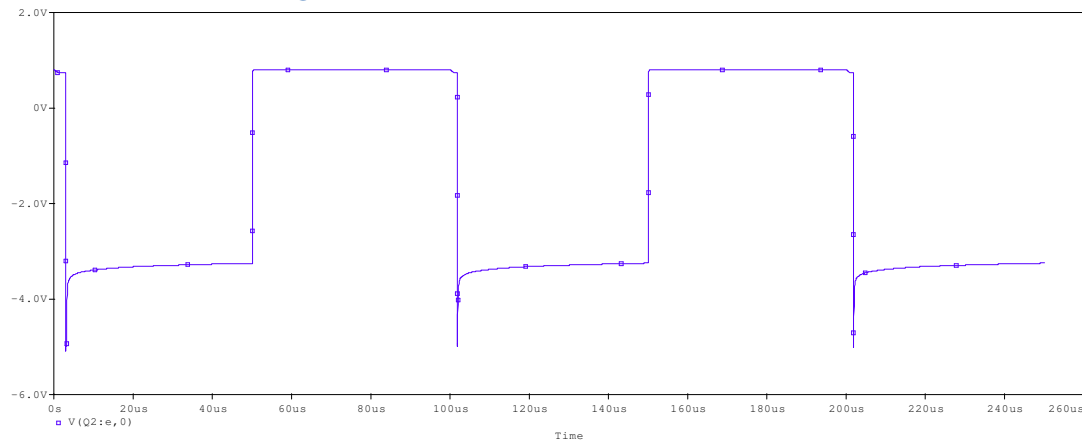
### Corriente de Base Q3



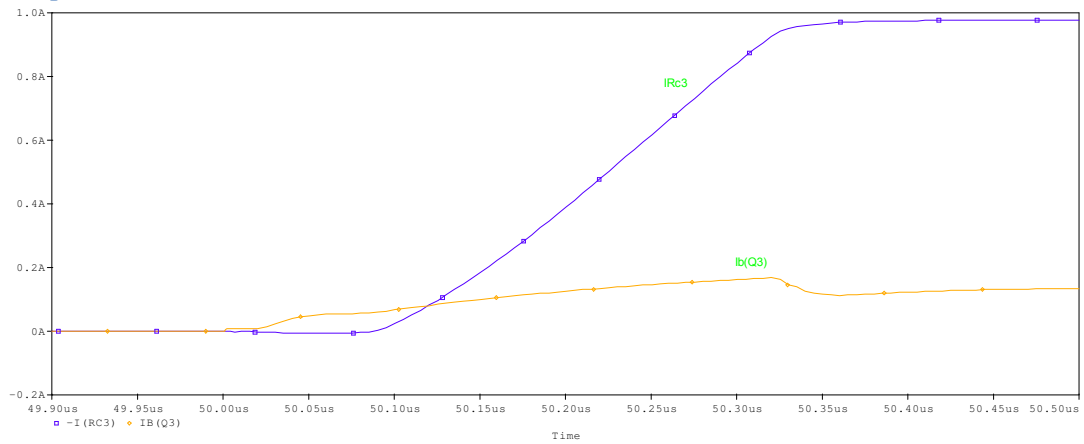
### Tensión Colector-Emisor Q3



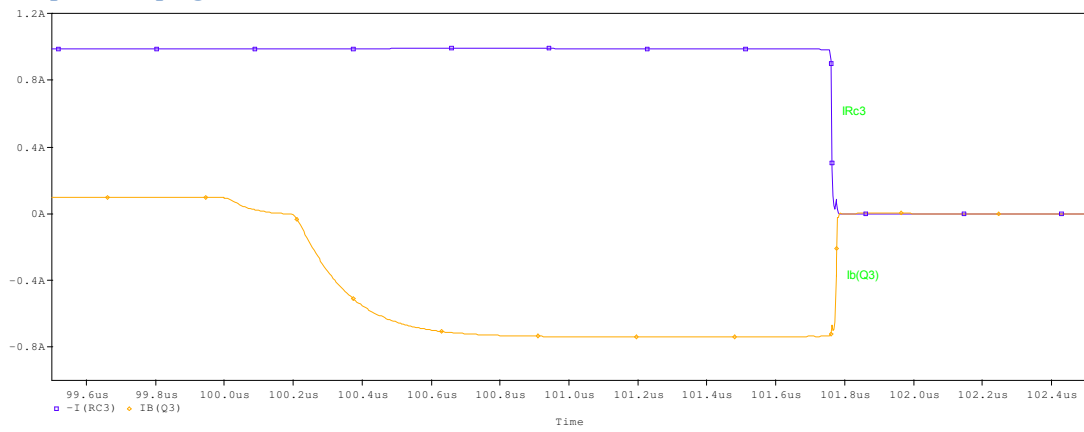
### Tensión Base-Emisor Q3



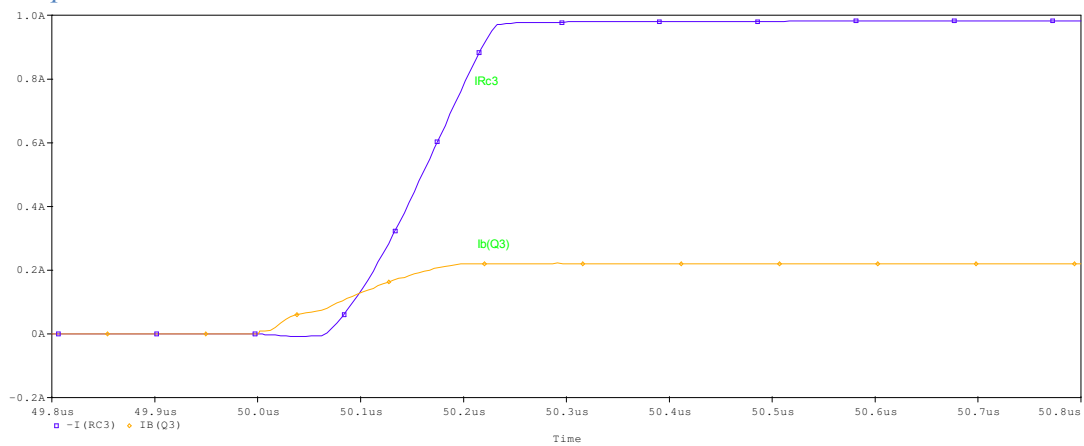
### *Tiempo de Encendido con Enclavador Baker*



### *Tiempo de Apagado con Enclavador Baker*



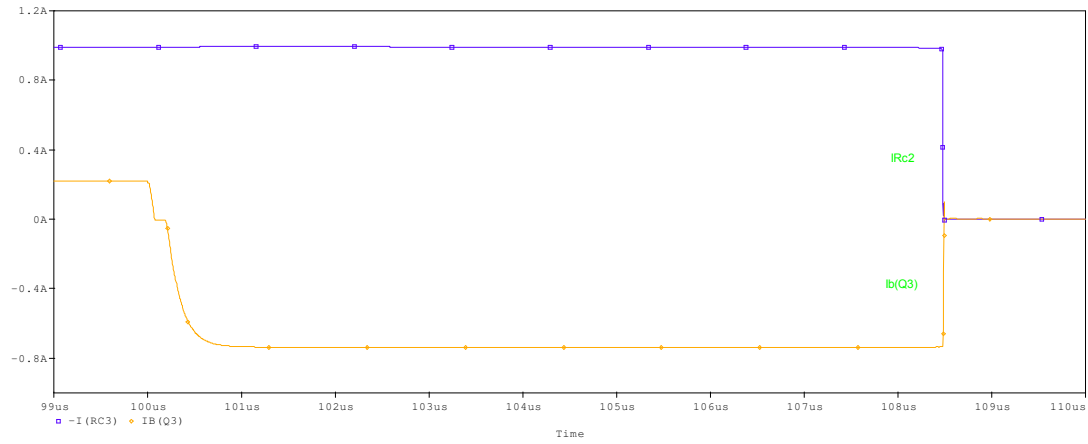
### *Tiempo de Encendido sin Enclavador Baker*



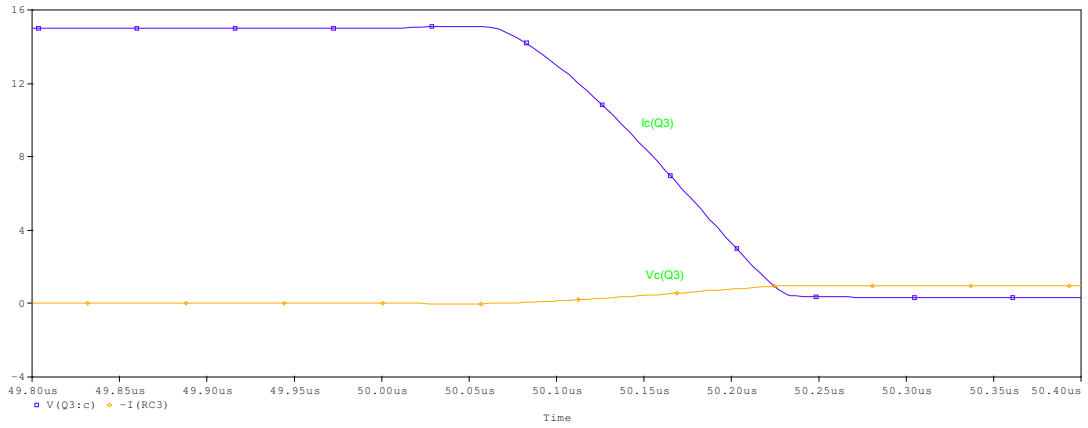


## TP3: Driver de Base y Compuerta del Transistor

## Tiempo de Apagado sin Enclavador Baker



## Potencia Disipada en Q3



Durante el encendido.

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} I_{CM} \frac{t}{t_{on}} V_{CCE} dt$$

$$W_{on} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CCE}}{2} t_{on}$$

$$W_{on(baker)} = \frac{1[A] \cdot 15[V]}{2} 0,17[\mu s] \Rightarrow W_{on(baker)} = 1,28[\mu J]$$

$$W_{on(NO-baker)} = \frac{1[A] \cdot 15[V]}{2} 0,22[\mu s] \Rightarrow W_{on(NO-baker)} = 1,65[\mu J]$$

Durante la conducción.

$$W_{on(baker)} = I_{CM} \cdot V_{CEsat} \cdot t_{cond}$$

$$W_{on(baker)} = 1[A] * 0,4[V] * 50[\mu s] \Rightarrow W_{on(baker)} = 20[\mu J]$$

*Durante el apagado.*

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} I_{CM} \frac{t}{t_{off}} V_{CCE} dt$$

$$W_{off} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CCE}}{2} t_{off}$$

$$W_{off(baker)} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} 5,5[\mu s] \Rightarrow W_{off(baker)} = 41,2[\mu J]$$

$$W_{off(NO-baker)} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} 18,5[\mu s] \Rightarrow W_{off(NO-baker)} = 138,7[\mu J]$$

*Potencia media disipada en el transistor con el enclavador Baker activado.*

$$P_{T(AV)} = \frac{W_{on(baker)} + W_{cond} + W_{off(baker)}}{T}$$

$$P_{T(AV)} = \frac{1,28[\mu J] + 20[\mu J] + 41,2[\mu J]}{100[\mu s]}$$

$$P_{T(AV)} = 0,62[W]$$

*Potencia media disipada en el transistor sin el enclavador Baker activado.*

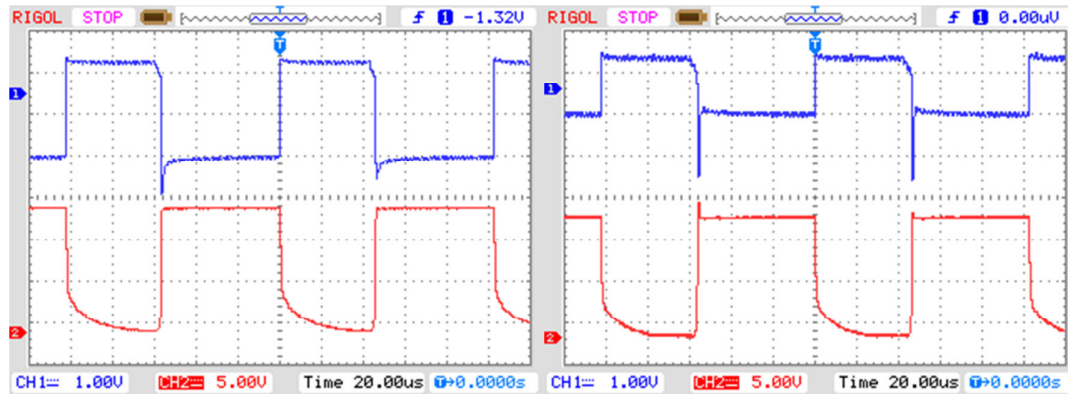
$$P_{T(AV)} = \frac{W_{on(NO-baker)} + W_{cond} + W_{off(NO-baker)}}{T}$$

$$P_{T(AV)} = \frac{1,65[\mu J] + 20[\mu J] + 138,7[\mu J]}{100[\mu s]}$$

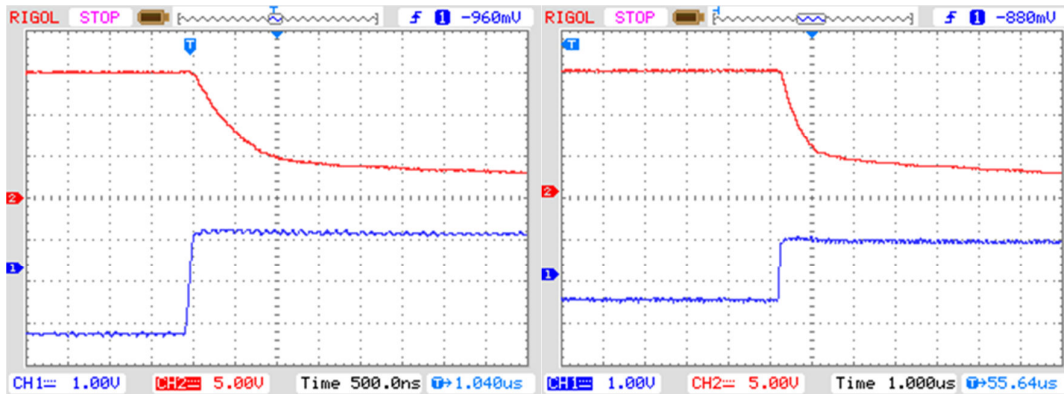
$$P_{T(AV)} = 1,60[W]$$

*Como se muestra, sin enclavador Baker la potencia disipada en el transistor es mucho mayor, ya que aumenta considerablemente el tiempo de apagado del transistor y con este la energía en el apagado.*

## Medición del Circuito

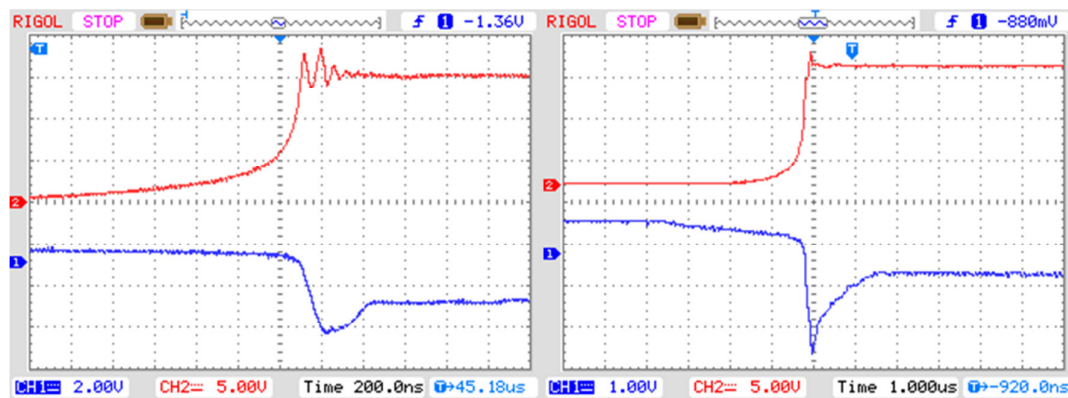


Red Baker Activa. Arriba:  $V_{BE3}$ . Abajo:  $V_{CE3}$ . Red Baker Inactiva. Arriba:  $V_{BE3}$ . bajo:  $V_{CE3}$ .



Tiempo de Apagado con Red Baker Activa

Tiempo de Apagado con Red Baker Inactiva



Tiempo de Encendido con Red Baker Activa

Tiempo de Encendido con Red Baker Inactiva

	Con Enclavador Baker		Sin Enclavador Baker	
	Simulación	Medición	Simulación	Medición
$t_{off}$	1,16[ $\mu s$ ]	5,5[ $\mu s$ ]	6[ $\mu s$ ]	18,5[ $\mu s$ ]
$t_{on}$	0,30[ $\mu s$ ]	0,17[ $\mu s$ ]	0,36[ $\mu s$ ]	0,22[ $\mu s$ ]
$P_{T(AV)}$				

## 1.2 Desarrollo – Transistor MOSFET

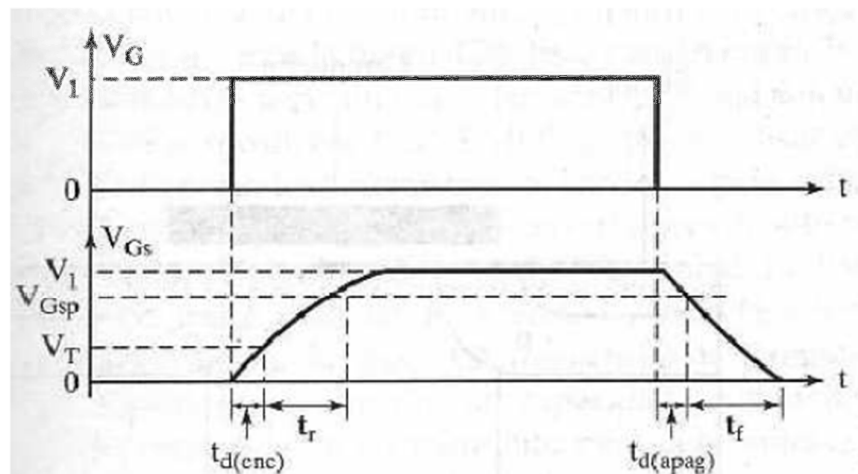
### Marco Teórico

El transistor MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por tensión. En este tipo de transistor los electrones y huecos contribuyen a la conducción, por lo que son dispositivos de portadores mayoritarios, esto es significativo donde las pérdidas de conmutación son importantes.

Estos dispositivos presentan capacidades parasitas que son inherentes debido a la estructura que presentan en su construcción. Los valores de estas capacitancias no son lineales y son función de la geometría de la estructura del dispositivo y de las tensiones aplicadas.

### Características de Conmutación

Los tiempos de conmutación especificados en las hojas de datos son medidos en condiciones estándar. Estos están dados principalmente para la comparación entre distintos transistores y para conocer si el dispositivo se adaptara a las condiciones especificadas. El transistor MOSFET no tiene tiempo de almacenamiento, por ser un dispositivo de portadores mayoritarios.



$t_{d(on)}$ , tiempo de retardo durante el encendido. Es el tiempo necesario para cargar la capacidad de entrada antes de que la corriente de drenador comience a conducir.

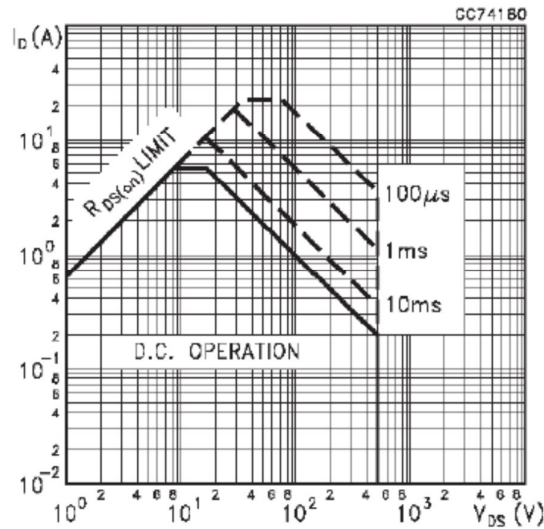
$t_{r(on)}$ , tiempo de subida, del 10% al 90% del voltaje de drenador máximo.

$t_{d(off)}$ , tiempo de retardo durante el apagado. Es el tiempo necesario para descargar la capacidad luego que el dispositivo fue apagado.

$t_{f(off)}$ , tiempo de caída del 90% al 10% del voltaje de drenador máximo.

### Área de Operación Segura (SOA)

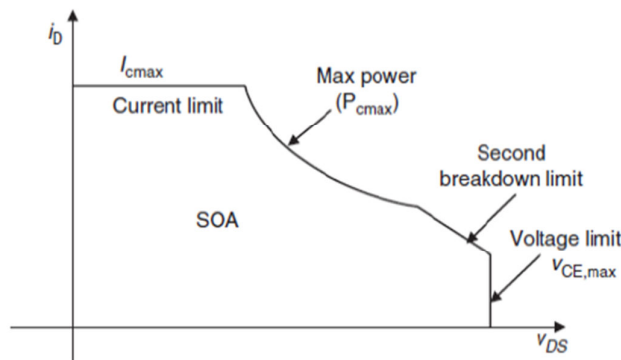
El transistor MOSFET tiene dos áreas de operación segura, el área de operación segura de polarización directa (FBSOA) y el área de operación segura de conmutación (SSOA), que normalmente se resumen en una sola, llamada simplemente SOA.



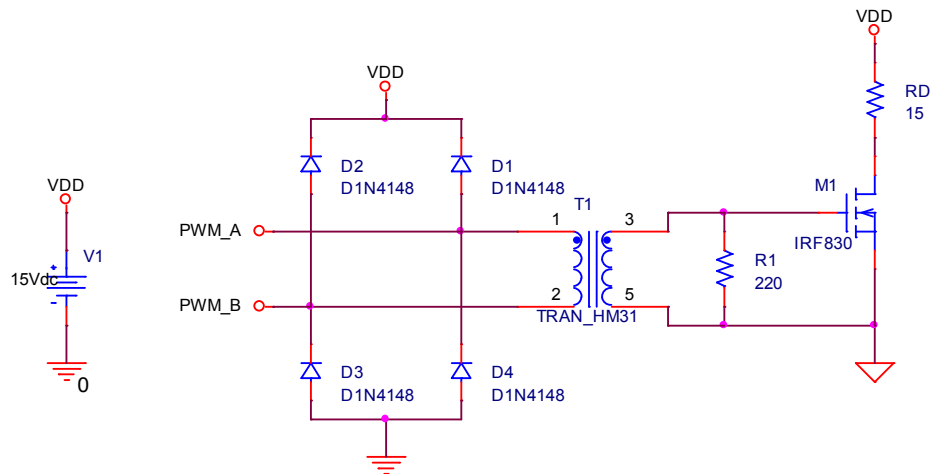
En FBSOA, se definen las condiciones máximas de tensión y corriente en el drenador que el dispositivo puede soportar cuando se satura el transistor. El SSOA, define las condiciones máximas de tensión y corriente en el drenador que el dispositivo puede soportar durante las transiciones de conmutación con carga inductiva enclavada.

La imagen, situada arriba, corresponde al MOSFET IRF830, esta muestra los límites que determinan un funcionamiento seguro del mismo. Podemos observar: un límite por la  $R_{DS(on)}$ ; un límite por la máxima corriente de drenador en función al ancho de pulso, este es un límite térmico relacionado con la curva de la potencia.

También interviene otro límite térmico, el cual depende de la temperatura máxima de carcasa y de  $\theta_{jc}$ . Por ultimo, un límite dado por el máximo voltaje drenador-surtidor.



## Circuito



## Cálculo del Circuito

*En este circuito el driver está eléctricamente aislado con la parte de potencia.*

*Las salidas del PWM están invertidas entre sí, es decir que cuando la salida “A” está en alto, la salida “B” estará en bajo y viceversa. De esta manera tenemos una corriente bidireccional que excitará el transformador de aislamiento.*

*Cálculo  $R_D$ . Se elige  $I_D = 1[A]$ ,  $V_{DD} = 15[V]$ .*

$$V_D = I_D(R_D + R_{on})$$

*De la hoja de datos del IRF830 se sabe que  $R_{on} = 0,1[\Omega]$ .*

$$R_D = \frac{V_{DD}}{I_D} - R_{on} \Rightarrow R_D = 13,9[\Omega]$$

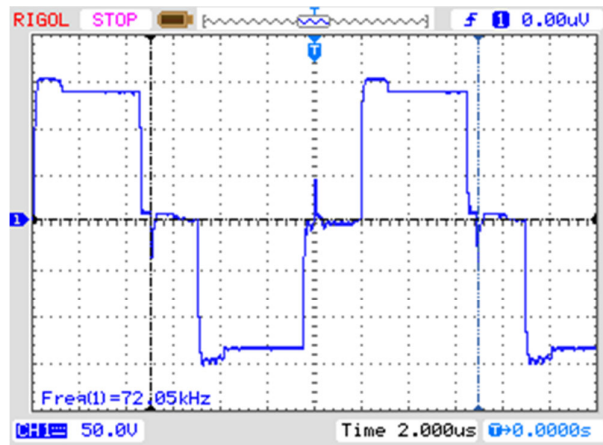
$$P_{R_D} = I_D^2 \cdot R_D \Rightarrow P_{R_D} = 13,9[W]$$

- Relación de transformación: 1: 1. 50 vueltas por bobinado.*
- $R_1$  fija la impedancia que ve el secundario, porque el MOSFET tiene una impedancia de entrada muy alta.*

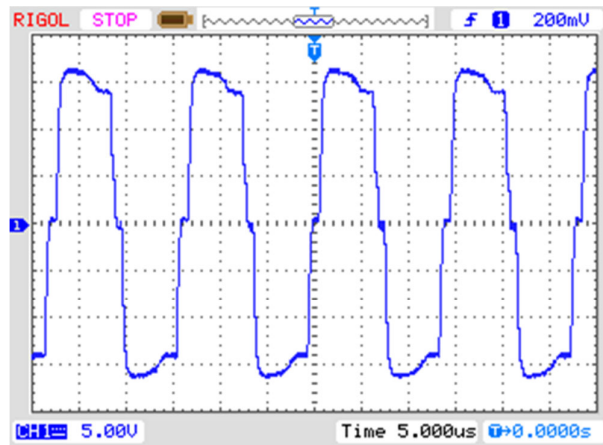
$$R_1 = 220[\Omega]$$

- Diodos de protección. Impiden que la tensión en el primario supere  $\pm 15[V]$ .*

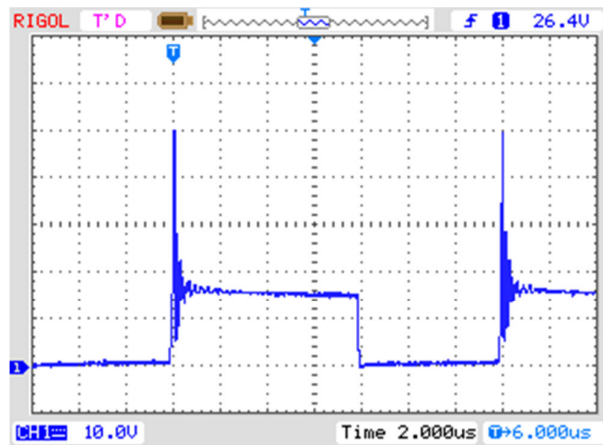
## Medición del Circuito



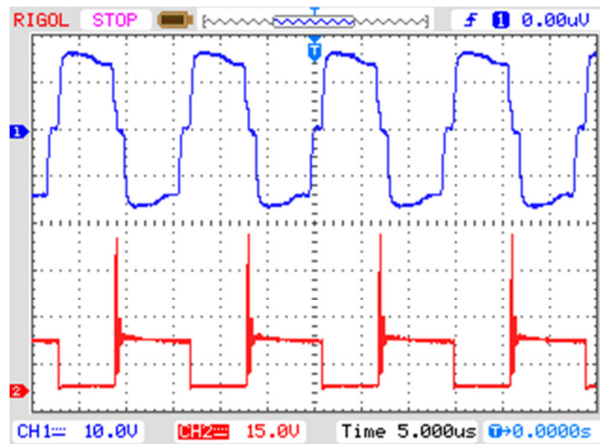
*Señal a la Salida del PWM*



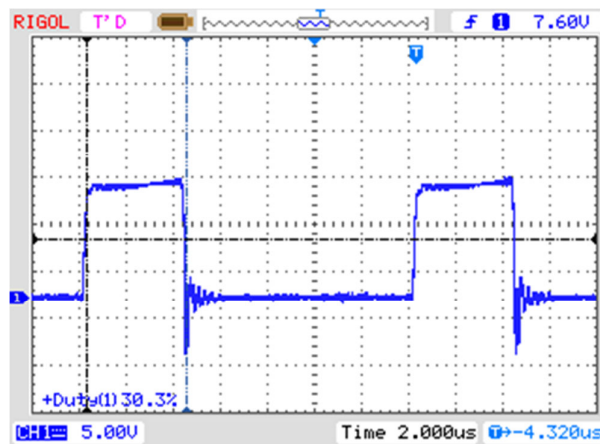
*Forma de onda de la  $V_{GS}$*



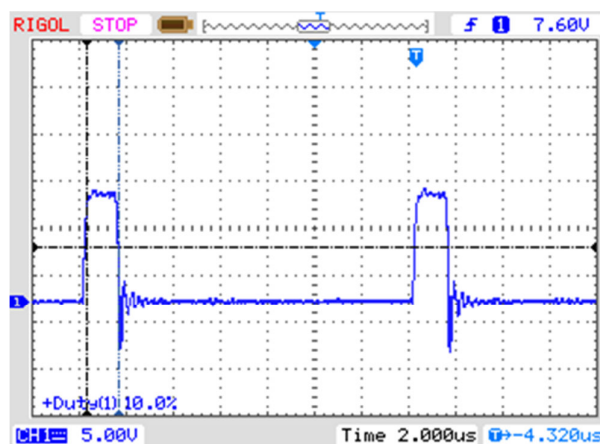
*Forma de onda de la  $V_{DS}$*



Forma de onda de la  $V_{GS}$  (arriba) y  $V_{DS}$  (abajo).



Forma de onda de la  $V_{carra}$  para duty 30%.



Forma de onda de la  $V_{carra}$  para duty 10%.



En las graficas se ven que en el momento de la conmutación aparecen unos picos de tensión, tanto en  $V_{DS}$  como en la  $V_{carga}$ , esto es debido que hemos usado una resistencia de alambre, las cuales no son resistivas puras sino que tienen una componente inductiva que al trabajar con corrientes y frecuencias altas hace notar su presencia.

También podemos observar un pequeño transitorio en los momentos de conmutación debido a la interacción de la componente inductiva de la carga con las capacidades parasitas del MOSFET.

$t_{d(on)}$	48[ns]
$t_{r(on)}$	88[ns]
$t_{d(off)}$	12,8[ns]
$t_{f(off)}$	53,6[ns]

### Potencia Disipada en Q3

Durante el encendido.

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} I_{DM} \frac{t}{t_{on}} V_{DD} dt \Rightarrow W_{on} = \frac{I_{DM} \cdot V_{DD}}{2} t_{on}$$

$$W_{on} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} 136[ns] \Rightarrow W_{on} = 1,02[\mu J]$$

Durante la conducción.

$$W_{on} = I_{DM}^2 * R_{DS} * t_{cond}$$

$$W_{on} = 1[A] * 1,1[\Omega] * 7[\mu s] \Rightarrow W_{on} = 7,7[\mu J]$$

Durante el apagado.

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} I_{DM} \frac{t}{t_{off}} V_{DD} dt \Rightarrow W_{off} = \frac{I_{DM} \cdot V_{DD}}{2} t_{off}$$

$$W_{off} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} t_{off} \Rightarrow W_{off} = 0,5[\mu J]$$

Potencia media disipada en el transistor.

$$P_{T(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T}$$

$$P_{T(AV)} = \frac{1,02[\mu J] + 7,7[\mu J] + 0,5[\mu J]}{2,86[\mu s]}$$

$$P_{T(AV)} = 3,22[W]$$

## 1.3 Desarrollo – Transistor IGBT

### Marco Teórico

*En el transistor bipolar de compuerta aislada, excepto por el sustrato P+, la sección transversal de silicio de un IGBT es prácticamente idéntica al transistor de potencia MOSFET. Sin embargo, a pesar de la similitud entre los dispositivos, la operación se acerca mas a la de un transistor bipolar que a la de un MOSFET. Esto se debe al sustrato P+ el cual es responsable de los portadores minoritarios de la región N y a la resultante modulación de conductividad.*

*Debido a esta estructura, el IGBT exhibe una mezcla de propiedades del MOSFET y el BJT.*

*Con el MOSFET:*

- *Compuerta controlada por tensión, fácil driver.*
- *Gran SOA, gran capacidad de corriente pico, y robustez.*
- *La capacidad de entrada debe ser cargada y descargada durante la conmutación.*
- *Peligros de avería o danos debido a las cargas electrostáticas.*
- *No tiene ruptura secundaria.*

*Con el BJT:*

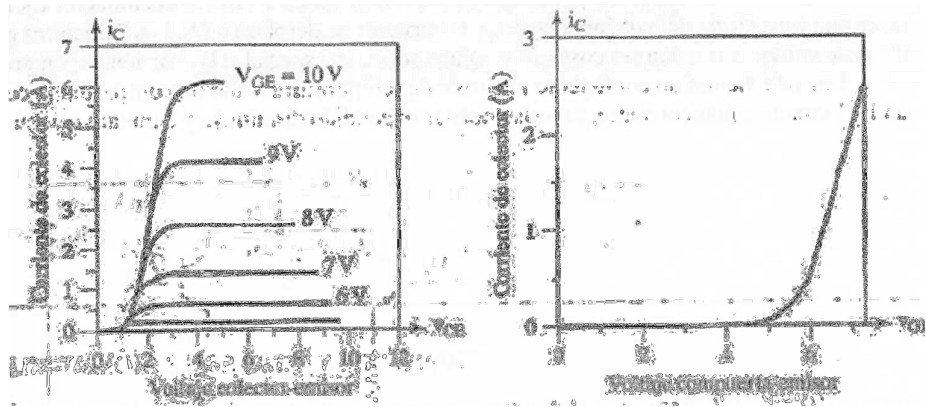
• *Tensión de saturación poco dependiente de la corriente de colector, pero tiene una zona de dependencia que es lineal y se aplica para la protección contra sobre corriente. La resistencia “on” no incrementa con la temperatura. Por lo tanto, bajas pérdidas en conducción.*

• *Luego del apagado, los portadores minoritarios necesitan un tiempo para la recombinación, el cual resulta en una corriente de cola.*

- *No tiene diodo parasito inverso.*

### Características de Conducción

*Debido a que el IGBT es básicamente un MOSFET la tensión entre gate-source controla el estado del dispositivo. Por lo tanto, se enciende cuando se le aplica un voltaje de compuerta positivo, para que los portadores de canal n formen el canal, debe superarse para esto un valor umbral  $V_{GE(th)}$  a partir del cual fluye una corriente, manteniéndose en conducción a través de una señal de voltaje en el gate. Se apaga eliminando el voltaje de gate, para que el canal desaparezca.*

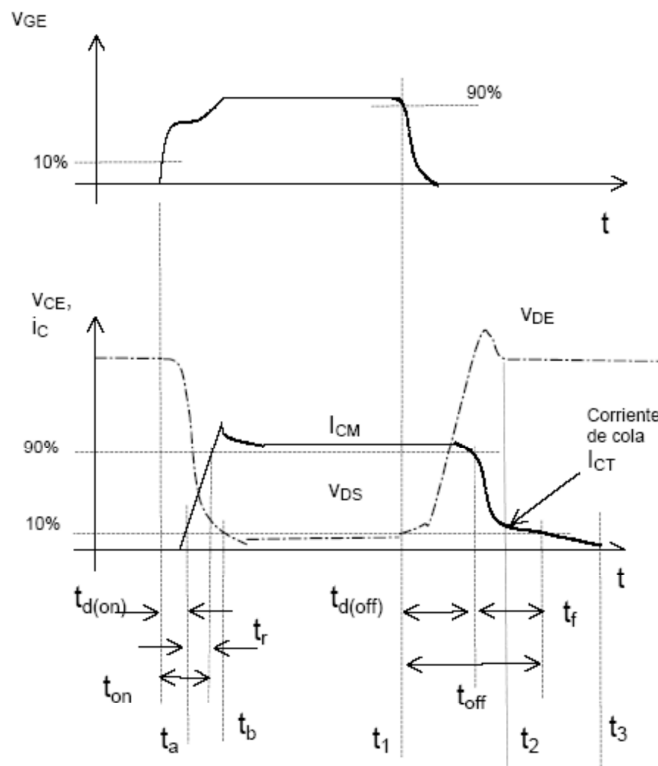


### Características de Conmutación

Los parámetros con los que están relacionados los tiempos de conmutación en el caso de los transistores IGBT, son la tensión de base y la corriente de colector.

En el IGBT se agregan el tiempo de cola  $t_{ct}$ , mostrado en la corriente  $I_{ct}$ . El valor del tiempo de cola es significativo en el IGBT, comparados con los demás dispositivos de conmutación. Algunos módulos de potencia están diseñados para tener un valor reducido en un rango, por ejemplo 10kHz y 20kHz.

El IGBT no tiene diodo inverso intrínseco, pero en la mayoría de los módulos esta incorporado, para optimizar las características de conmutación.



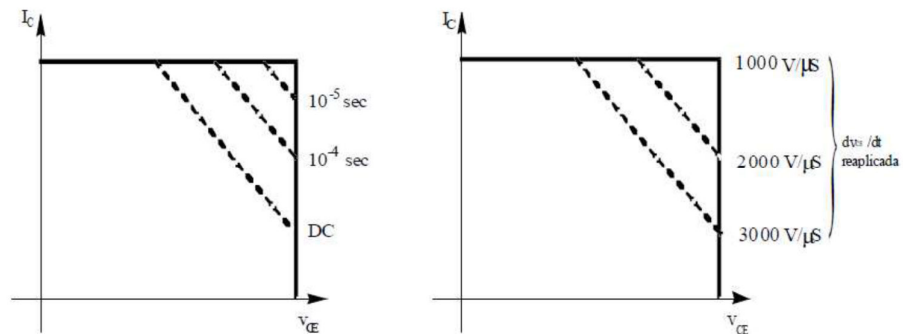
(2) Typical voltage and current waveform during turn on and turn off

### Área de Operación Segura (SOA)

Como sabemos el SOA, describe la capacidad que tiene el dispositivo para soportar niveles significativos de ciertos valores máximos como corriente y tensión.

El área de operación segura (SOA – Safe Operating Area), limita la máxima corriente de colector  $I_C$  y la tensión colector emisor  $V_{CE}$  que es posible aplicar al IGBT en ciertas condiciones de operación para no provocar su destrucción.

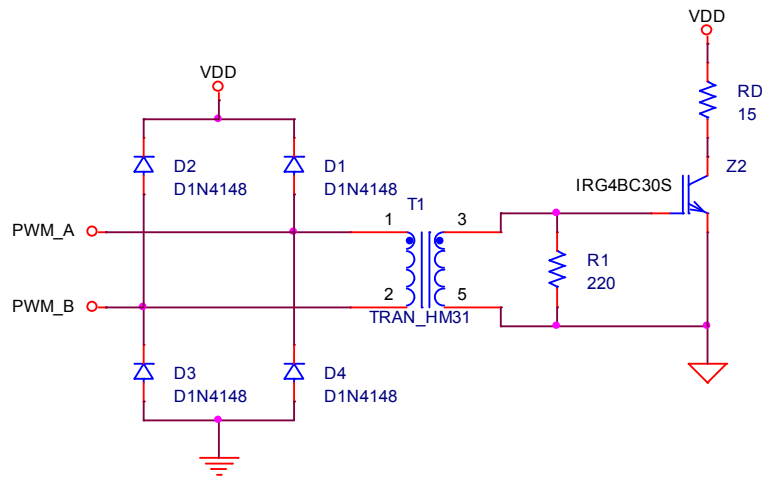
El IGBT tiene grandes áreas de funcionamiento durante el encendido y el apagado. El área de funcionamiento seguro en polarización directa (FBSOA) mostrada en la figura es cuadrada para tiempos de conmutación cortos, idéntica a la del MOSFET de potencia para tiempos de encendido menores de 1 ms. Para tiempos de conmutación más largos, el IGBT está térmicamente limitado, lo cual es idéntico también al comportamiento del MOSFET de potencia.



El área de funcionamiento seguro en polarización inversa (RBSOA) es algo diferente al FBSOA. La esquina superior derecha del RBSOA se corta progresivamente y se hace mas pequeña cuando el valor del gradiente de tensión de colector-emisor  $dv_{CE}/dt$  reaplicado crece. La razón de esta restricción en función del  $dv_{CE}/dt$  reaplicado es para evitar el bloqueo de puerta en el IGBT. Un valor demasiado grande de  $dv_{CE}/dt$  durante el apagado producirá la falta de control del IGBT.

La máxima temperatura de la unión permitida en estos dispositivos disponibles comercialmente es de 150° C.

## Circuito



## Cálculo del Circuito

Como se puede apreciar es el mismo circuito que para el MOSFET, ya que al controlarse ambos dispositivos por tensión, el driver es el mismo.

Cálculo  $R_C$ . Se elije  $I_C = 1[A]$ ,  $V_{CC} = 15[V]$ .

$$V_C = I_C R_C + V_{C_{on}}$$

De la hoja de datos del IRG4BC30KD se sabe que  $V_{C_{on}} = 2,2[V]$ .

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{C_{on}}}{I_C} \Rightarrow R_C = 12,8[\Omega]$$

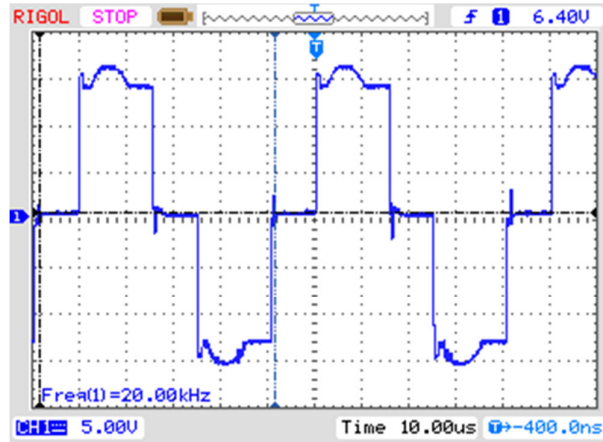
$$P_{R_C} = I_C^2 \cdot R_C \Rightarrow P_{R_C} = 12,8[W]$$

- Relación de transformación: 1: 1. 50 vueltas por bobinado.
- $R_1$  fija la impedancia que ve el secundario, porque el MOSFET tiene una impedancia de entrada muy alta.

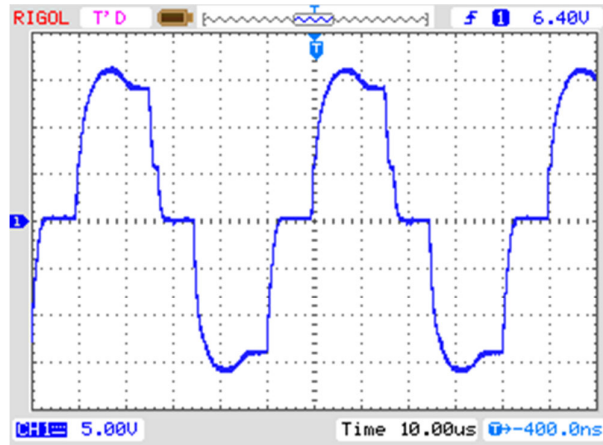
$$R_1 = 220[\Omega]$$

- Diodos de protección. Impiden que la tensión en el primario supere  $\pm 15[V]$ .

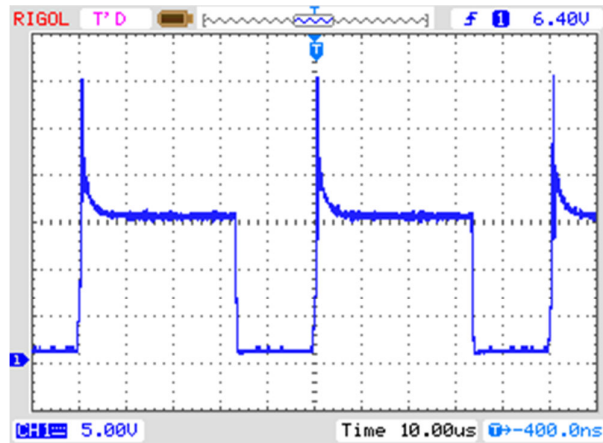
## Medición del Circuito



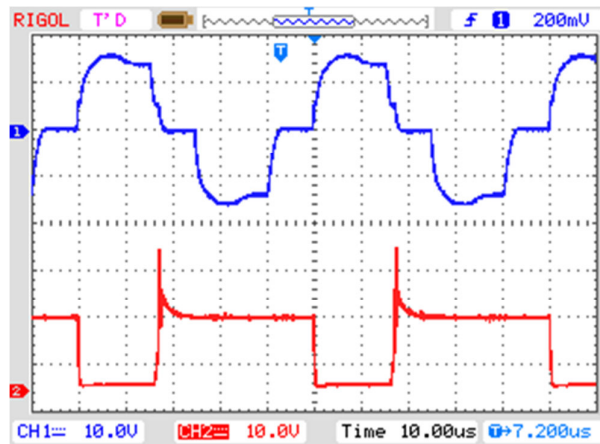
*Señal a la Salida del PWM*



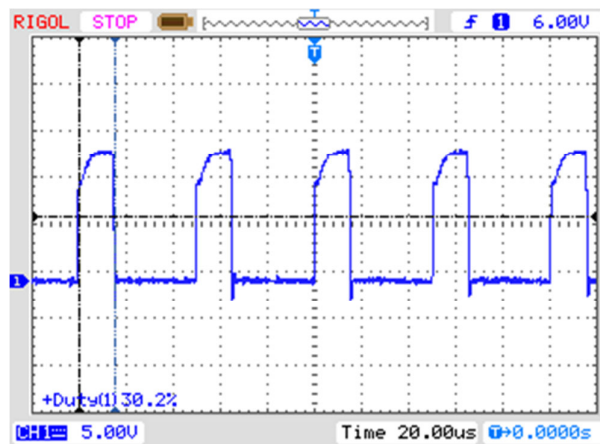
*Forma de onda de la  $V_{GE}$*



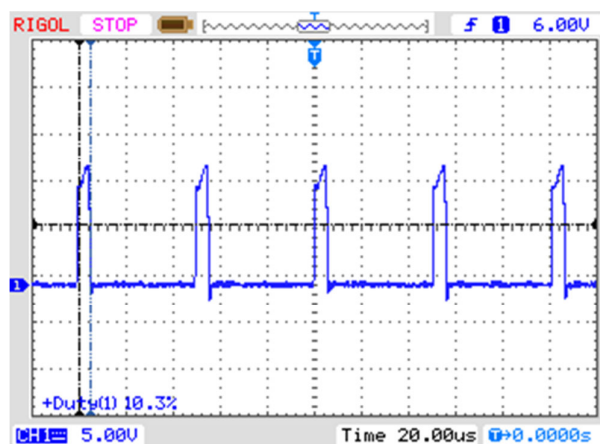
*Forma de onda de la  $V_{CE}$*



Forma de onda de la  $V_{GE}$  (arriba) y  $V_{CE}$  (abajo).



Forma de onda de la  $V_{carra}$  para duty 30%.



Forma de onda de la  $V_{carra}$  para duty 10%.

$t_{d(on)}$	68[ns]
$t_{r(on)}$	52[ns]
$t_{d(off)}$	160[ns]
$t_{f(off)}$	134[ns]

## Potencia Disipada en M1

*Durante el encendido.*

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} I_{CM} \frac{t}{t_{on}} V_{CC} dt \Rightarrow W_{on} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CC}}{2} t_{on}$$

$$W_{on} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} 120[ns] \Rightarrow W_{on} = 0,9[\mu J]$$

*Durante la conducción.*

$$W_{on} = I_{CM}^2 * V_{CEsat} * t_{cond}$$

$$W_{on} = 1[A] * 2,2[V] * 25[\mu s] \Rightarrow W_{on} = 62,5[\mu J]$$

*Durante el apagado.*

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} I_{CM} \frac{t}{t_{off}} V_{CC} dt \Rightarrow W_{off} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CC}}{2} t_{off}$$

$$W_{off} = \frac{1[A] * 15[V]}{2} t_{off} \Rightarrow W_{off} = 2,21[\mu J]$$

*Potencia media disipada en el transistor.*

$$P_{T(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T}$$

$$P_{T(AV)} = \frac{0,9[\mu J] + 62,5[\mu J] + 2,21[\mu J]}{50[\mu s]}$$

$$P_{T(AV)} = 1,32[W]$$



## 2. Conclusión

Como una forma de conclusión mostramos a continuación el siguiente cuadro comparativo entre los diferentes transistores:

Transistor Característica	BJT	MOSFET	IGBT
Variable de control Base/Compuerta	Corriente	Voltaje	Voltaje
Dificultad en el control	Media, requiere una corriente de base para mantener el estado encendido	Mínima, el consumo de corriente en la compuerta es muy bajo	Mínima, el consumo de corriente en la compuerta es muy bajo
Frecuencia de conmutación	Baja, hasta 20KHz	Alta, hasta 1MHz	Media, hasta 100KHz
Caída de voltaje en estado encendido	Baja	Alta	Mediana
Especificación máxima de voltaje a la salida	Muy alta, varios KV	Alta, 1KV	Muy alta, varios KV
Especificación máxima de corriente a la salida	Muy alta, 1 KA	Media, 200 A	Muy alta, algunos KA

Debemos agregar que como principal ventaja el BJT tiene una muy baja tensión colector-emisor de saturación lo que genera que haya una baja disipación de potencia durante la conducción. Su principal desventaja es que debe ser controlado por corriente y resulta un tanto difícil hacer drivers estables, y la disipación de potencia en el mismo será alta.

La principal ventaja del MOSFET reside en que es controlado por tensión por lo que es muy fácil la implementación de un driver. Además es un dispositivo que puede funcionar a altas frecuencias.

Su desventaja esta en las capacidades parasitas entre las junturas. El IGBT muestra las ventajas del BJT en cuanto a la baja tensión de saturación entre colector y emisor y la ventaja del MOSFET ya que es controlado por tensión. No muestra capacidades parasitas entre el colector y emisor, pero no es útil para usar a frecuencias muy altas.