

# CRITERIOS DE DISEÑO DE CIRCUITOS DE MANEJO PARA CONMUTADORES COMPLETAMENTE CONTROLADOS.

## REQUERIMIENTOS MÍNIMOS QUE DEBE CUMPLIR EL CIRCUITO DE MANEJO DE DISPOSITIVOS COMPLETAMENTE CONTROLADOS.

- 1.- Aislamiento de entrada: La etapa de entrada debe aislar el circuito de manejo del dispositivo de control de potencia del circuito de control del equipo de electrónica de potencia.
- 2.- Aislamiento de fuentes: Las fuentes del circuito de manejo deben estar totalmente aisladas de las fuentes de los circuitos de instrumentación y control del equipo de electrónica de potencia.
- 3.- La forma de onda del pulso aplicado debe buscar minimizar los tiempos de conmutación del dispositivo completamente controlado.

- 4.-El circuito de manejo debe ser diseñado de forma que el dispositivo controlado pase automáticamente a la condición de bloqueo si se pierde la señal de control.
- 5.- El circuito de manejo debe incorporar la función de apagado de emergencia en caso de sobre corriente, para proteger al dispositivo completamente controlado de forma automática y autónoma.
- 6.- El circuito de manejo debe de ser lo más compacto, confiable y económico que sea posible.

## FORMA GENÉRICA DE LAS SEÑALES DE MANEJO A APLICAR.

Para los dispositivos completamente controlados existentes en el mercado, las señales de encendido y apagado son dos niveles de tensión (dispositivos tipo MOS, mandados por tensión) o de corriente (dispositivos de tipo bipolar de juntura, mandados por corriente), que deben tener las pendientes de subida y bajada más rápidas que sean posible.

Como referencia, las especificaciones indican que las pruebas de conmutación están hechas con fuentes cuyos tiempos de conmutación están en el orden de los 50ns para los dispositivos mas rápidos (PowerMOSFETs) a los 200ns.

El nivel exacto de amplitud debe ser el indicado por el fabricante para el dispositivo específico que se debe manejar.

En el caso de los dispositivos controlados por voltaje tiende a haber una estandarización y las tensiones de encendido suelen ser de 5V, 12V, 15V ó 25V.

## PRINCIPIOS DE DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MANEJO DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA COMPLETAMENTE CONTROLADOS.

Como todos los subsistemas de cualquier circuito de control electrónico de potencia, el diseño de los circuitos de manejo de los conmutadores electrónicos de control de potencia debe realizarse trabajando desde la salida hasta la entrada, ya que las características de la carga son las determinantes en el diseño.

En el caso de los controladores, se debe asumir que los dispositivos de control de potencia ya han sido seleccionados en función de las cargas que deben ser manejadas, y que por lo tanto, los parámetros fijos del diseño son las características de control de dicho dispositivos, a las cuales debe ajustarse la etapa de control.

## I.-Etapa de salida.

El estado (conducción o bloqueo) de los dispositivos electrónicos de control de potencia completamente controlados (GTOs, BJTs, PowerMOSFETs, IGBTs, SiTs, SiThs, etc.) está definido por el nivel de tensión o corriente, según corresponda, aplicado al terminal de control del dispositivo por el circuito de manejo correspondiente.

En general, para los dispositivos normalmente apagados (llamados también "normalmente abiertos"), que son la mayoría en el mercado, mantenerlos en el estado "encendido" (en "conducción", o "cerrados") requiere de la aplicación de un nivel positivo de tensión entre el terminal de compuerta y el de referencia del dispositivo, o una corriente de base positiva.

Para lograr que la transición de "encendido" a "apagado" sea lo mas rápida posible, en todos los dispositivos es necesario aplicar un pulso de voltaje o corriente negativo, y mantenerlo aplicado por lo menos hasta que se completa la transición de apagado.

Un dispositivo normalmente apagado debería permanecer apagado mientras el circuito de manejo no le aplique el pulso positivo de encendido; sin embargo, dado que los circuitos electrónicos de control de potencia generan niveles de ruido eléctrico considerables, es necesario mantener aplicada la señal de apagado durante todo el intervalo de no conducción de los dispositivos para evitar que el ruido del circuito produzca posibles encendidos fuera de secuencia.



Cuando el dispositivo electrónico de control de potencia a controlar es del tipo "normalmente encendido" (también conocido como "normalmente cerrado"), lograr el apagado requiere aplicarle un pulso de voltaje o corriente de amplitud predeterminada y de polaridad negativa.

Salvo este cambio de signo, todo el argumento desarrollado en relación con los dispositivos normalmente encendidos es directamente aplicable a los normalmente apagados.

Por lo tanto, para ambas clases de dispositivos completamente controlados (normalmente abiertos o normalmente cerrados), la etapa de salida del controlador debe ser capaz de:

1.-Aplicar al terminal de control del dispositivo a controlar dos niveles predefinidos de tensión o corriente, uno positivo y otro negativo, para asegurar que la lógica de control define activamente el estado del dispositivo (conducción o bloqueo) en todo momento.

2.-Cambiar lo mas rápidamente posible de un nivel al otro, para lograr que las transiciones del dispositivo controlado entre los estados de conducción y de bloqueo sean lo mas rápidas posibles.

La manera mas simple de cumplir con estos requisitos es usar una etapa de salida con dos transistores complementarios, que pueden ser un par de BJTs, tipo PNP y NPN, operando en corte/saturación (fig. 1) o un par de MOSFET, tipo P y tipo N, operando en corte/zona resistiva (fig. 2), conectados en configuración cascada, alimentados directamente desde una fuente doble en configuración toma central y controlados por una señal bipolar con respecto a la referencia de tierra de las fuentes de salida.

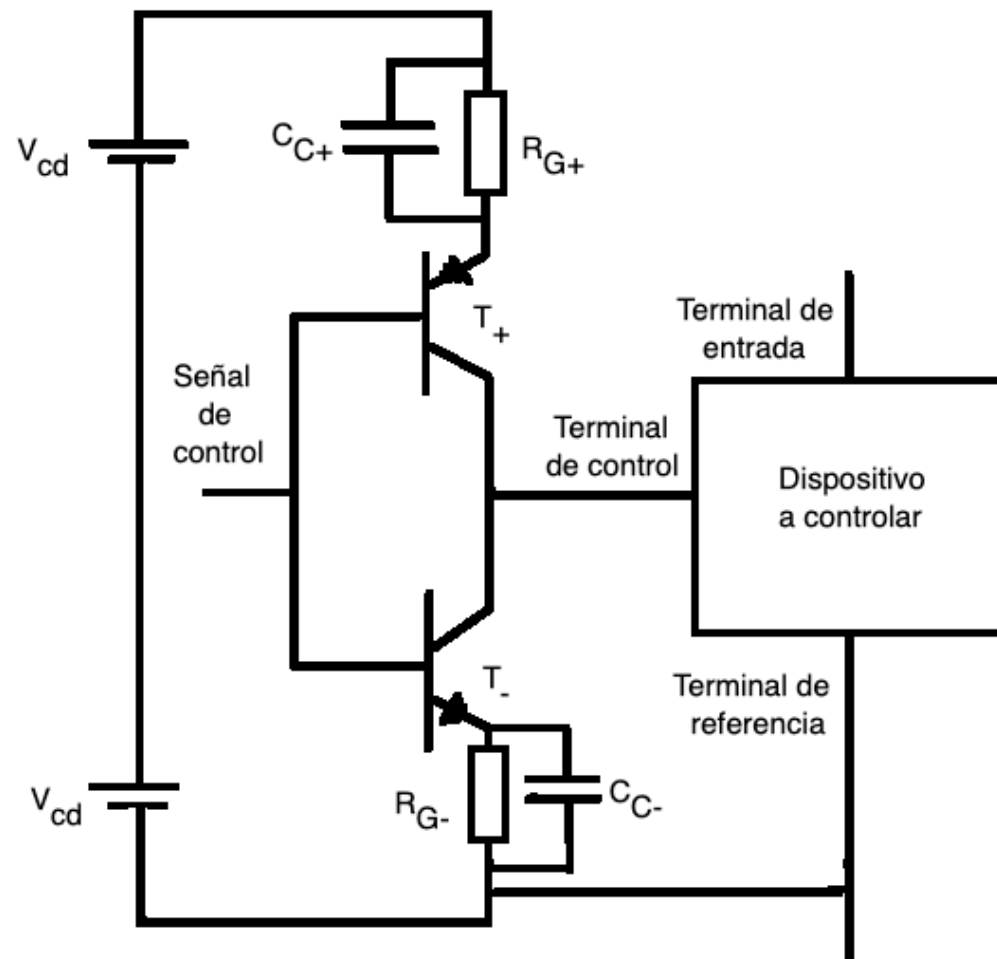


Fig. 1.-Etapa de salida del controlador, implementada con BJTs complementarios.

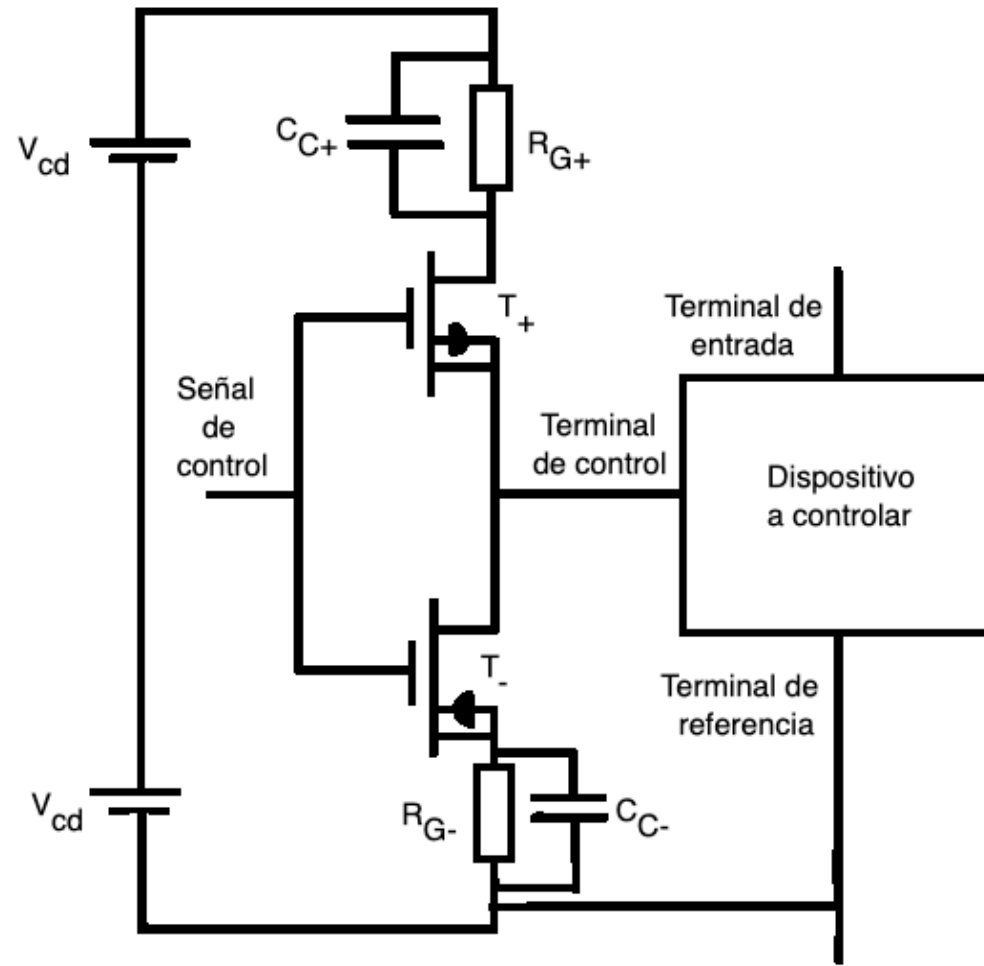


Fig.2.-Etapa de salida del controlador, implementada con MOSFETs complementarios.

Para lograr la máxima velocidad de conmutación en los circuitos propuestos en las figuras 1 y 2, la impedancia de limitación esta formada por un arreglo paralelo R-C, lo que genera un sobre pico inicial en la señal de control cuya amplitud esta definida por el valor del condensador; transcurrido el pico inicial, una vez que el condensador está cargado a la tensión de la fuente, el nivel de corriente estacionario queda definido por la resistencia. Generalmente el condensador de aceleración solo se incluye cuando se controlan dispositivos principales mandados por corriente.

También es usual eliminar el par  $R_G-C_C$ -, dado que la corriente de apagado es en todos los casos transitoria.

Las configuraciones presentadas en las figuras 1 y 2 trabajan con "lógica negada": en ambos casos la señal de control debe tener un nivel bajo para activar el transistor superior, que aplica la señal de encendido, y un nivel alto para activar el transistor inferior, que aplica la señal de apagado.

Si se desea que esta etapa se controle con lógica directa, simplemente se debe invertir la posición de los dos transistores.

En cualquiera de las dos lógicas, si la señal de control se corta, ambos transistores quedan en estado de bloqueo, lo que apaga al dispositivo, cumpliendo con el correspondiente objetivo de diseño.

Cualquiera que sea la lógica empleada, en la implementación con los BJTs la señal de control debe llevar el BJT que se desea activar a saturación, manteniendo al otro en corte. En la implementación con MOSFETs la señal de control debe llevar el MOSFET que se desea activar a operar en su zona resistiva, manteniendo al otro en corte.

En estas condiciones, la tensión aplicada en cada uno de los dos niveles de control queda básicamente definida por el valor de la fuente de tensión correspondiente y el nivel de corriente por la relación entre la fuente y la impedancia de limitación incluida en cada rama.



## OPERACIÓN DE LA ETAPA DE SALIDA.

Como los componentes de control de potencia mas usados son los normalmente apagados, que deben ser encendidos aplicando pulsos positivos de voltaje o de corriente, el proceso de diseño que se desarrolla a continuación para la configuración mínima (fig.3) se aplica directamente a estos tipos de dispositivos.

Si se debe manejar dispositivos que se encienden con pulsos de corriente o voltaje negativos los cálculos son similares, pero las funciones de los componentes de la rama superior y la inferior de la etapa de salida se invierten.

El BJT principal debe ser operado en corte o saturación

En estas condiciones, la corriente máxima inyectable en el dispositivo controlado,  $i_{ceTB+}$  es:

a.- Si el dispositivo es controlado por corriente a través de una juntura PN:

$$i_{ceTB+} = \frac{V_{BB+} - V_{cesatTB+} - V_{beBJT}}{R_B}$$

b.- Si el dispositivo controlado tiene compuerta tipo MOSFET:

$$i_{ceTB+pico} = \frac{V_{BB+} - V_{cesatTB+} - V_{gin}}{R_B}$$

Donde  $V_{gin}$ , el voltaje compuerta-terminal de salida del dispositivo controlado en el momento de inicio del proceso de encendido, es:

$$V_{gin} = V_{BB-}$$

Para asegurar la saturación del transistor superior en la etapa de salida se debe cumplir:

$$i_{R1} > \frac{i_{ceTB+}}{\beta_{ceTB+}}$$

Y la corriente  $i_{R1}$  resulta:

a.- Si el dispositivo controlado es un BJT

$$i_{R1} = \frac{V_{BB+} - V_{beTB+} - V_{beBJT}}{R_1}$$

Esta corriente se aplica durante todo el intervalo de conducción del BJT principal.

b.- Si el dispositivo controlado tiene compuerta tipo MOSFET

$$i_{beTB+pico} = \frac{V_{BB+} - V_{be+} - V_{gin}}{R_1}$$

Esta corriente decae a cero a medida que se carga el condensador de compuerta del dispositivo principal.

La inclusión del condensador opcional,  $C_{on}$ , que se suele incluir cuando el dispositivo controlado es un BJT, produce un pico de corriente inicial durante el encendido, que se reduce exponencialmente al valor calculado arriba.

Esto permite incrementar la inyección de portadores en la base del dispositivo controlado por corriente en la etapa inicial del encendido, maximizando la velocidad de encendido.

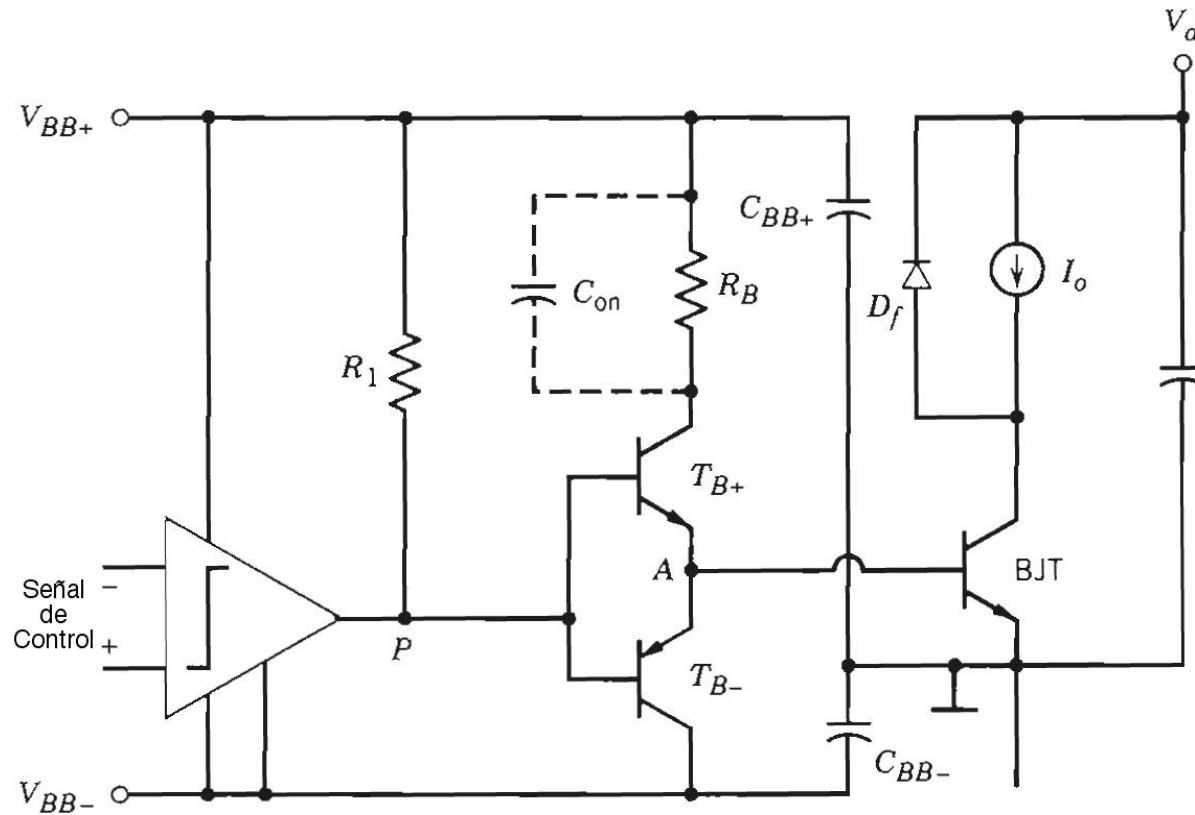


Fig. 3.-Configuración mínima de la etapa de salida de un circuito actuador para manejar un dispositivo electrónico de control de potencia con carga altamente inductiva.

## LIMITACIÓN DE SOBRE CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO.

El análisis realizado define el valor mínimo que debe tener la señal de corriente o de voltaje necesaria para asegurar que el dispositivo controlado opere en saturación o en modo resistivo, según sea de tipo BJT o de control por compuerta aislada, pero no ofrece un criterio para fijar el valor máximo de la señal de control.

Para definir este punto de manera efectiva hay que tomar en cuenta un elemento adicional: la protección del dispositivo principal contra la sobre corriente de carga.

La sobrecarga puede ocurrir en cualquier momento durante el ciclo operativo del conversor; el peor caso es el encendido en condición de corto circuito (fig.4).



La primera línea de defensa contra esta posibilidad es limitar desde el circuito de control el máximo valor de la corriente que puede circular por el dispositivo controlado, ajustando la intensidad de la señal de control aplicada por la etapa de salida del circuito de manejo.

1.- Si el dispositivo controlado es un BJT, durante un cortocircuito el dispositivo pasa a operar en la zona activa, con una tensión CE igual a la tensión de alimentación del circuito de carga.

Para que el BJT no sufra una falla instantánea, la corriente que circula durante la falla,  $i_{CM}$ , debe ser menor, que la corriente pico máxima transitoria que puede soportar el BJT,  $I_{CMpico}$  (fig.5)

Para lograr esto se debe cumplir:

$$i_{ceTB+} = \frac{i_{CM}}{\beta_{BJT}}$$

Donde:

$i_{ceTB+}$  es el valor de la corriente que inyecta el circuito de manejo en la base del BJT principal en estado estacionario.

$\beta_{BJT}$  es la ganancia de corriente del BJT principal en su zona activa a la corriente  $i_F$ .

$i_{CM}$  es la corriente máxima aceptada durante la falla, con

$$i_{CM} \leq I_{CMpico}$$

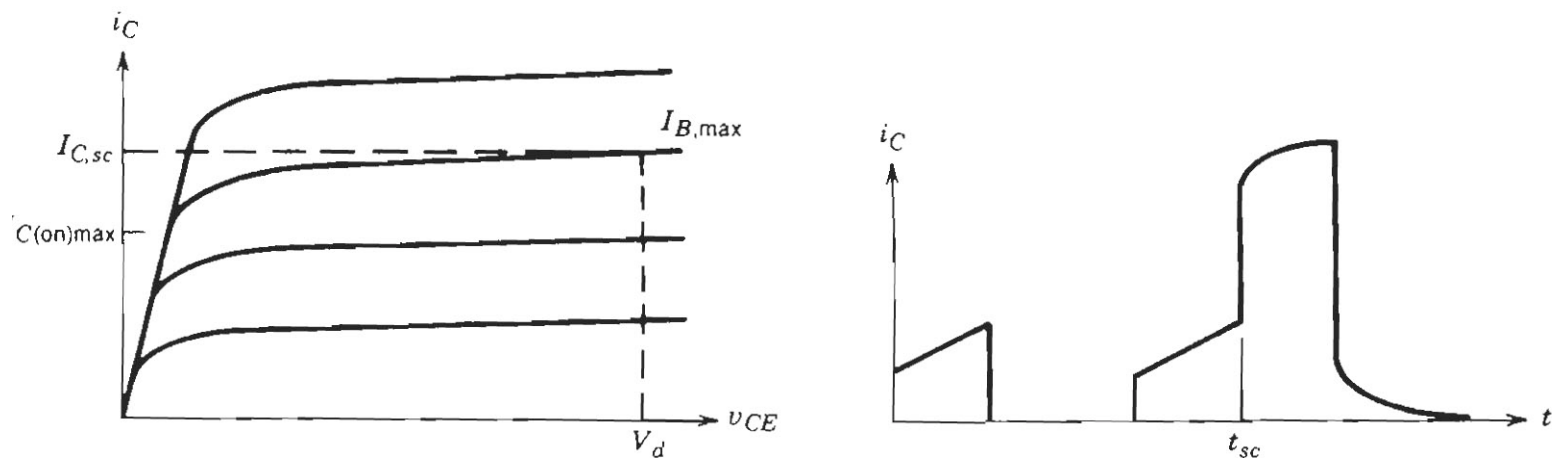


Fig.5.-Ajuste de la corriente de base para limitar el valor de la corriente de cortocircuito (izquierda), y formas de onda observadas antes y al ocurrir la falla.

2.- Si el dispositivo controlado tiene una compuerta tipo MOSFET, durante el corto-circuito operará en la zona de saturación, con una tensión entre los terminales de potencia igual a la de alimentación del circuito de carga.

Para asegurar que el dispositivo no sufra una falla instantánea en estas condiciones, la tensión de control aplicada en la compuerta debe ser ajustada en base a la curva de transferencia (fig. 6) para que la máxima corriente en los terminales de potencia durante la falla,  $i_{DMax}$ , sea menor (o en todo caso igual) a la corriente pico indicada por el fabricante.

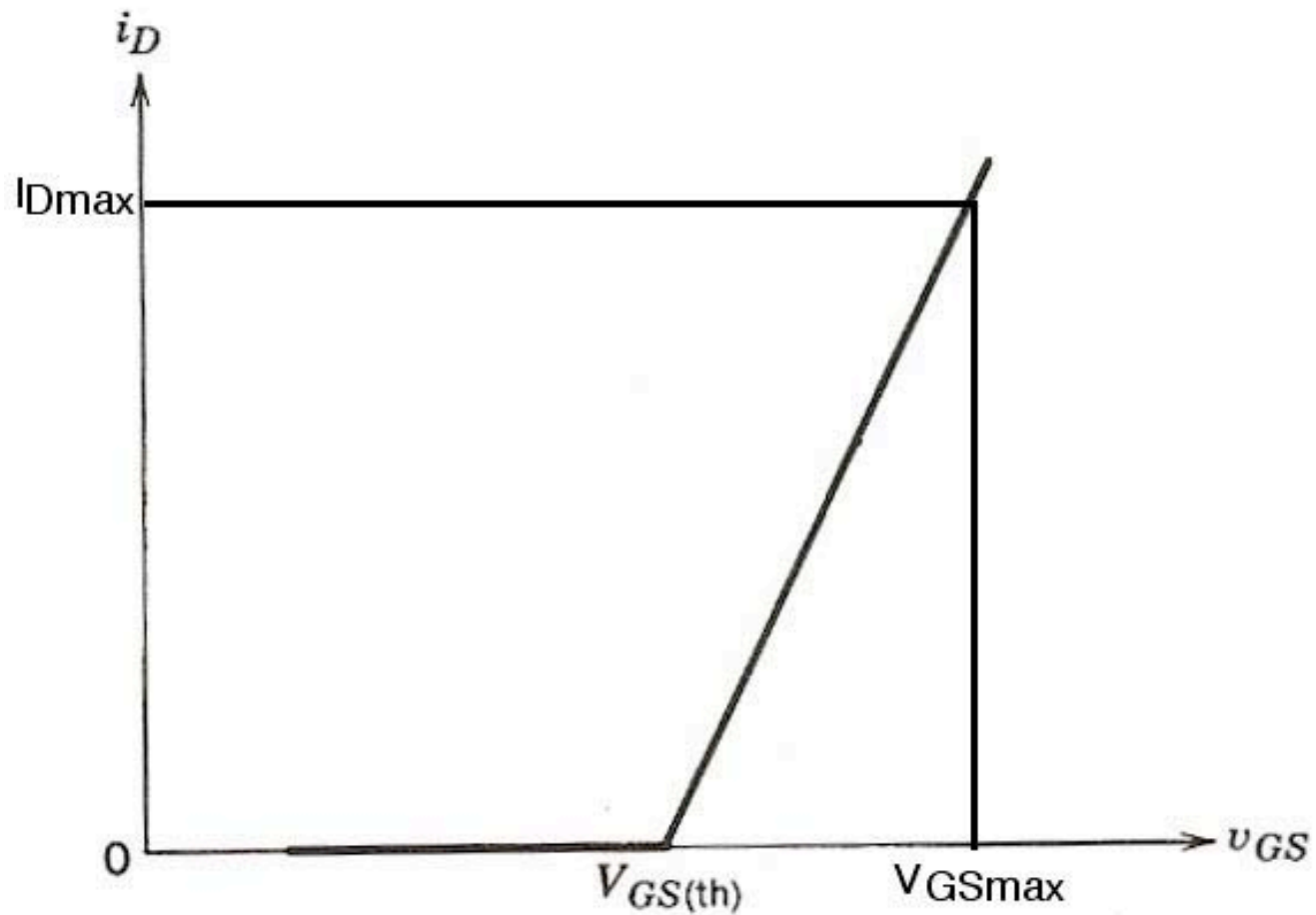


Fig.6.-Ajuste de la tensión de control para limitar la corriente en el dispositivo principal controlado por voltaje durante una falla de cortocircuito.

## LIMITADOR DE LA SATURACIÓN PROFUNDA.

Si el dispositivo controlado es un BJT, el circuito actuador debe lograr que el BJT principal entre en saturación para minimizar las pérdidas en conducción, pero también debe evitar que entre en saturación profunda, para minimizar el tiempo de conmutación de apagado.

Esto se logra incluyendo en la etapa de salida un modificando la etapa de salida mediante un arreglo de diodos auxiliares (el "Baker clamp", fig 7) que reduce la corriente inyectada en la base en función de la tensión colector-emisor de saturación.

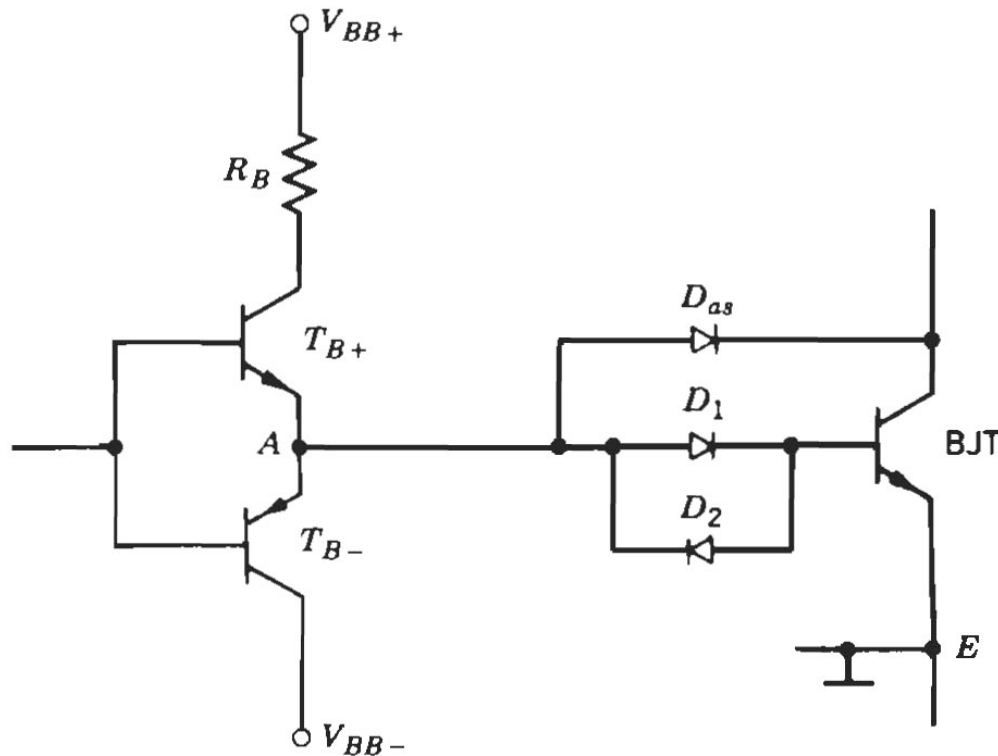


Fig.7.-Arreglo tipo "Baker Clamp" incluido en la etapa de salida del actuador para evitar que el BJT controlado entre en saturación profunda.

En estas condiciones la corriente  $i_{ceTB+}$  se divide en dos, una circula por el diodo  $D_1$  y la base del BJT y la otra por el diodo auxiliar  $D_{as}$  y el canal ce del BJT.

El nivel de saturación del BJT se puede ajustar hasta cierto punto colocando más de un diodo en la posición  $D_1$ , o colocando una resistencia adecuada en serie.

El diodo auxiliar  $D_2$  es necesario para permitir un camino a la corriente de apagado del BJT.



## Aislamiento de entrada.

La condición de proporcionar aislamiento de entrada se suele cumplir incluyendo como primera etapa en el circuito de manejo un dispositivo de opto-acoplamiento (fig 8).

Un opto acoplador integrado, en un circuito impreso bien diseñado puede proporcionar aislamiento frente a tensiones del orden de los dos o tres kilovoltios.

De ser necesario, se pueden lograr aislamientos mayores, al nivel que se desee, incluyendo en el circuito un foto-emisor y un foto-receptor que unidos por una longitud adecuada de fibra óptica.

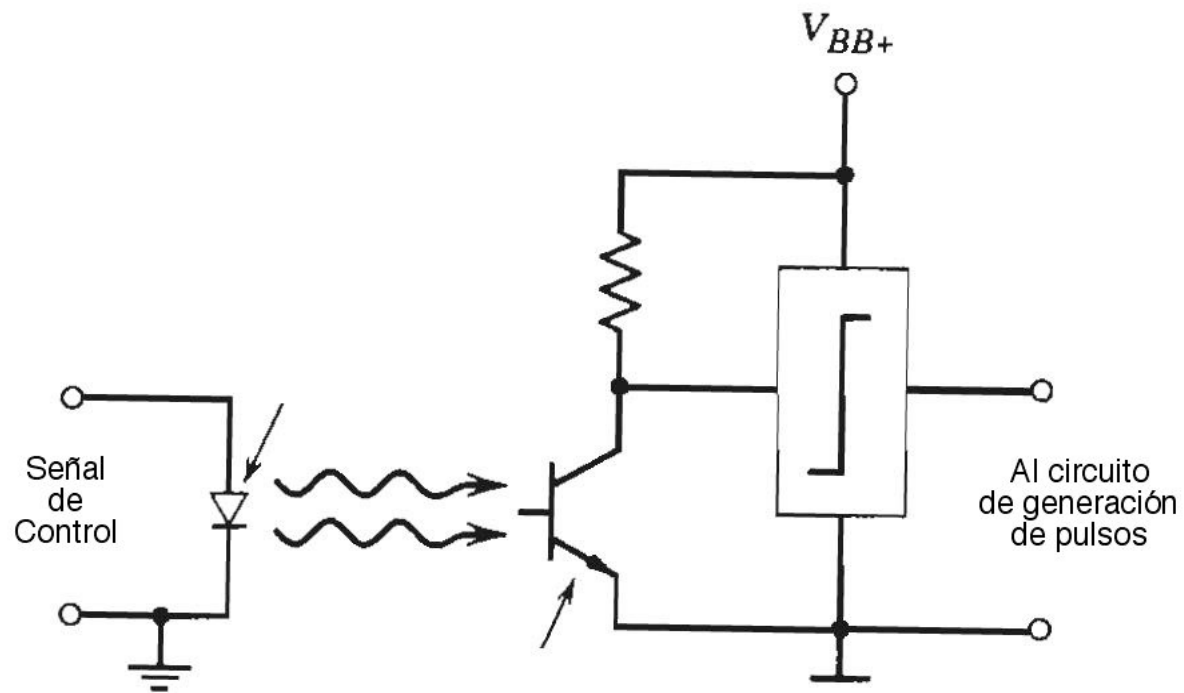


Fig.8.-Etapa de aislamiento óptica.

Para evitar problemas de ruido la salida del optoaislador debe ser conectada a un comparador de nivel, preferiblemente con histéresis, y el circuito mínimo se debe completar incorporando una fuente doble aislada de todas las demás que existan en el conversor.

La fig. 10 presenta la configuración mínima básica del circuito de manejo de un dispositivo de control de potencia, en este caso implementada con una etapa de salida de lógica positiva; la fuente doble está implementada con un transformador de doble secundario y toma central, posiblemente alimentada desde la línea AC y simplemente regulada por Zener.

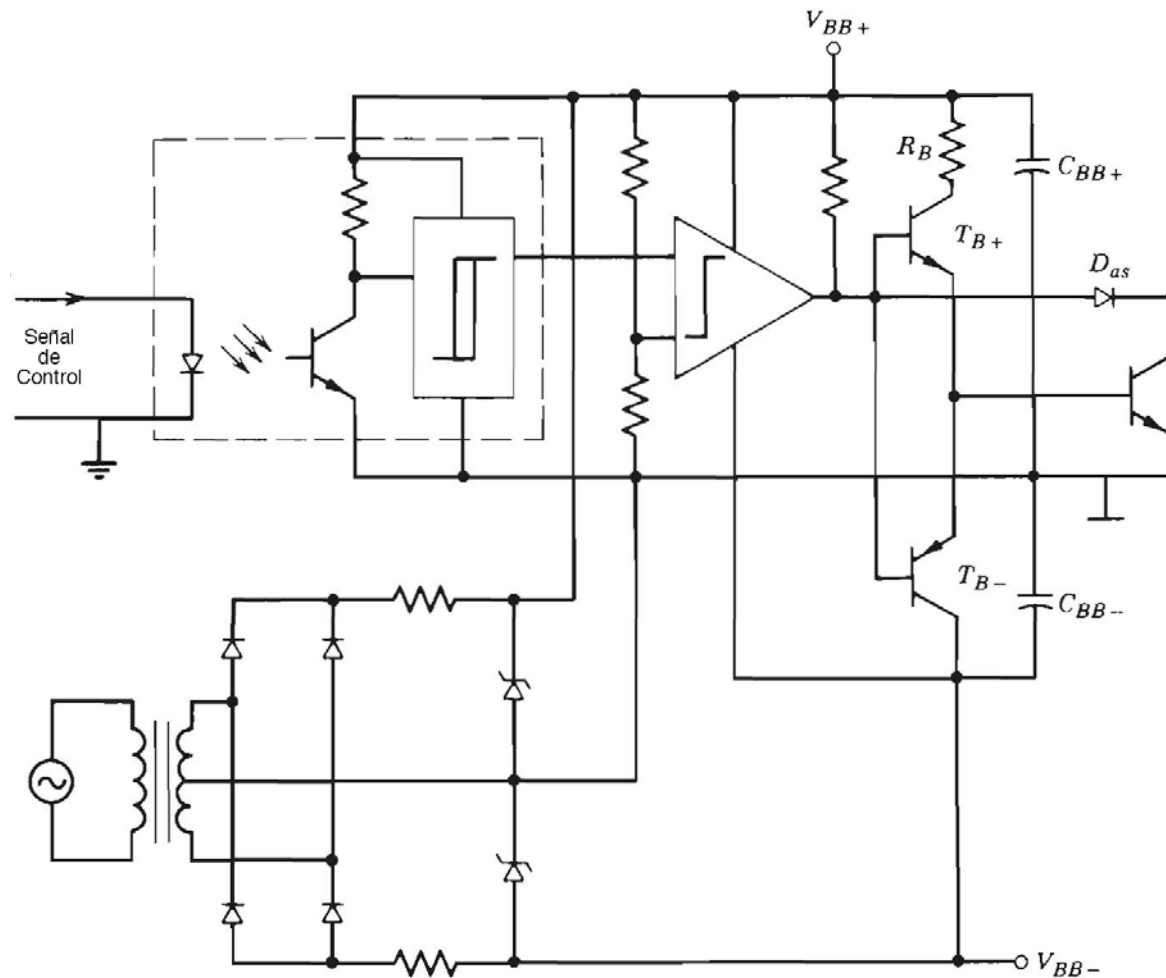


Fig.10.-Configuración mínima de un circuito de manejo para un solo dispositivo de control de potencia.

Tanto los dispositivos principales controlados por corriente como los controlados por voltaje solo pueden permanecer en la condición de corriente máxima durante un tiempo severamente restringido, indicado por el fabricante en las características, por lo que además de limitar el valor de la corriente de cortocircuito, la protección del dispositivo controlado requiere que el circuito de manejo incluya un mecanismo de protección que detecte la situación de sobre corriente e interrumpa la operación en caso de esta se produzca.

## MECANISMO DE DETECCIÓN DE SOBRE CORRIENTE.

La condición de sobre corriente se puede detectar en forma indirecta en base al aumento de la tensión entre los terminales de potencia del dispositivo controlado, la cual aumentará en caso de sobre corriente tanto si el dispositivo controlado es un BJT, el cual en condiciones de sobre corriente saldrá de saturación y entrará en su zona lineal de operación, como si es un dispositivo con entrada tipo MOSFET, el cual en general saldrá de la zona óhmica y entrará en su zona de saturación

Este incremento de tensión se puede detectar mediante un diodo auxiliar, activando por un bloque de lógica de protección, el cual, en caso de falla, debe interrumpir la salida de la etapa de manejo dentro del tiempo máximo que el dispositivo puede soportar la sobre corriente

Por razones evidentes de velocidad y seguridad de respuesta es conveniente que el lazo de protección de sobre corriente forme parte del circuito de manejo del dispositivo de control de potencia en la inmediata cercanía de la etapa de salida, y que actúe en forma automática al detectar la sobre corriente, sin esperar a una orden del controlador central del convertidor.

La fig. 11 muestra la configuración general propuesta.

La implementación de detalle del bloque de lógica de protección es variada, con versiones implementadas con componentes discretos, con compuertas lógicas de bajo nivel de integración e, incluso, con circuitos tipo FPLD de baja capacidad.

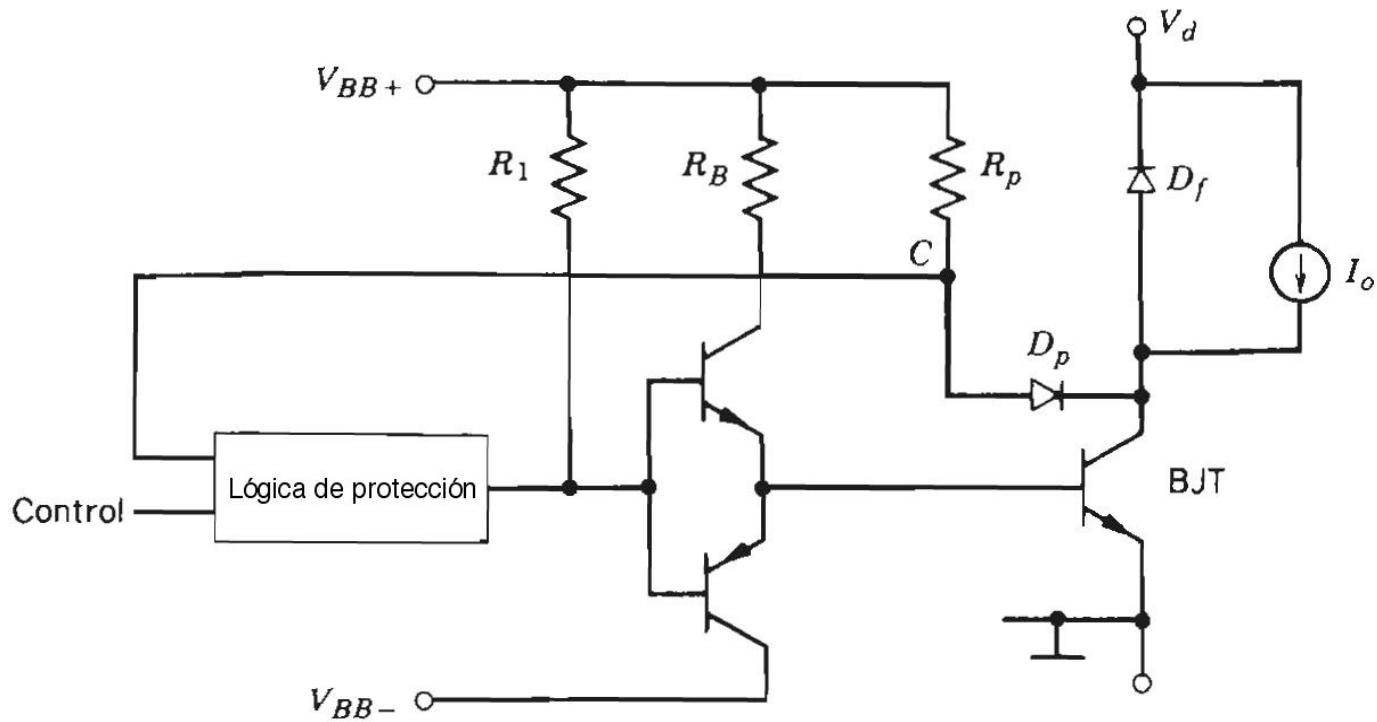


Fig. 11.-Etapa de salida del circuito de manejo del dispositivo controlador de potencia incorporando la protección de sobre corriente.



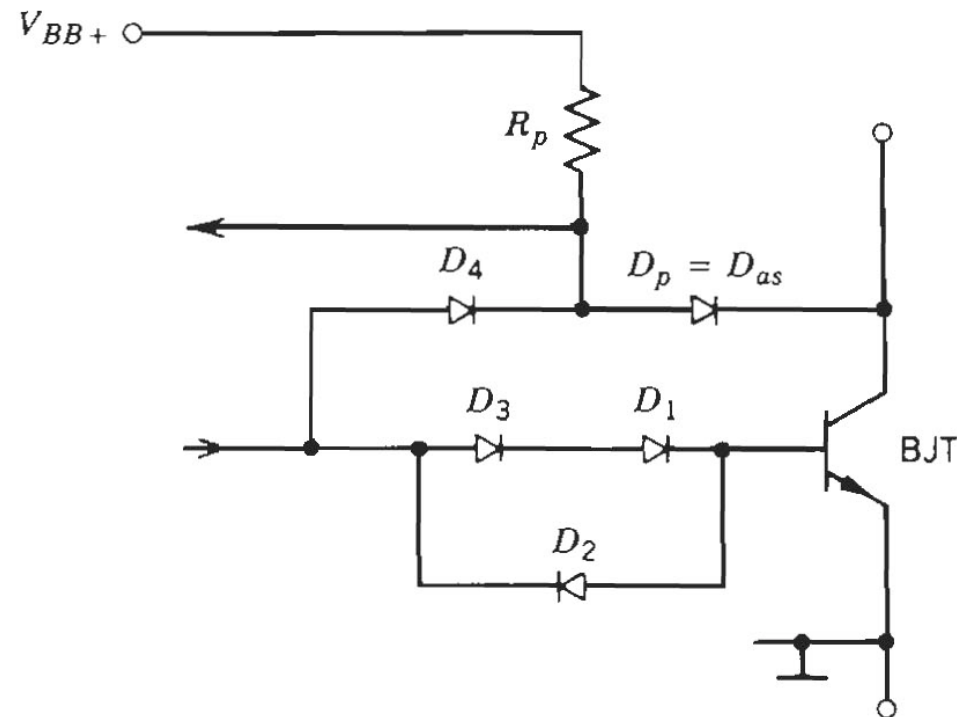


Fig.12.-Configuración para combinar las funciones de toma de información para el protector de sobre corriente y limitación de la saturación profunda.

## CIRCUITOS DE MANEJO PARA DISPOSITIVOS DE CONTROL DE POTENCIA EN COLUMNA.

En muchas aplicaciones tipo conversor DC/AC o DC/DC los dispositivos de control de potencia operan agrupados por parejas en columnas, con el terminal superior del primero conectado al polo positivo de la fuente principal y el terminal inferior del segundo conectado al polo negativo.

Por razones evidentes, en esta configuración, condiciones de operación solo uno de los dos dispositivos en la columna puede estar encendido en un momento dado, porque de lo contrario se produciría un cortocircuito en la fuente de alimentación principal del conversor de potencia.

En este caso es usual emplear una señal de control única, de lógica binaria, para comandar a cada pareja, asociando un nivel lógico (por ejemplo “1”) a la condición en la cual debe estar encendido el dispositivo superior del puente y el otro nivel lógico (por ejemplo “0”) a la condición en la cual debe estar encendido el dispositivo inferior del puente.

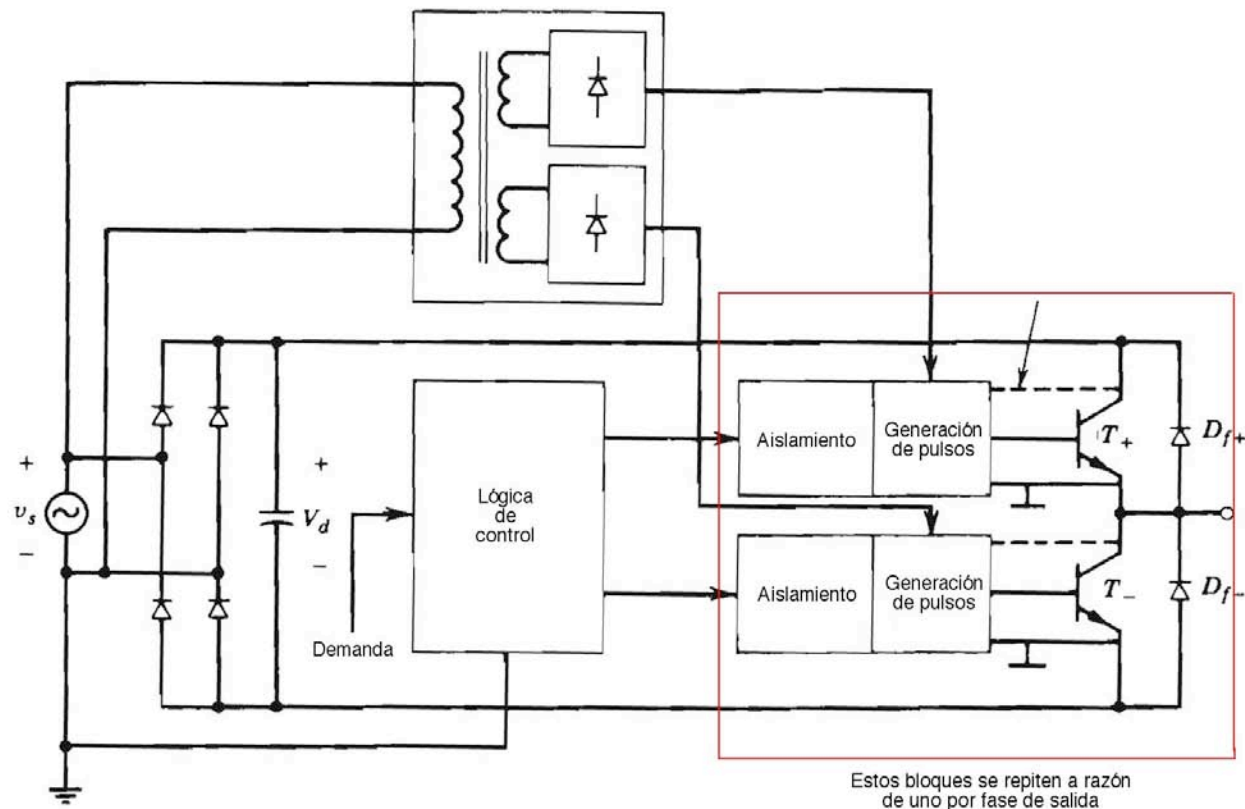
Esta estrategia, que en general simplifica la acción del sistema de control de alto nivel del convertidor delega en los circuitos de manejo de los dispositivos una función de básica gran importancia: la generación de los necesarios retardos de encendido.

Efectivamente el cambio de estado de la señal de control de los dos dispositivos de la columna implica siempre una doble conmutación cuando se opera en estado estacionario: el dispositivo que estaba conduciendo debe apagarse y el que estaba apagado debe entrar en conducción.

Si ambos procesos de conmutación ocurren simultáneamente, durante los intervalos de conmutación habrá tiempos en los que los dos dispositivos estarán en conducción, lo que, por supuesto, cortocircuita a la fuente principal, produciendo fuertes pulsos de corriente, potencialmente destructivos.

Para evitar esto debe existir un circuito adicional que genere retardos de operación adecuadamente incluidos en el proceso de conmutación de la columna, de manera que siempre el dispositivo principal que esta encendido se apague antes de que el que está apagado se encienda.

Esto significa que cada uno de los dos circuitos de manejo en cada columna deben estar asociados a un circuito de generación de los retardos de conmutación; por razones tanto de simplificar el sistema como de seguridad, evitando aumentar el número de los cables de interconexión, lo razonables es entonces que los tres circuitos estén implementados como un solo elemento, tal como se muestra en la figura 13.

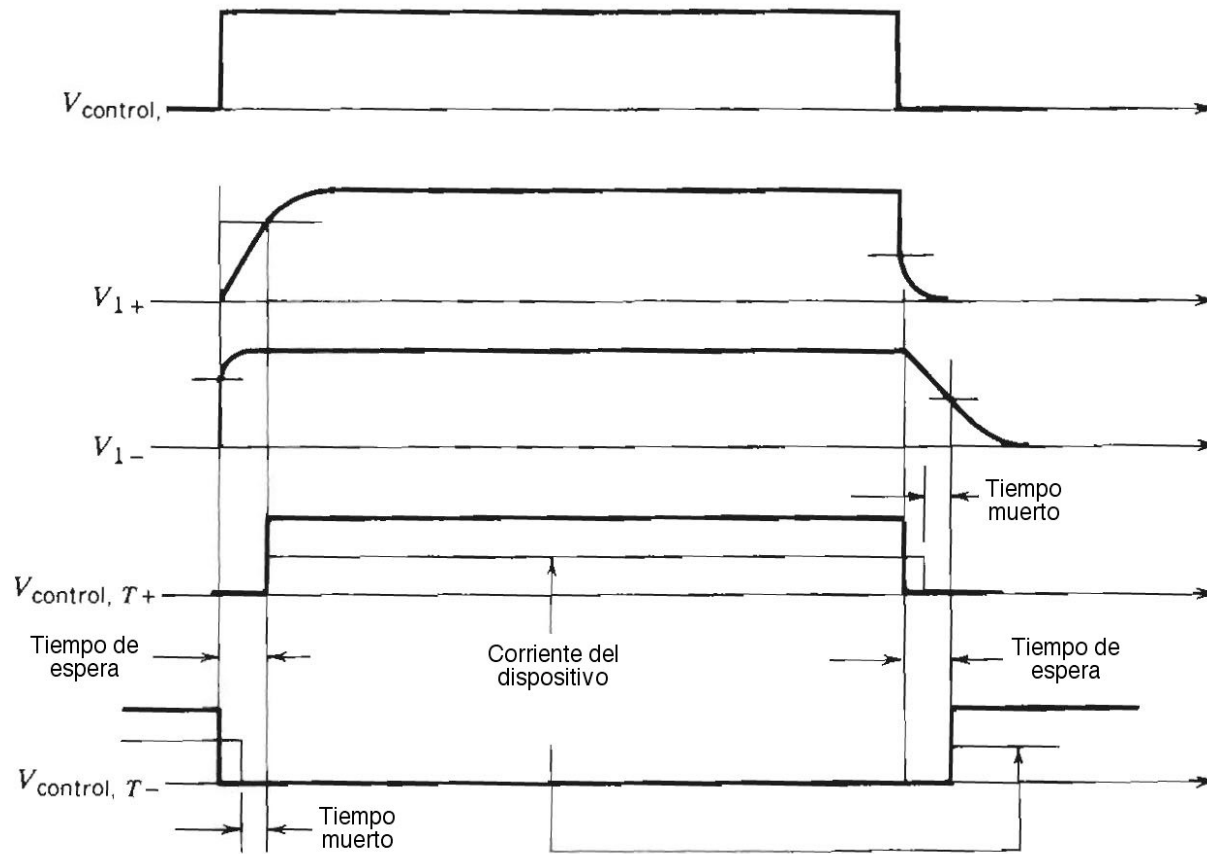


**Fig.13.-Circuito básico de manejo para dos dispositivos de control de potencia conectados en configuración puente.**

## GENERACIÓN DE LOS TIEMPOS DE ESPERA.

La figura 14 presenta el diagrama de los tiempos de espera que deben ser generados por el circuito de control local para asegurar que en toda conmutación ordenada por el controlador central el dispositivo saliente está completamente apagado antes de que se inicie el proceso de encendido del dispositivo entrante.

Por razones de seguridad y sencillez se desea además que la lógica de control local sea lo mas simple, rápida y a prueba de fallas que sea posible, dado que un error a ese nivel puede provocar el cortocircuito de la fuente principal y, muy posiblemente la destrucción del equipo.



**Fig.14.-Formas de onda requeridas para evitar los solapamientos en conducción.**



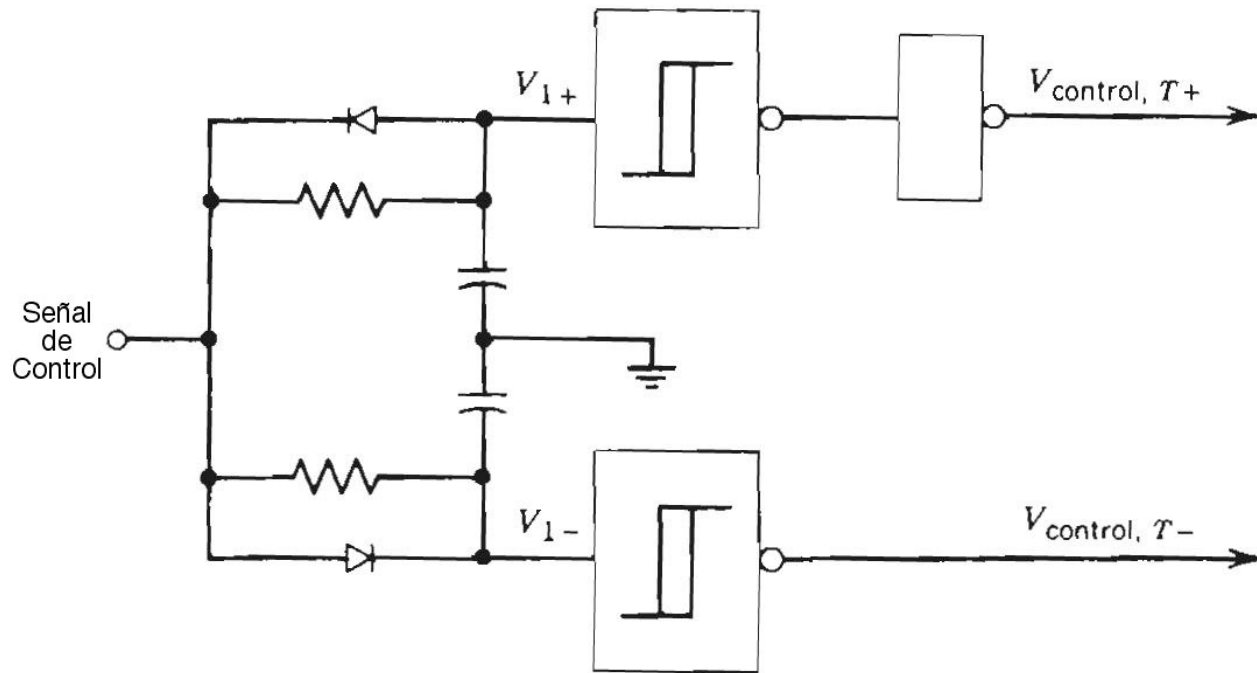


Fig.15.-Circuito básico para introducir los tiempos de espera necesarios para evitar el solapamiento en conducción de los dos dispositivos en la configuración puente manejados por una sola señal lógica de control.

Cuando la señal de control pasa de su nivel bajo al alto, el diodo inferior ofrece un camino por el cual el nuevo nivel se aplica casi al instante al comparador con histéresis inferior, que cambia de estado con un retardo insignificante, dándole la orden de apagarse al dispositivo inferior de la columna; mientras tanto el diodo superior queda polarizado en inverso, y la señal de control carga al condensador superior a través de la resistencia superior; la tensión en el condensador sube con una constante de tiempo  $\tau$  definida por el producto RC, por lo que el comparador con histéresis tarda el tiempo de espera predefinido en cambiar de estado y darle al dispositivo superior de la columna la orden de encenderse.

Cuando la señal de control pasa de alto a bajo, el proceso es el inverso: el diodo superior transmite el cambio casi instantáneamente al comparador superior, que ordena casi al instante el apagado del dispositivo superior, mientras que el diodo inferior bloquea, y la señal de cambio llega al comparador inferior con el retardo introducido por la descarga del condensador inferior a través de la resistencia inferior; si las dos resistencias y los dos condensadores son iguales, los retardos de encendido son iguales en ambos canales; de ser necesario o conveniente, el sistema se puede ajustar para producir dos retardos de encendido diferentes.

## CONSIDERACIONES FINALES.

- 1.- Los bloques descritos incluyen las funciones mínimas necesarias para implementar un circuito de manejo de dispositivos de control de potencia completamente controlados; necesidades particulares llevarán a que sea necesario incluir funciones adicionales para satisfacerlas..
- 2.- No se ha incluido la posibilidad de que el circuito de manejo envíe información al sistema de control central sobre el estado de los dispositivos de potencia, por ejemplo cuando se produce una interrupción de la operación en caso de falla por sobre-corriente. De incluirse este tipo de funciones las señales enviadas al

control central deben estar también opto acopladas para asegurar el aislamiento requerido.

3.- En este momento existen en el mercado circuitos que implementan diversos conjuntos de las funciones requeridas en el circuito de manejo. Esto debe de tomarse en cuenta al proceder al diseño de estos circuitos, ya que usualmente es más eficiente, tanto desde el punto de vista del esfuerzo de diseño como desde el punto de vista de los gastos de construcción de los circuitos emplear el máximo nivel de integración posible.

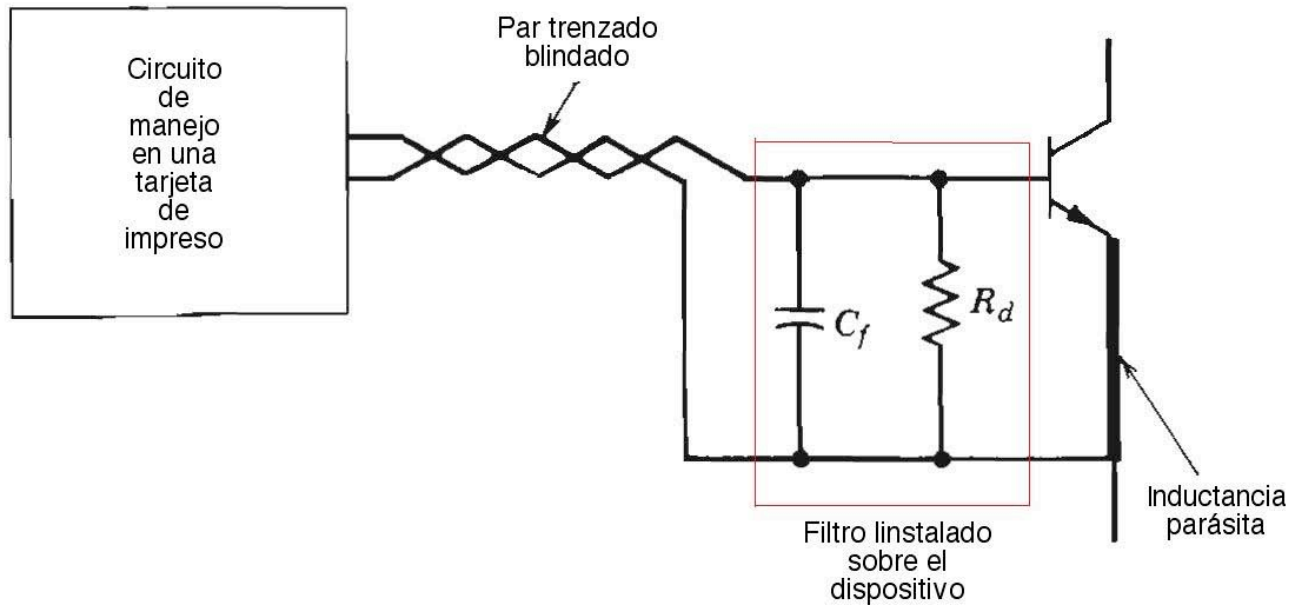
4.-Sobre la fuente doble de alimentación local que requieren estos circuitos existen varias alternativas si se desea algo mas eficiente que la regulación con zener y la alimentación con transformadores de línea.

Sobre la regulación, numerosos fabricantes ofrecen circuitos conversores DC/DC reguladores de voltaje de muy buen rendimiento, físicamente pequeños y razonablemente baratos; sobre los transformadores, una alternativa posible es diseñar una fuente DC/AC/DC cuya entrada sea la línea AC, que produzca una tensión AC de onda cuadrada de una frecuencia ultrasónica, con la cual se alimenten los transformadores de ferrita cuya salida rectificadora alimentará a su vez a los circuitos de manejo de los conmutadores de potencia; esta alternativa es particularmente interesante en circuitos inversores trifásicos, en los que hay por lo menos tres columnas inversoras, y más aún en las configuraciones multi-nivel, en las cuales en cada columna existen N conversores, cada uno de los cuales requiere su propio circuito de manejo dedicado con sus respectivas fuentes aisladas.

5.- Idealmente los circuitos de manejo deberían estar lo más cercanos posibles al dispositivo de potencia controlado, para minimizar los lazos inductivos y los problemas de ruido asociados con estos.

Cuando es imprescindible que el impreso que contiene el circuito de manejo esté separado del dispositivo de potencia, es preciso tomar precauciones contra el ruido, llevando las señales de manejo por cables trenzados y blindados e incluyendo un filtro pasivo RC directamente sobre los terminales de control del dispositivo manejado.





Técnica de cableado adecuada para las señales de manejo cuando el circuito de manejo y el dispositivo de potencia están separados por necesidad del montaje del equipo.

6.- Si el dispositivo de potencia no ofrece terminales de control y terminales de potencia separados, el efecto de acople de la corriente principal al circuito de manejo se debe minimizar conectando el cable de control lo más cercano posible al terminal de salida del dispositivo de potencia.

