

## TEMA 9. CIRCUITOS DE DISPARO PARA INTERRUPTORES DE POTENCIA

### 9.1. INTRODUCCIÓN

### 9.2. CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO

#### 9.2.1. Circuitos de Control con Acoplamiento DC

##### 9.2.1.1. Salida Unipolar

##### 9.2.1.2. Salida Bipolar

#### 9.2.2. Circuitos de Control con Aislamiento Eléctrico

#### 9.2.3. Alimentación en los Circuitos de Disparo

##### 9.2.3.1. Alimentación con circuitos de Bombeo de Carga por Condensador

##### 9.2.3.2. Alimentación con circuitos "Bootstrap"

#### 9.2.4. Circuitos de Puerta para SCRs

### 9.3. CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN SERIE

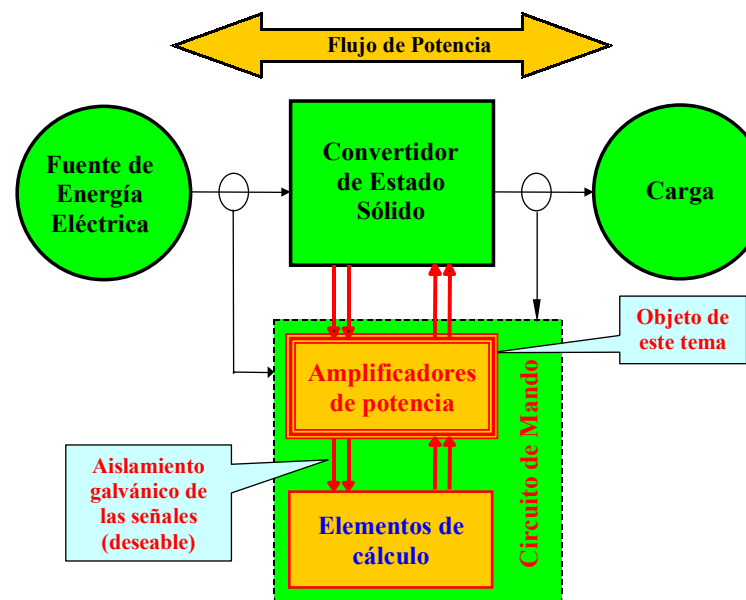
### 9.4. PROTECCIONES DEL INTERRUPTOR DE POTENCIA INCORPORADAS EN EL CIRCUITO DE CONTROL

#### 9.4.1. Protección contra Sobrecorriente

#### 9.4.2. Protección contra Cortocircuitos en Montajes Tipo Puente

#### 9.4.3. Conmutación sin Snubbers

## INTRODUCCIÓN

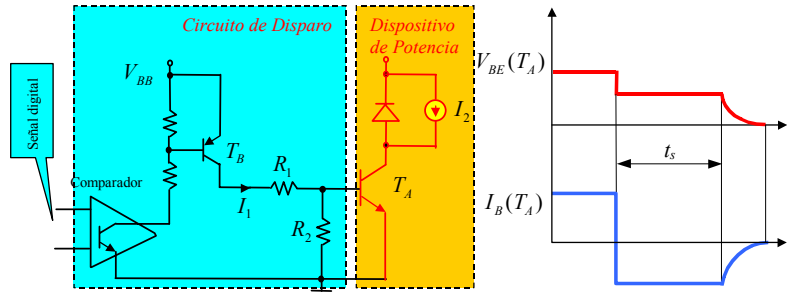


Esquema de un convertidor de potencia.

En este tema estudiaremos circuitos amplificadores ("Drivers") con las siguientes características:

- Toman señales procedentes de un sistema digital (5V, 3.3V...) y las amplifican a niveles adecuados para la conmutación de dispositivos de potencia.
- Dependiendo de las características del dispositivo a controlar, podrán ser de baja o media potencia.
- Deben generar señales adecuadas para garantizar:
  - La conmutación rápida con pérdidas mínimas.
  - La entrada en conducción segura del dispositivo, con pérdidas en conducción mínimas.
  - El corte seguro evitando que entre en conducción espontáneamente.
  - Deben incluir las protecciones adecuadas para evitar la destrucción del dispositivo que controlan:
    - Sobrecorriente.
    - Tiempos muertos en ramas de puentes.

## CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Unipolares



(a) Circuito de Control de la Corriente de Base de un BJT. (b) Formas de Onda de Tensión y Corriente durante el Corte

$$R_2 = \frac{V_{BE_{\text{almacenamiento}}}}{I_{B_{\text{almacenamiento}}}} \quad (9-1)$$

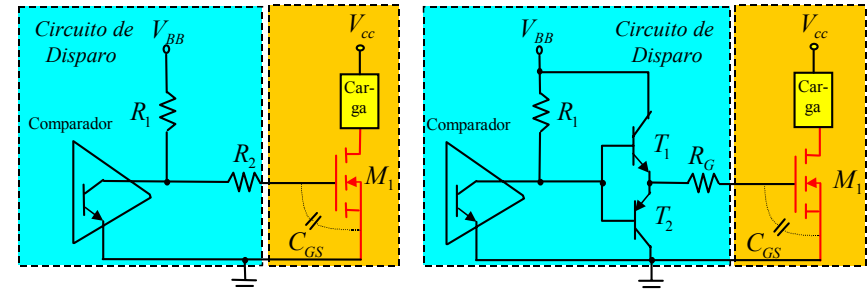
$$I_{B_{\text{on}}} = I_1 - \frac{V_{BE_{\text{on}}}(T_A)}{R_2} \quad (9-2)$$

$$V_{BB} = -V_{CE_{\text{sat}}}(T_B) + R_1 \cdot I_1 + V_{BE_{\text{on}}}(T_A) \quad (9-3)$$

### Diseño del circuito disparo:

1. Se parte de una **velocidad de corte deseada**, a partir de la cual se estima el valor de la corriente negativa que debe circular por la base durante el tiempo de almacenamiento (corte del *BJT* de potencia, ecuación 9-1).
2. Conocido el valor de la corriente de base y de tensión base-emisor con el *BJT* en estado de conducción, se **determina  $I_1$**  de la ecuación 9-2.
3. Se **calcula  $R_1$**  de la ecuación 9-3, suponiendo que  $V_{BB}$  vale unos 8 Volt. Un valor pequeño de  $V_{BB}$  disminuye las pérdidas (del orden de  $V_{BB} \cdot I_1$ ) en el circuito de base pero, un valor excesivamente pequeño de  $V_{BB}$  aumenta la influencia de  $V_{BE_{\text{on}}}$  en el circuito de base (ecuación 9-3).

## CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Unipolares



a) Bajas Frecuencias de Trabajo      b) Altas Frecuencias de Trabajo

### Circuitos de Control de Puerta de un Interruptor *MOSFET* o *IGBT* de Potencia

- En el **circuito a)**:  $\tau_{\text{on}} = (R_1 + R_2)C_{GS}$  y  $\tau_{\text{off}} = R_2C_{GS}$  ;

#### Problemas:

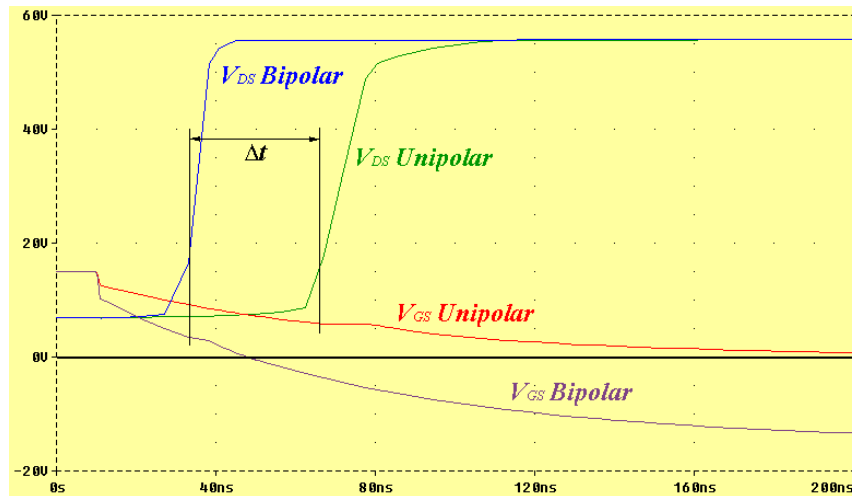
- Si se necesita conmutar a alta velocidad, deben ser ambas resistencias de valor pequeño.
- Aparece una **disipación de potencia importante** durante  $t_{\text{off}}$  debido al pequeño valor de  $R_1$ :  $P_{\text{off}} \approx (t_{\text{off}}/T)(V_{BB}^2/R_1)$ .
- En el **circuito b)**:  $\tau_{\text{on}} = \tau_{\text{off}} = R_G C_{GS}$ .
  - No se presenta el problema de disipación, al conducir sólo uno de los dos transistores a la vez.
  - Puede hacerse  **$R_G$  muy pequeña** (incluso cero). La carga y descarga de la capacidad de puerta podrá hacerse **mucho más rápido** y por tanto la conmutación del dispositivo (MOS o IGBT).

Existen en el mercado **numerosos CI** con salida analoga a esta última, por ejemplo DS0026 ó UC1707 que pueden suministrar hasta 1Amp.

## CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Bipolares

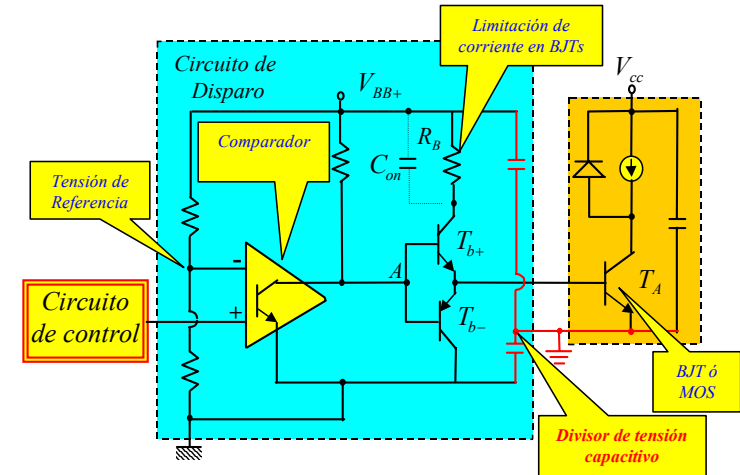
Para **acelerar la conmutación al corte** de transistores con puerta tipo Bipolar ó MOS puede aplicarse una **tensión negativa** en la puerta, así:

- En los BJT, aparece una **corriente de base negativa** que disminuye drásticamente el tiempo de almacenamiento.
- En los MOS e IGBT se acelera la **descarga de la capacidad** de puerta como se observa en la siguiente figura:

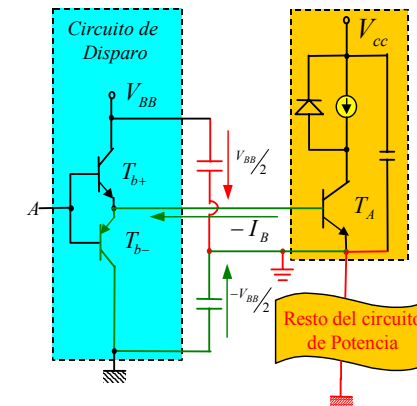


La tensión  $V_{CC}$  vale 55Volt., la resistencia de puerta es de 50 Ohmios y la tensión  $V_{GS}$  vale inicialmente +20Volt. cambiando a 0Volt. en el caso **Unipolar** y a -20Volt. en el caso **Bipolar**. El retraso que se observa entre ambos casos es de unos 35nS.

## CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Bipolares

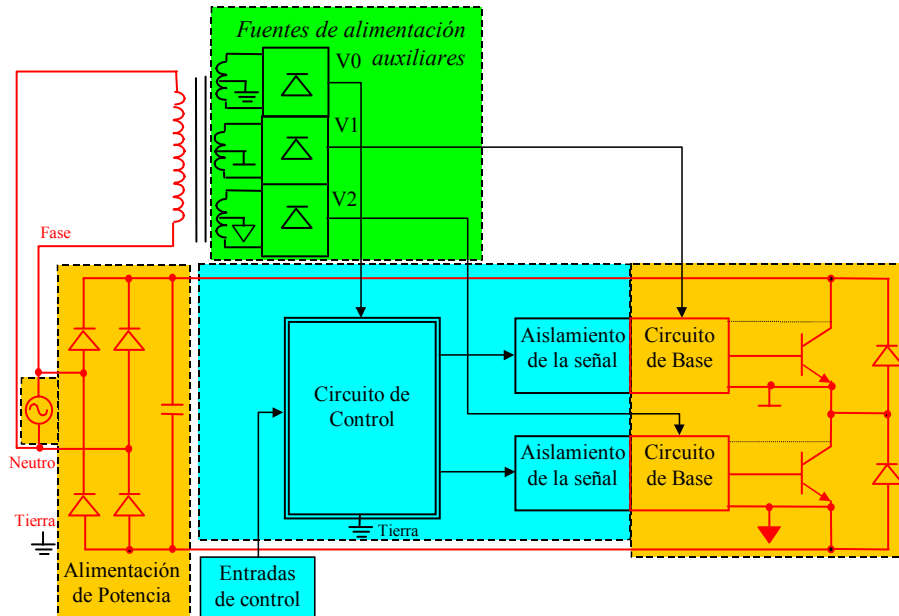


Circuito Bipolar de Control de Base de Interruptor de Potencia



Se puede comprobar, que gracias al **divisor de tensiones capacitivo**, se puede aplicar al transistor de potencia (MOS o IGBT) una **tensión negativa** a su entrada (al saturar el transistor  $T_{b-}$  cuando se corta el transistor  $T_{b+}$ ).

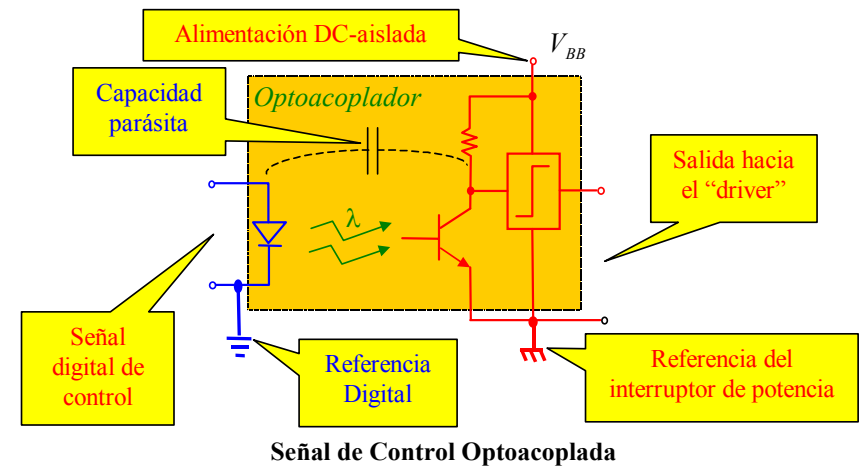
## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO



### Necesidad de aislamiento de la Señal Lógica de Control:

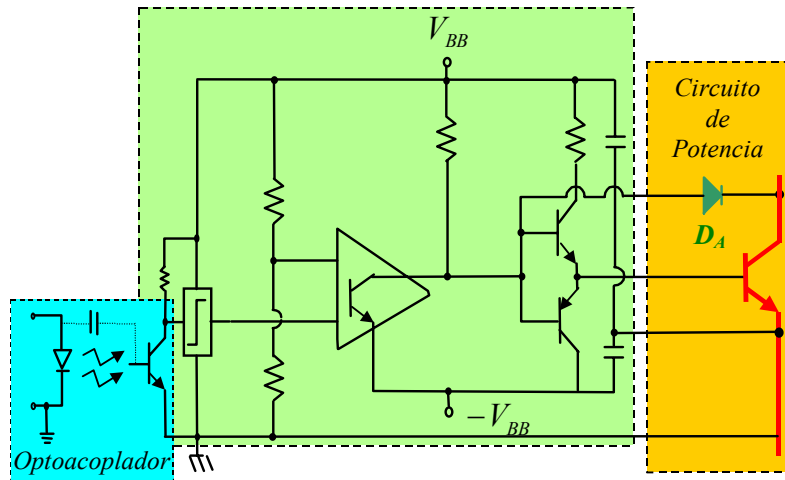
- Tensiones elevadas (líneas rojas). Necesidad de **protección del personal** que maneja los equipos de control.
- Diferentes niveles de tensión dentro del convertidor y por **tanto diferentes referencias** para las salidas Base-Emisor (Puerta-Fuente) de los drivers.
- Se necesitan **diferentes fuentes de alimentación auxiliares** para los diferentes niveles de tensión. Existen diferentes métodos que se estudiarán en los próximos apartados.
- El aislamiento galvánico se consigue empleando **optoacopladores** o **transformadores de pulsos**.

## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



- El **fotocoplador** permite conseguir un **buen aislamiento eléctrico** entre el circuito de control y el de potencia.
- Este tipo de aislamiento ofrece como inconveniente la posibilidad de disparos espúreos en las conmutaciones del interruptor de potencia, debido a la **capacidad parásita** entre el LED y el fototransistor.
- Otro problema se debe a la diferencia de potencial entre las tierras del fotodiodo y del fototransistor que no debe superar la **tensión de ruptura**.
- Para minimizar estos dos inconvenientes se pueden usar **fibras ópticas**, (inmunidad al ruido EMI, aislamiento de alta tensión y evitan el efecto inductancia de los cables largos).
- No permiten transportar potencia, sólo señal, por lo que será necesario una fuente de **alimentación auxiliar** y un **amplificador**.

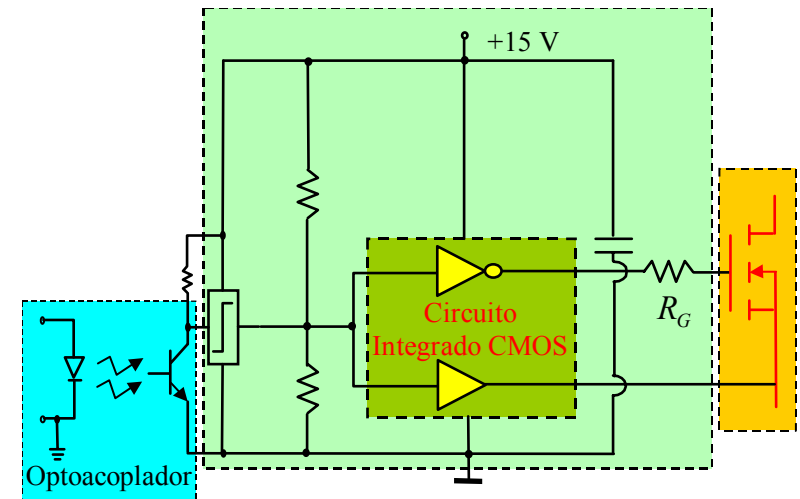
## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



Circuito de Control de Base, con Aislamiento Optoacoplado de la Señal de Control

El diodo  $D_A$  sirve para evitar la saturación completa del BJT de potencia y así acelerar su conmutación.

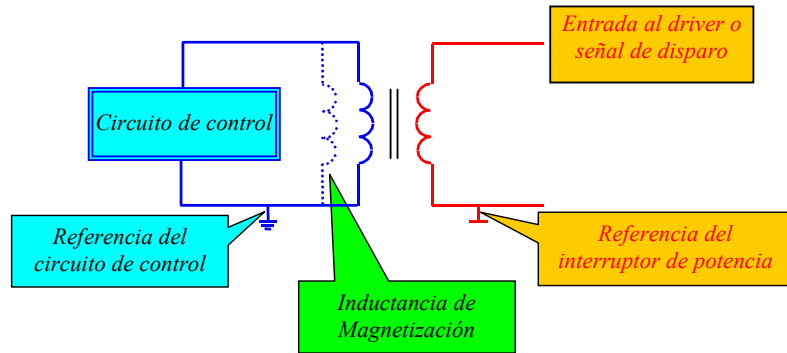
## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



Circuito de Control de Puerta, con Aislamiento Optoacoplado de la Señal de Control

- Este circuito es útil para hacer funcionar interruptores MOS a velocidades bajas (Los circuitos integrados digitales CMOS tienen una impedancia de salida alta).
- Para velocidades mayores pueden usarse circuitos especializados con impedancia de salida mucho menor, por ejemplo IXLD4425, 3Amp y  $\pm 15$ Volt.

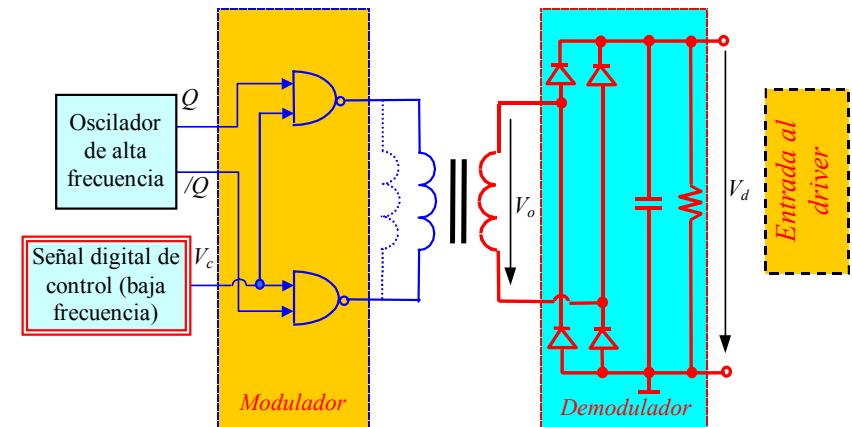
## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



### Señal de Control de Alta Frecuencia, Aislada con Transformador de Pulso

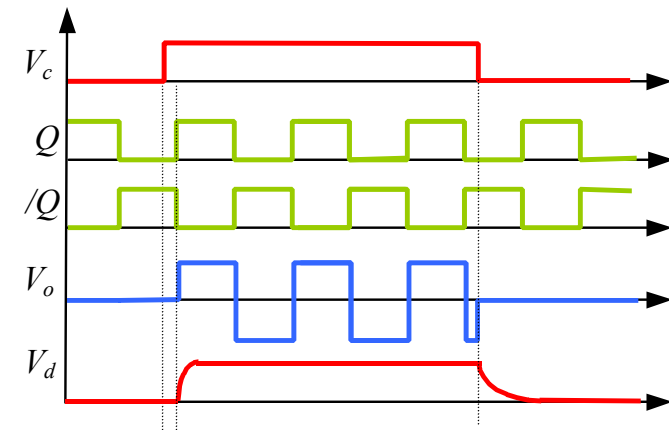
- El transformador de pulsos permite transportar una señal de **cierta potencia**, y a veces puede evitarse el uso de una fuente de alimentación auxiliar.
- El problema es que no pueden usarse pulsos de baja frecuencia debido a la **inductancia de magnetización**.
- Para pulsos de frecuencias superiores a la decena de kHz y con  $D \approx 0.5$  pueden conectarse directamente, conectándose bien a la puerta de transistores de potencia, o en circuitos análogos a los vistos sustituyendo a fotoacopladores.

## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES

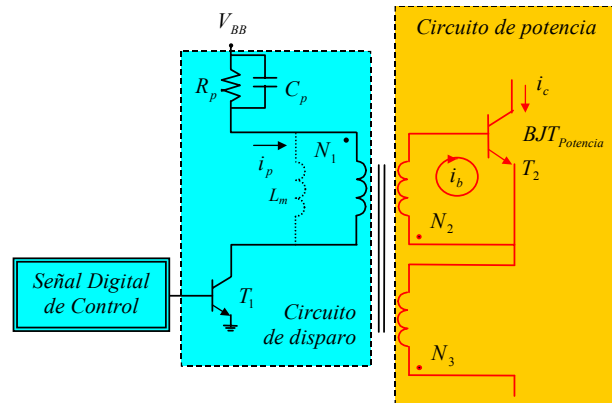


### Señal de Control de Baja Frecuencia Aislada con Transformador de Pulso

La frecuencia del oscilador podría ser por ejemplo de 1MHz, y los diodos rectificadores serán de alta frecuencia, pero de señal.



## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



Circuito de Base con Señal de Control Aislada mediante Uso de Transformadores de Pulso. Aplicación para Frecuencias de Trabajo Elevadas y Ciclo de Trabajo Aproximadamente Constante. **Evita Fuente de Alimentación.**

Si  $T_1$  está conduciendo,  $i_b$  sería negativa y por tanto,  $T_2$  se cortará. La corriente de magnetización por el transformador (por  $L_m$ ) será transcurrido un tiempo:

$$i_p \approx V_{BB}/R_p.$$

Al cortar  $T_1$  cuando por  $L_m$  circula  $i_p$ , se hace circular una corriente por la base, y por tanto por el colector, de forma que al interactuar los devanados 2 y 3 será:

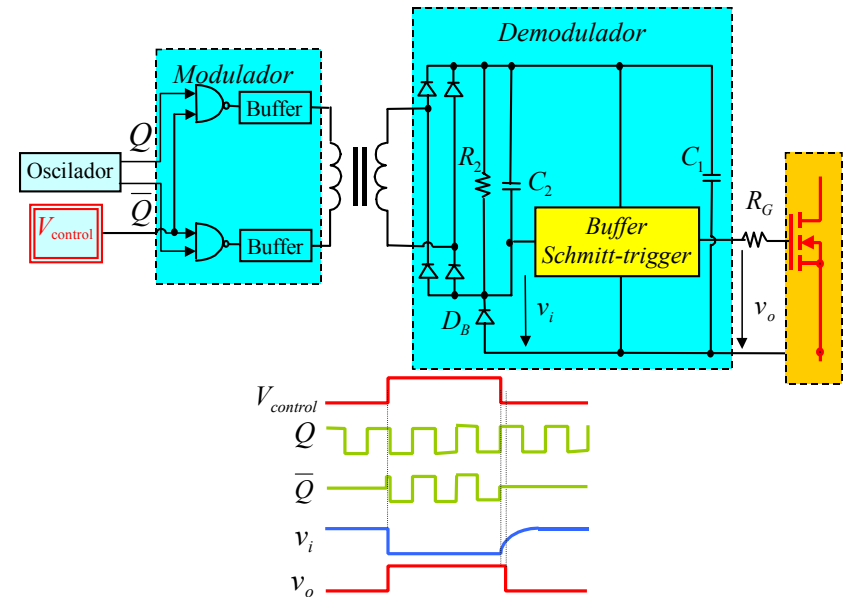
$$i_b = i_c N_3 / N_2.$$

Además, durante el tiempo que está cortado  $T_1$   $C_p$  se descargará por  $R_p$ . Si en estas condiciones se vuelve a saturar  $T_1$ , la tensión aplicada al devanado 1 es  $V_{BB}$  y la corriente  $i_p$  por el transformador podrá ser muy alta, de forma que:

$$i_b = i_c N_3 / N_2 - i_p N_1 / N_2$$

Si se eligen adecuadamente las relaciones de transformación, podrá hacerse la corriente de base negativa y se cortará el transistor de potencia.

## CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



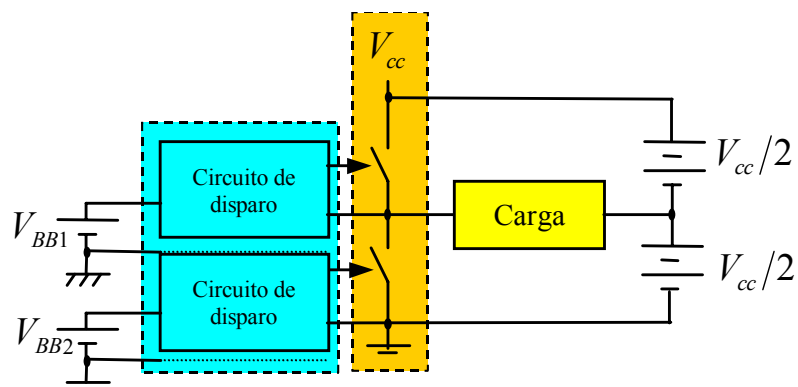
Circuito de Puerta con Señal de Control Aislada con Transformador de Pulso. Aplicación para Bajas Frecuencias de Trabajo

Si  $V_{control}=1$ , aparece una señal de AF en el transformador, cargando una vez rectificadas los condensadores  $C_1$  y  $C_2 \Rightarrow V_i="0"$  y el CI está alimentado, al ser inversor dará una salida  $V_o="1"$ , haciendo que el MOS de potencia conduzca.

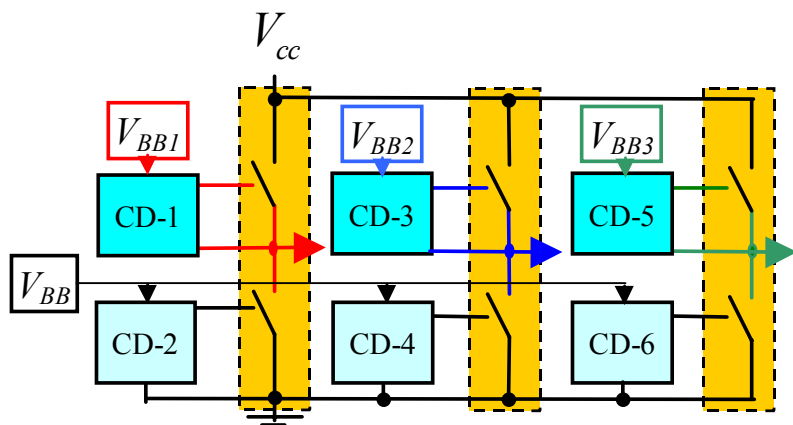
Si  $V_{control}="0"$ , no hay tensión de AF en el transformador y  $C_2$  se descarga por  $R_2 \Rightarrow V_i="1"$ , mientras que  $C_1$  se mantiene en carga ( $D_B$  impide que se descargue), luego  $V_o="0"$ .

Si el circuito integrado es de bajo consumo (p.ej. 7555) se puede mantener cargado  $C_1$  hasta el próximo disparo.

## ALIMENTACIÓN EN LOS CIRCUITOS DE DISPARO



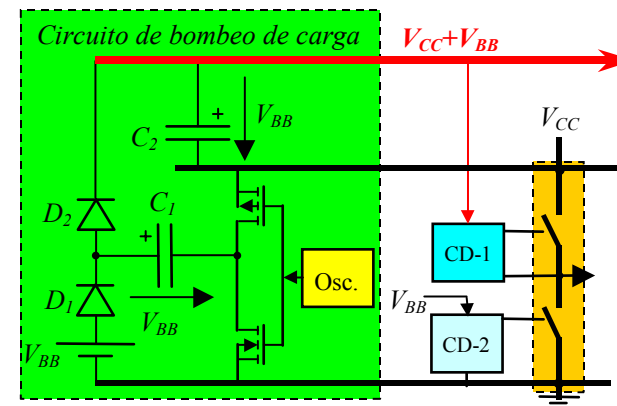
Montaje Semipunte



Esquema de un Inversor Trifásico

Son necesarias **dos fuentes** auxiliares de alimentación para un montaje semipunte y **cuatro** para un puente trifásico. La **complejidad y el costo es elevado**, pero no hay restricciones respecto al régimen de disparo de los interruptores de potencia.

## CIRCUITO DE DISPARO CON BOMBEO DE CARGA POR CONDENSADOR

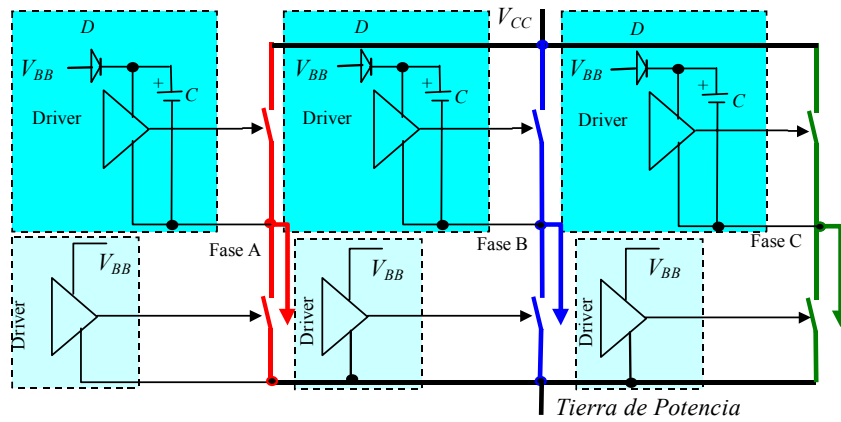


Circuito de Disparo con Bombeo de Carga por Condensador

- Simplifica el circuito total, al **evitar tres fuentes auxiliares** en los puentes trifásicos.
- No se ve afectado por el **régimen de disparo** de los interruptores de potencia.
- Los transistores MOS, y demás componentes auxiliares deben trabajar a **altas tensiones** (aunque con corrientes bajas).
- Los drivers usados para el disparo de los interruptores de la mitad superior de cada rama deben ser de **alta tensión**.



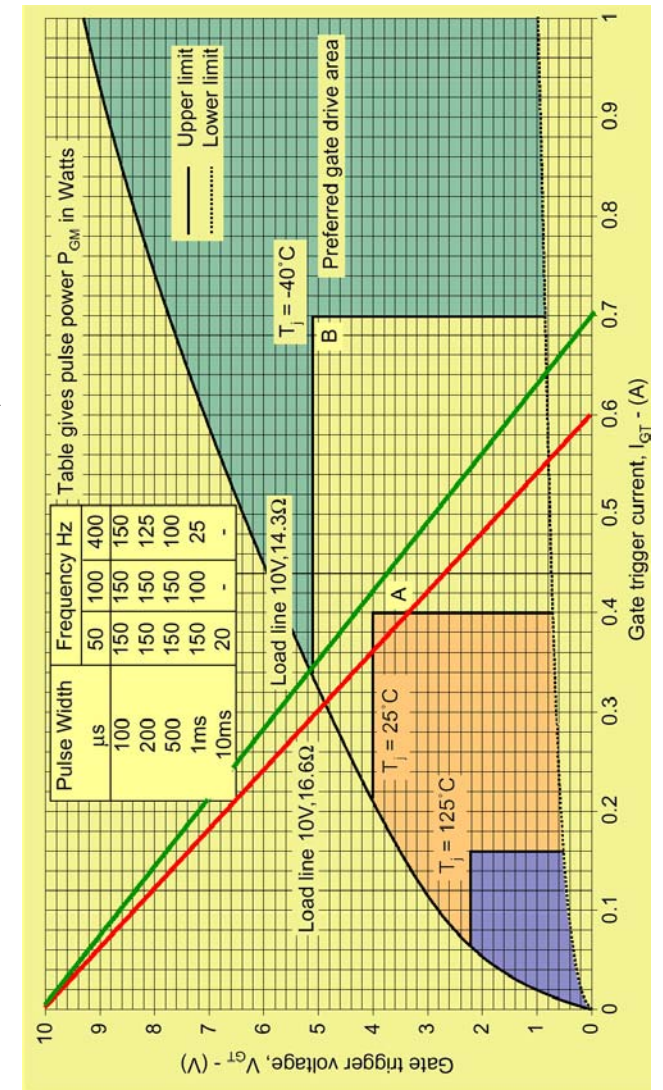
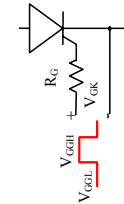
## ALIMENTACIÓN EN LOS CIRCUITOS DE DISPARO



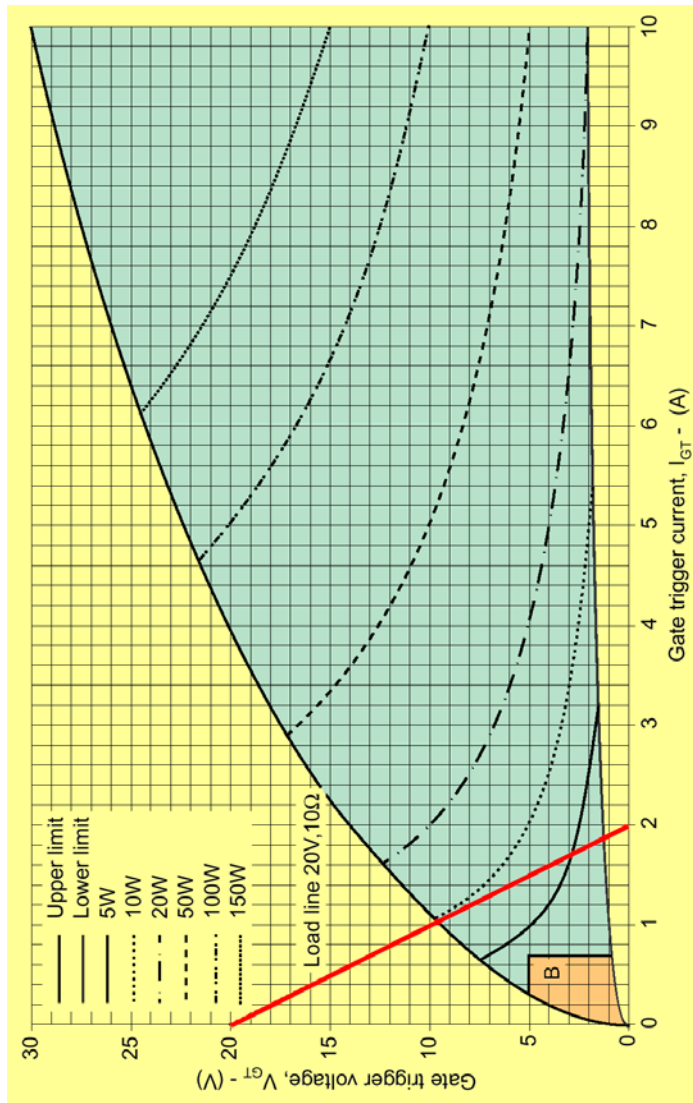
Inversor Trifásico con Circuitos “Bootstrap”

- El circuito resultante es **bastante simple**, al conseguirse las tensiones requeridas con un diodo y un condensador.
- Los drivers usados para el disparo de los interruptores de la mitad superior de cada rama deben ser de **alta tensión**.
- El **régimen de disparo** de los interruptores debe tenerse en cuenta para que no se descarguen los condensadores.
- Al **iniciar** el funcionamiento, deben dispararse todos los interruptores de la mitad inferior de cada rama para arrancar con los condensadores cargados.

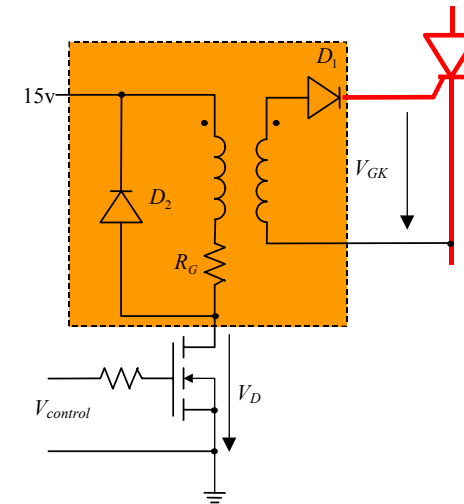
## CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



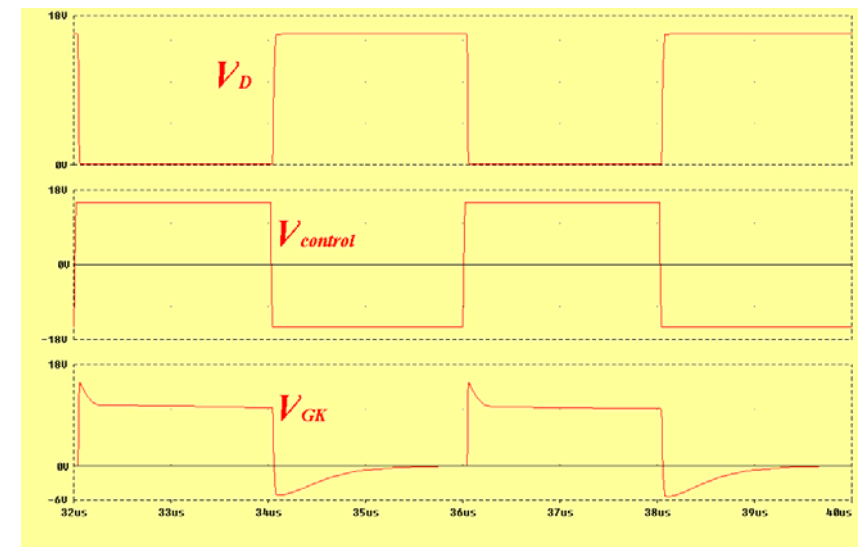
## CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



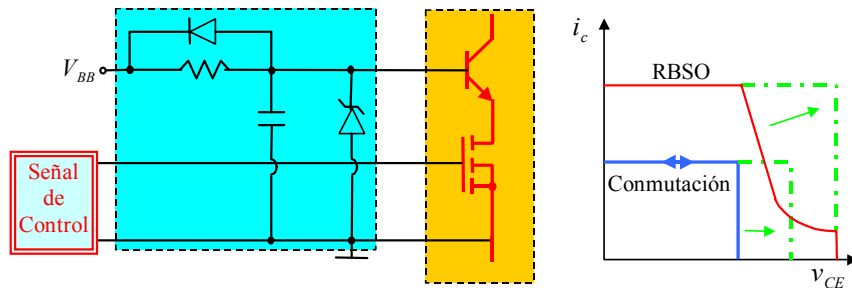
## CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



Circuito de Control de Puerta del Tiristor con Amplificación del Pulso de Corriente



## CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN SERIE

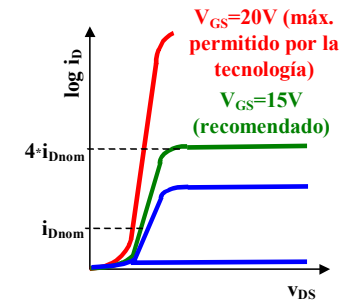


### Circuito de Control en Serie con el Emisor del Interruptor de Potencia

Para circuitos de disparo de BJTs puede aprovecharse que si se provoca el corte anulando  $I_E$  el **área de operación segura** será la correspondiente al diodo C-B (no avalancha secundaria) luego será cuadrada y con un valor límite de  $V_{CE}$  **casi el doble** ( $BV_{CB0} \approx 2 * BV_{CE0}$ ).

El transistor MOS empleado no necesita ser de alta tensión.

## PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES

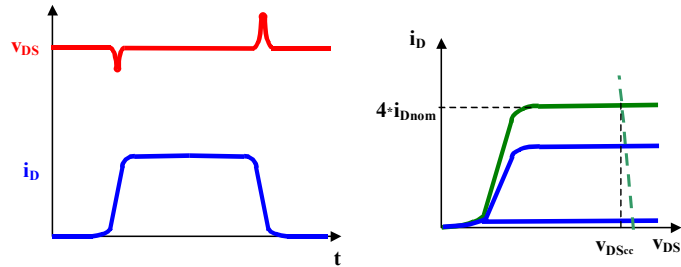


El problema que se plantea al intentar proteger contra sobrecorrientes a dispositivos tipo BJT, MOS o IGBT, es que la corriente no sube a valores lo bastante altos para que actúen a tiempo los fusibles, por ello debe realizarse la **protección desde el circuito de disparo**, así en los IGBTs:

- Al aplicar la tensión  $V_{GS}$  de 15 voltios (**recomendada por los fabricantes**) en caso de cortocircuito la corriente se multiplica por cuatro y el circuito de control tiene entre 5 y 10  $\mu s$  para quitar la tensión de puerta (si la temperatura inicial es menor que  $125^\circ C$ ).
- Si se aplicase la tensión máxima permitida por el espesor del óxido (20V), la corriente de cortocircuito subiría mucho más y el **fabricante no garantiza el corte** del dispositivo a tiempo.
- En un cortocircuito, pueden darse **dos casos**:
  - a) Cierre del interruptor cuando ya se ha producido un cortocircuito
  - b) Se produce un cortocircuito cuando el dispositivo está conduciendo.

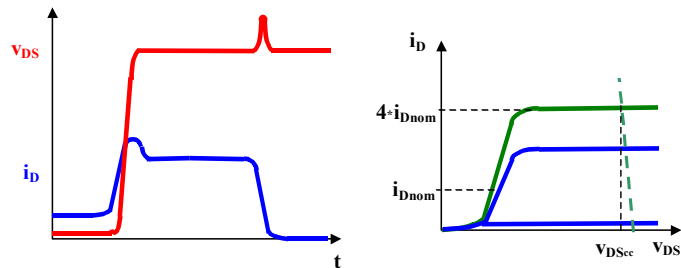
## PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES.

### a) Cierre del dispositivo sobre un cortocircuito



Al cerrar el IGBT sobre un cortocircuito, la tensión  $V_{DS}$  cae ligeramente, pero se mantiene a un valor muy alto, lo que permite al circuito de control detectar el malfuncionamiento y dar orden de cortar al dispositivo.

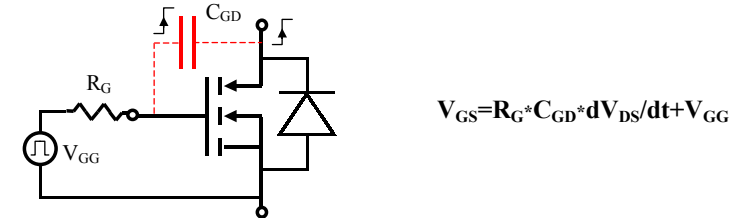
### b) Se produce un cortocircuito cuando está conduciendo el dispositivo



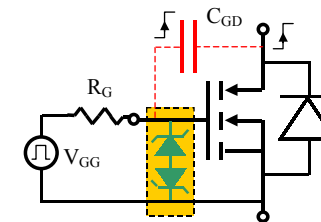
Al producirse un cortocircuito cuando el IGBT está conduciendo, la corriente sube hasta aproximadamente 4 veces la corriente nominal y la tensión sube hasta prácticamente el valor de corte. Se produce una subida muy rápida de la corriente y de la tensión.

## PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES.

### b) Se produce un cortocircuito cuando está conduciendo el dispositivo (cont.)



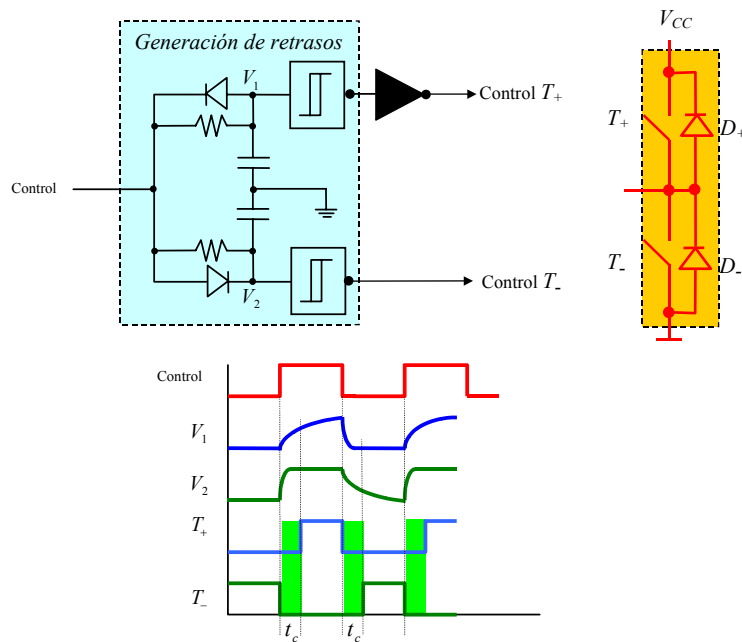
El problema se agrava en este caso, ya que al subir la tensión de drenador, **se acopla la subida** a través de la capacidad Miller y se polariza la puerta con una tensión mayor, con lo cual la corriente de drenador puede subir hasta valores que impidan el corte del dispositivo. Se debe **limitar la tensión de puerta a 15 voltios** empleando un par de diodos Zener:



También es necesario emplear para cortar el IGBT una tensión de puerta negativa (al menos  $-5V$ , mejor  $-15V$ ), porque:

- Se acelera el corte disminuyendo las enormes pérdidas debidas a las elevadas tensiones y corrientes del cortocircuito.
- Se asegura el corte, ya que la tensión umbral de corte disminuye en unos  $10mV$  por cada grado de temperatura que suba la temperatura de la unión, de forma que durante un cortocircuito dicha tensión puede valer casi  $2V$  menos que el valor que da el fabricante a  $25^{\circ}C$ .
- Debido a que la derivada de la corriente de drenador es muy alta, aparecen caídas de tensión extra en las inductancias parásitas internas y del cableado externo, la tensión que ve la puerta es menor que la esperada.

## PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITOS EN MONTAJES TIPO PUENTE

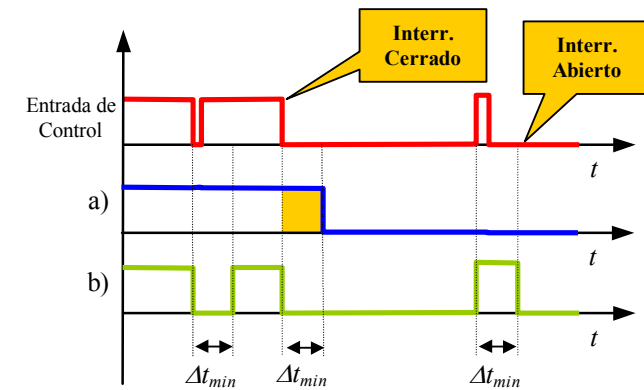


Circuito de Control con Generación de Tiempos Muertos

Si está circulando corriente por  $T_+$  (I saliente de la rama), cuando se da la orden de corte a  $T_+$  debe esperarse un tiempo ( $t_c$ ) antes de dar orden de cierre a  $T_-$  para que dé tiempo a cortarse a  $T_+$  y evitar un cortocircuito entre  $V_{CC}$ ,  $T_+$  y  $T_-$ . El tiempo  $t_c$  debe ser mayor que el tiempo de almacenamiento de  $T_+$ .

Si la corriente circula por  $T_-$  (I entrante en la rama), el efecto es el mismo debiendo retrasarse el cierre de  $T_+$ .

## PROTECCIÓN CONTRA PULSOS DE CORTA DURACIÓN



- a) Eliminación de pulsos estrechos
- b) Alargamiento de pulsos estrechos

Si algún pulso generado por el circuito de control (apertura o cierre) es **demasiado estrecho**, el circuito de disparo deberá evitar que dicho pulso llegue a la puerta del dispositivo por las siguientes razones:

- Un pulso estrecho no conseguirá que el interruptor entre en conducción o se corte totalmente por lo que las **pérdidas subirán innecesariamente**.
- Muchos circuitos incluirán circuitos auxiliares, p. ej. amortiguadores, que necesitan de un tiempo mínimo para **disipar la energía almacenada**.

Tiene el inconveniente de distorsionar ligeramente las formas de onda generadas.

## ***CONMUTACIÓN SIN SNUBBERS***

Los circuitos auxiliares empleados como amortiguadores de encendido o de apagado, suponen una **complejidad y un coste añadidos** al circuito que deben evitarse si es posible.

Es decir, no se usarán si el propio circuito garantiza **que no se superarán los límites** de derivadas de la corriente y tensión máximas ni las sobretensiones inducidas en las bobinas.

- Dispositivos con área de operación segura casi cuadrada como el IGBT son buenos candidatos.
- Dispositivos cuya velocidad de conmutación pueda controlarse fácilmente como el MOS y el IGBT también son buenos candidatos, ya que haciendo que el dispositivo conmute más lento, se pueden controlar las derivadas de la corriente y tensión máximas y las sobretensiones inducidas en las bobinas.
  - Al hacer que los dispositivos conmuten con tiempos de subida o bajada mayores las pérdidas de conmutación suben.
  - Para compensar estas pérdidas es necesario trabajar a frecuencias más bajas.