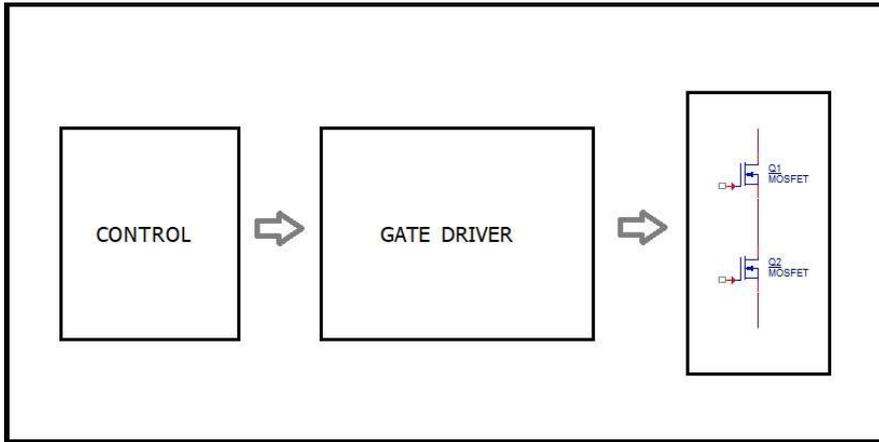


DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE COMPUERTA PARA TRANSISTORES, SCR Y TRIACS



Dada la diversidad y el auge alcanzado por los dispositivos semiconductores de potencia, el diseño de los circuitos amplificadores de compuerta para su control, se ha convertido en un tema actual, de vital importancia, ya que repercute en la fiabilidad y eficiencia de todo el sistema de conversión.

No importa el dispositivo a controlar: transistor bipolar, MOSFET, IGBT, SiC, GaN, SCR o Triac. En todos los casos necesitaremos de un driver que sea capaz de llevarlo a conducción de forma fiable, siempre que la aplicación lo requiera; en el caso de los transistores, también tiene que garantizar su desconexión segura. Un circuito que sirva de interfaz entre la lógica de control y estos semiconductores de potencia.



Índice de contenido:

1. Parámetros principales.	Pag. 03
2. Amplificadores de compuerta para SCR y Triacs.	Pag. 10
3. Amplificadores de compuerta para BJT, IGBT y MOSFETs.	Pag. 17
4. Amplificadores resonantes.	Pag. 28
5. Métodos de protección del circuito de entrada de los transistores.	Pag. 32
6. Referencias.	Pag. 34

1. Parámetros principales

Cada circuito debe adaptarse lo mejor posible a las características y peculiaridades del dispositivo semiconductor de potencia que se desee controlar, y a las necesidades de cada aplicación concreta, además puede integrar las funciones de protección ante cortocircuito y sobrecargas, lo que simplifica bastante el diseño de todo el convertidor.

Podemos enumerar una serie de parámetros genéricos, inherentes a los circuitos de control de compuerta, que deben ser tenidos en cuenta a la hora de seleccionar o diseñar un módulo, para una aplicación particular:

- Voltaje nominal de alimentación, en voltios.
- Voltaje de salida en estado activo, V.
- Voltaje de salida en estado de apagado, V.
- Corriente máxima de pico de la señal de salida, A.
- Frecuencia de trabajo, Hz.
- Intervalo de variación del ciclo de trabajo, %.
- Tipo y magnitud del aislamiento, si existe, KV.
- Niveles lógicos de la señal de entrada, V.
- Tiempo de propagación de la señal, nS.
- Tiempo del flanco de subida, nS.
- Tiempo del flanco de bajada, nS.
- Número de canales de control.
- Etc.

Voltaje nominal de alimentación.

Todo amplificador de pulsos de compuerta, necesita de una fuente de suministro de energía, que puede ser externa, o formar parte del propio módulo, y puede ser una fuente aislada o no. La potencia de dicha fuente, y su impedancia interna son parámetros de extrema importancia, que van a determinar el comportamiento de todo el circuito. Por otra parte, su cálculo no es algo trivial.

Normalmente, una baja impedancia interna se logra usando capacitores de alta calidad que, en dependencia de la frecuencia de trabajo, y de las características del dispositivo a controlar, suelen estar entre 100 y 2200 nF.

Determinar la potencia mínima en Vatios, necesaria para el correcto funcionamiento de un driver para excitar transistores, es una tarea algo más complicada.

En el caso de control de tiristores y triacs, todo es más sencillo. Estos son dispositivos multicapas con retroalimentación positiva, donde su entrada a conducción ocurre en avalancha, y la corriente de salida no interfiere en la señal de control. La fuente de alimentación debe ser capaz de suministrar picos de corriente con una magnitud y duración, que están claramente identificada en la hoja de datos de cada Triac o SCR.

La potencia necesaria para el control de un MOSFET o IGBT, la podemos calcular usando una de las siguientes fórmulas:

$$P = C \cdot f \cdot V^2 \quad (1)$$

$$P = Q \cdot f \cdot V \quad (2)$$

Donde P es la potencia necesaria en Vatios,

C es la capacitancia total de entrada en Faradios,

Q es la carga total de compuerta del transistor en Culombios,

f es la frecuencia de conmutación en Hz

V es la amplitud de la señal a la salida del amplificador de pico a pico, en Voltios

El problema de (1) y (2), es que C y Q son parámetros oscuros. Ambos son no lineales dependientes de la magnitud del voltaje de la compuerta, y del Colector (Drenador), muy afectados además por el efecto Miller. La retroalimentación negativa a través de la capacitancia parásita entre los electrodos de salida y entrada del transistor C_{KG} , C_{DG} hace que estos parámetros sean mucho mayores que los valores dados en las hojas de datos. Este fenómeno se acentúa a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, y el voltaje en el Colector o Drenador del transistor.

Veamos un ejemplo práctico:

El transistor de carburo de silicio C2M0040120D fabricado por CREE, inc. Ofrece en su hoja de datos una carga total de compuerta (Total Gate Charge) de 115 nC.

Durante el diseño y pruebas, de un Driver de Ledoelectronics a 1 MHz, con fuente de alimentación de 20V, se comprobó que se perdían 6 Vatios en la resistencia R_G , cuando la potencia de 400V estaba activada, y solo 2 Vatios con el circuito de potencia desactivado. Según el cálculo por la fórmula (2), la potencia debía ser de solo 2.3 W.

En este caso concreto, el efecto Miller hace que la potencia necesaria para el control se incremente unas tres veces.

El efecto Miller afecta de igual forma a los transistores bipolares, reduciendo la corriente efectiva entre Base y Emisor.

Voltaje de salida en estado activo.

Es la parte de la señal de control que se encarga de llevar al dispositivo de potencia a su estado de conducción. Su magnitud está estrechamente relacionada con el tipo de semiconductor que se controla.

DISPOSITIVO DE POTENCIA	VOLTAJE, V	COMENTARIO
SCR	2...6	CONTROL POR CORRIENTE
TRIAC	2...6	CONTROL POR CORRIENTE
BJT	1...2.5	CONTROL POR CORRIENTE
IGBT STANDARD	12...20	
MOSFET STANDARD	12...20	
SiC MOSFET I	18...20	
SiC MOSFET II	18...20	
SiC MOSFET III	15	
GaN FET	5	
GaN FET CASCODE	12...18	

Voltaje de salida en estado desactivado.

Es la parte de la señal de control que se encarga de llevar al dispositivo de potencia a su estado de bloqueo. Su magnitud está estrechamente relacionada con el tipo de semiconductor que se controla.

DISPOSITIVO DE POTENCIA	VOLTAJE, V	COMENTARIO
SCR	-5...0	
TRIAC	-5...0	
BJT	-2.5...0	
IGBT STANDARD	-20...0	
MOSFET STANDARD	-20...0	
SiC MOSFET I	-5...0	
SiC MOSFET II	-5...0	
SiC MOSFET III	-5...0	
GaN FET	-4...0	
GaN FET CASCODE	-18...0	

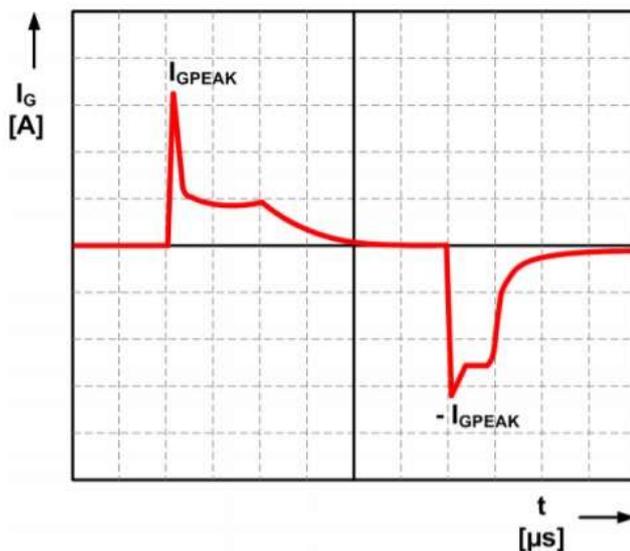
Es vital que durante todo el tiempo de apagado, el voltaje en la entrada del transistor se mantenga por debajo del umbral de puerta, aun en presencia de ruidos, y de valores elevados de $\frac{di}{dt}$ y $\frac{du}{dt}$ (efecto Miller). Para conseguirlo, muchos módulos profesionales cuentan con fuente de alimentación negativa, para garantizar mayor inmunidad contra el ruido durante el apagado de los semiconductores de potencia. La presencia de esta fuente de alimentación encarece el diseño. Una solución más natural

es el uso de un transformador de pulso, pero el mismo debe ser de alta calidad, con bajo valor de la inductancia de dispersión (menos de 4 uHn), y muy bajo valor de la resistencia del alambre de sus bobinas.

Otro método consiste en garantizar un camino de muy baja impedancia para la corriente de apagado, como es el "active clamping" de la entrada del transistor.

Se recomienda, que todo módulo de control de compuerta, cuente con elementos limitadores, que impidan que el voltaje de la compuerta supere los valores máximos permitidos en ambas polaridades. Los picos de voltaje aparecen durante la conmutación, provocados por las inductancias parásitas presentes en todos los circuitos reales (Ringing).

Corriente de pico máxima de la señal de salida



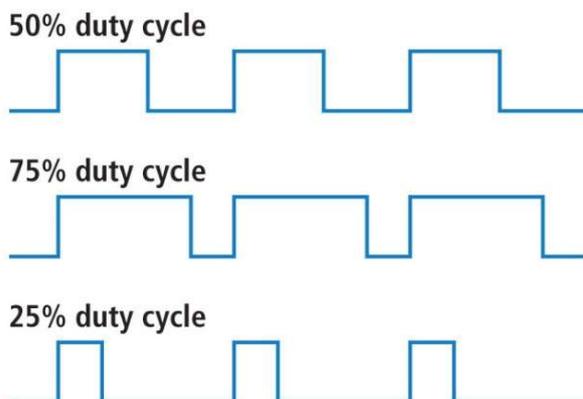
Este parámetro determina la habilidad del amplificador de compuerta para trabajar con grandes MOSFETs e IGBT. Está estrechamente relacionado con su potencia e impedancia de salida, es una medida de lo rápido que pueda llevar a un transistor del estado de bloqueo a conducción y viceversa.

Su magnitud suele estar entre 1.0 A y 30 A, para la mayoría de módulos y CI especializados existentes en el mercado.

Frecuencia de trabajo

No es un parámetro propio del amplificador de compuerta, es la frecuencia en Hz de la señal o señales de entrada, que suelen proceder del microcontrolador u otro circuito de control. Suele estar entre varios Hz y unos pocos MHz, dependiendo del tipo de aplicación, el módulo amplificador de compuerta debe adaptarse a esta frecuencia.

Intervalo de variación del ciclo de trabajo



Este parámetro también está determinado por la señal de entrada, pero el amplificador de compuerta debe ser capaz de transmitir la señal sin distorsión ni pérdidas de niveles, algo difícil de conseguir si se emplean transformadores de pulsos y el ciclo de trabajo varía en amplios márgenes. Teóricamente el ciclo de trabajo puede variar entre 0 y 100 %, pero en la mayoría de los casos suele estar entorno al 50%.

Tipo de aislamiento

La mayoría de convertidores electrónicos de potencia se alimentan de la red AC trifásica o monofásica, con niveles de voltaje rectificado que van desde los 150 V DC hasta los 600 V DC, existiendo incluso aplicaciones de varios miles de voltios. Por otra parte, estos circuitos de potencia cuentan con un gran número de transistores y tiristores, que se encuentran en diferentes partes del circuito.

Por ello, es casi siempre necesario que los amplificadores de compuerta sean aislados. Este aislamiento en ocasiones debe ser doble: Aislamiento de las señales de control y aislamiento de la fuente de alimentación.

La magnitud del voltaje de aislamiento está determinada por la aplicación, y suele estar entre 500 V y 10 KV.

Normalmente se utilizan tres métodos de aislamiento:

- Transformador de pulsos
- Opto acoplador
- Fibra óptica

Cada uno de ellos tiene sus ventajas y desventajas en cuanto a coste, complejidad de implementación y tiempos de propagación.

Niveles lógicos de la señal de entrada

Este es un parámetro de suma importancia, que determina la compatibilidad del módulo amplificador de compuerta con el sistema de control usado. Pueden ser compatibles CMOS, TTL, lógica de 3V3 o 0...VDD entre otros.

Tiempo de propagación de la señal

Es el tiempo que tarda la señal de control en atravesar el amplificador de compuerta. Valores típicos se encuentran entre 100 nS y 1 uS, aunque existen módulos especiales con retardos inferiores a 5 nS.

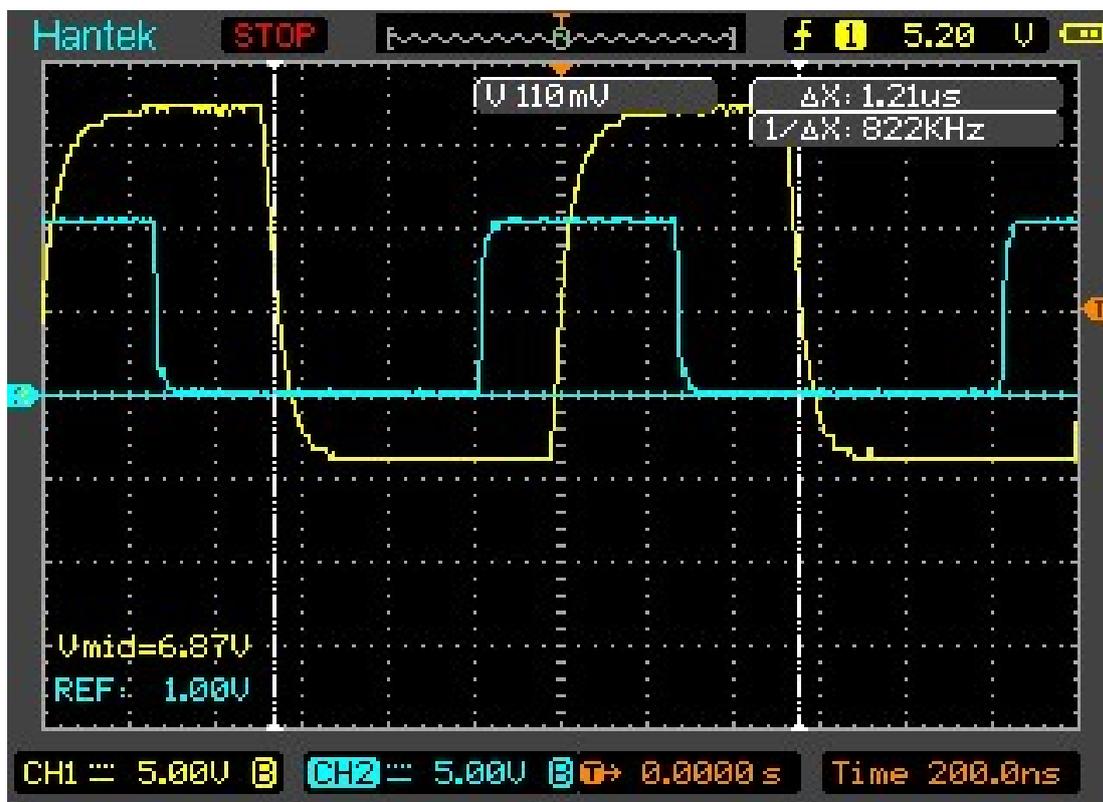


Fig.1.1. Tiempo de propagación del driver Le-O1J20-09 de Ledoelectronics.

Este parámetro es más significativo a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, donde es importante garantizar que todos los canales de control tengan la misma latencia, para evitar errores de secuencia y fase en el control del convertidor.

Como podemos ver en la fig.1.1 el amplificador de compuerta Le-O1J20-09 de Ledoelectronics, basado en opto acoplador tiene un tiempo de propagación de unos 200 nano segundo.

Tiempos de flanco de subida y bajada

Es el tiempo que necesita el pulso de salida, en la compuerta del transistor para alcanzar el 90 % de su amplitud total cuando sube, o el 10 % cuando baja. En la fig.1.1 podemos ver que el tiempo de subida es de 40 nS y el tiempo de bajada es de 25 nS.

Este es uno de los parámetros más importantes de cualquier módulo de control de compuerta, ya que define la velocidad de encendido y apagado de los transistores, influyendo directamente en el $\frac{di}{dt}$ y $\frac{du}{dt}$, la generación de ruidos y sobre voltajes.

Su valor se puede ajustar modificando R_G .

Es importante destacar, que el mejor driver no es el más rápido si no el que mejor se adapta al dispositivo que controla y a las características de la aplicación. En ningún caso se debe intentar conmutar un MOSFET, IGBT o BJT a velocidades que este no soporte, o morirán por el éxito de su driver. Esto es válido también para los Triacs y SCR, pero en este caso, las medidas hay que tomarlas en el circuito de potencia.

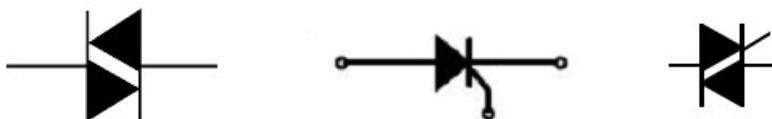
Si los transistores conforman un puente o medio puente y trabajan sobre una carga inductiva, entonces el tiempo de encendido debe limitarse al tiempo de recuperación de los diodos anti paralelos, que suelen ser más lentos que el transistor.

El proceso de apagado no tiene que esperar por ningún otro componente, así que se puede acelerar, lo que también es bueno para luchar contra el efecto Miller, sin olvidar que esto a su vez puede hacer que aparezcan picos de sobre voltaje en los electrodos del transistor.

Canales de control

Es el número de transistores (SCR) que el amplificador de compuerta puede controlar. La mayoría de CI especializados son de un solo canal, para la parte baja o alta de los brazos de un puente o de dos canales como es el caso del clásico IR2110 de International Rectifier.

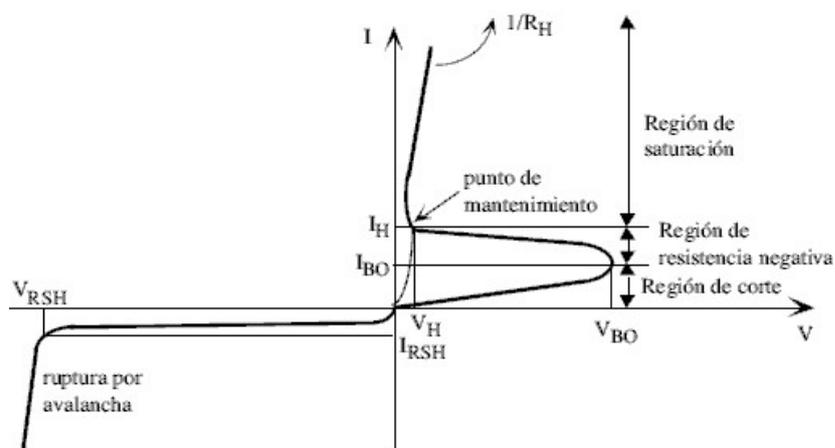
2. Amplificadores de compuerta para SCR y Triacs



A diferencia de los diodos, ellos están constituidos por tres uniones P-N o cuatro capas, y su funcionamiento es muy diferente. Presentan zonas con resistencia negativa en su característica VA, lo que lo hace muy interesantes. Los representantes más comunes de esta familia son:

- El Diac
- El Tiristor
- El Triac
- GTO

El Diac unidireccional o Dinistor

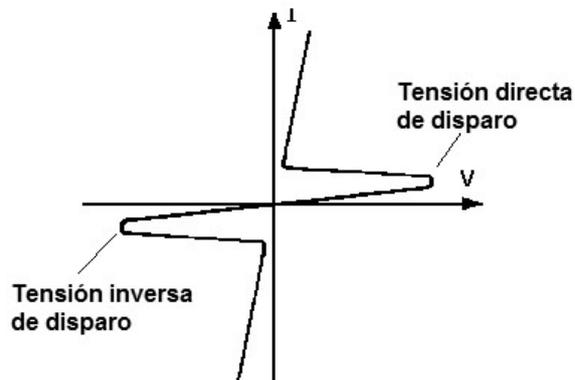


Se diferencia de un diodo rectificador, en que para entrar en conducción no basta con que se polarice en directo. Para ello además el voltaje aplicado entre ánodo y cátodo debe superar el Voltaje de encendido V_{BO} , que depende de cada dispositivo.

Una vez que el voltaje supera el valor V_{BO} , se inicia un proceso de avalancha de inyección de cargas con retroalimentación positiva, lo que da lugar a que el diodo entre de forma violenta en conducción (zona de resistencia negativa en el gráfico). A partir de aquí todo ocurre como en un diodo rectificador, y la corriente circula a través de la carga, si es mayor que la corriente de mantenimiento del dispositivo.

El comportamiento en la parte inversa de la característica VA es igual que el de un diodo rectificador.

Son mucho más comunes en el mercado, los Diacs simétricos o simplemente Diacs, que se comportan igualmente en ambas polaridades

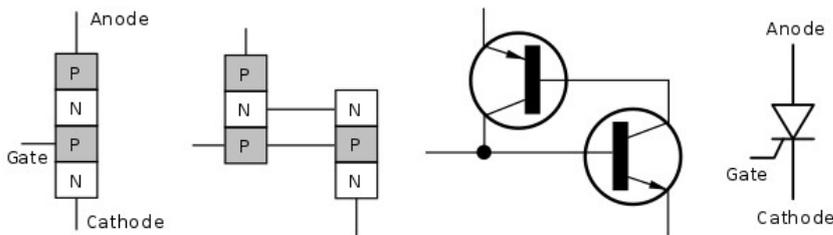


Los Diacs son usados mayormente como generadores de pulsos y elementos de disparo de tiristores y Triacs de mayor potencia.

El Tiristor o SCR

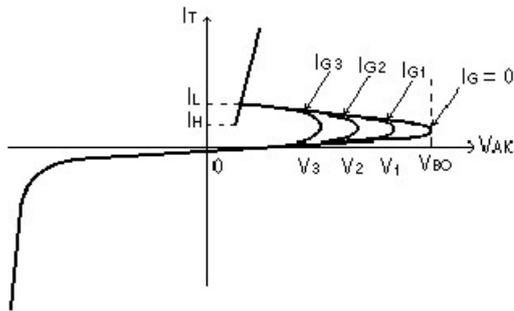
Es sin duda el conmutador electrónico de mayor potencia. Fue desarrollado por los ingenieros de General Electric en los años 60, quienes se basaron en los trabajos del premio nobel William Shokley.

Es un rectificador controlado (dispositivo unipolar). Capaz de conmutar corrientes de varios KA y voltajes de varios KV.



Como puede verse más arriba, es un dispositivo semiconductor de cuatro capas equivalente a la conexión de dos transistores bipolares con retroalimentación positiva.

Su funcionamiento es bastante parecido al de un Diac unipolar, con la diferencia de que el SCR cuenta con un electrodo de control o compuerta, que puede llevarlo al estado de conducción o disparo, sin que se tenga que alcanzar el voltaje de ánodo de ruptura.

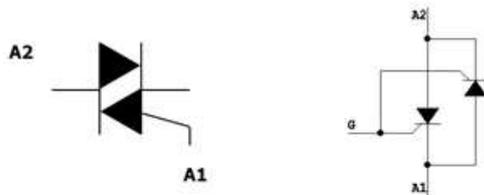


Su curva característica se convierte en la de un diodo rectificador convencional, si la corriente de control I_G se iguala o supera el valor nominal que aparece en su hoja de datos. Esta corriente puede ser desde unos pocos mA hasta varios amperios en dependencia de la potencia del SCR.

Es importante destacar, que una vez ocurrido el disparo, para que la corriente de ánodo se mantenga es necesario que esta supere un valor mínimo, llamado corriente de mantenimiento, detallada en la hoja de datos del dispositivo.

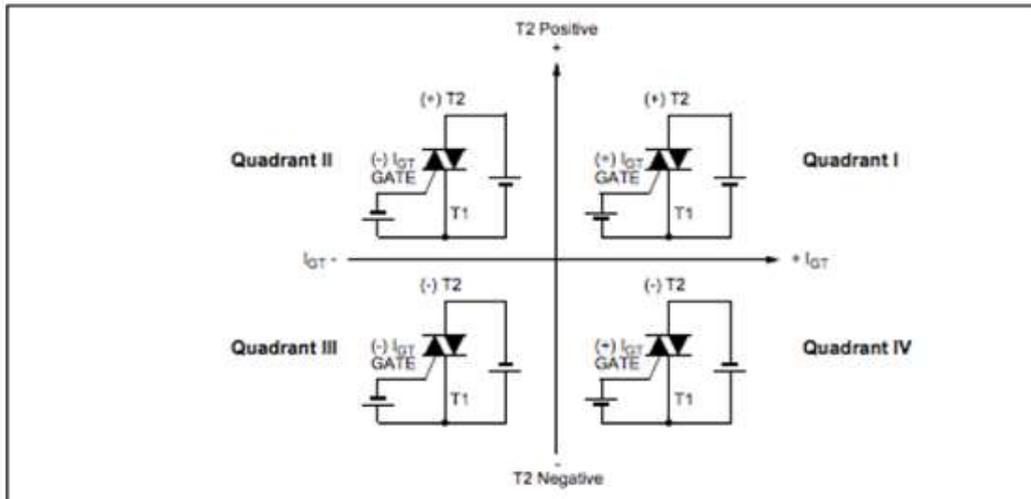
El Triac

El Triac es muy parecido al SCR, con la diferencia de que es un conmutador de corriente alterna. Es el equivalente a la conexión en anti paralelo de dos tiristores, por lo que su característica VA es simétrica.



La relación entre las polaridades de la corriente de ánodo A1 y la corriente de control I_G , hace que se puedan definir cuatro posibles cuadrantes de trabajo del Triac:

1. Primer cuadrante. A1 positiva y I_G positiva.
2. Segundo cuadrante. A1 positiva y I_G negativa.
3. Tercer cuadrante. A1 negativa y I_G negativa.
4. Cuarto cuadrante. A1 negativa y I_G positiva.

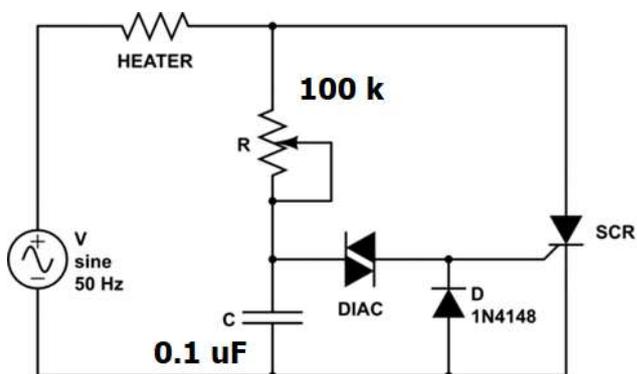


Los cuadrantes 1 y 3 son los más utilizados, por su facilidad de implementación utilizando los CI de control con opto acopladores disponibles en el mercado. El cuarto cuadrante es donde el dispositivo presenta menor sensibilidad, por lo que hay que aplicarle mayor corriente de control para que ocurra el disparo.

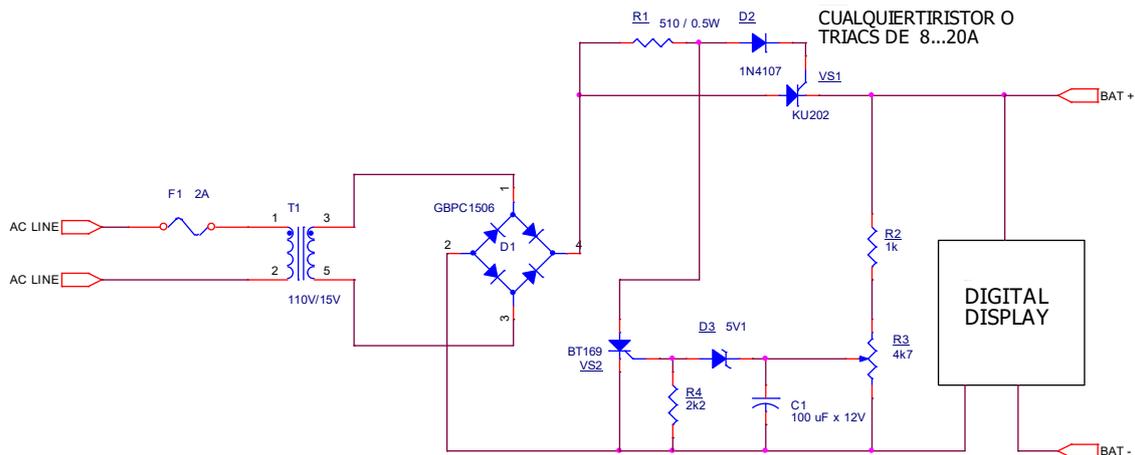
Circuitos prácticos para el disparo de Tiristores

Para disparar un tiristor solo es necesario inyectar una corriente positiva a través de la compuerta y el cátodo, cuando el ánodo es positivo. El valor de la corriente de control tiene que estar acorde con su hoja datos.

Si no se requiere aislamiento, se puede utilizar una gran variedad de circuitos basados en componentes discretos: diodos, diacs, transistores, CI etc, ya que no se requiere de una forma especial, ni de una duración específica para la señal de control.

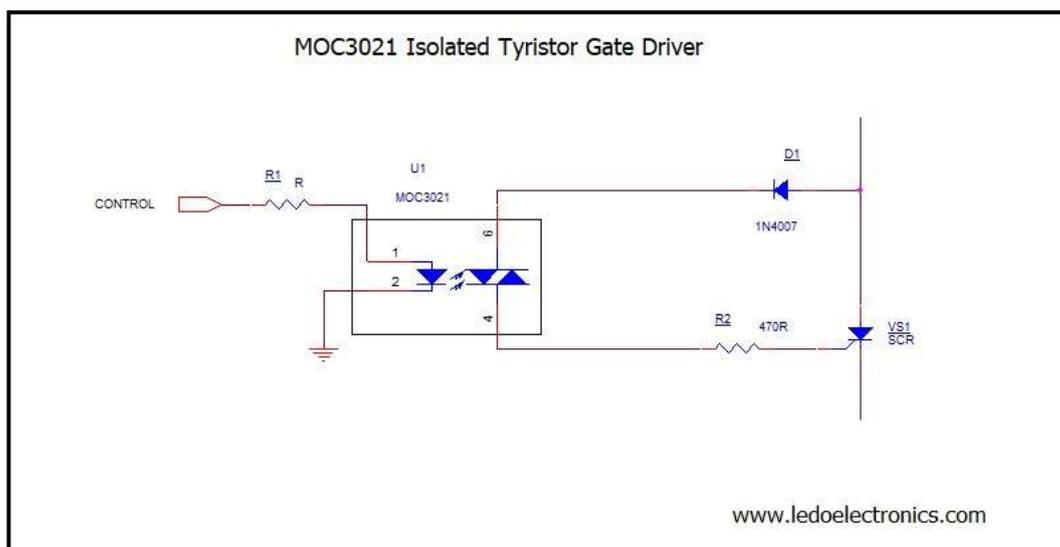


En este caso, solo se aprovecha algo menos de media onda de la tensión de la red AC, ya que el SCR se bloquea con polaridad inversa. La corriente a través del calefactor se puede regular modificando la constante de tiempo RC.



Aquí se muestra el circuito completo de un cargador de baterías de automóviles usando tiristores. El V/A digital es opcional, y puede ser eliminado del circuito. El SCR se encuentra después del puente rectificador, por lo que se aprovechan ambas semiondas del voltaje de la red.

Cuando se requiere aislamiento entre el circuito de control y el circuito de potencia, podemos utilizar algún tipo de circuito opto acoplador disparador de Triacs como el MOC3021 que puede funcionar con voltajes de pico de 400V, o el IL4208 capaz de trabajar hasta con 800V.

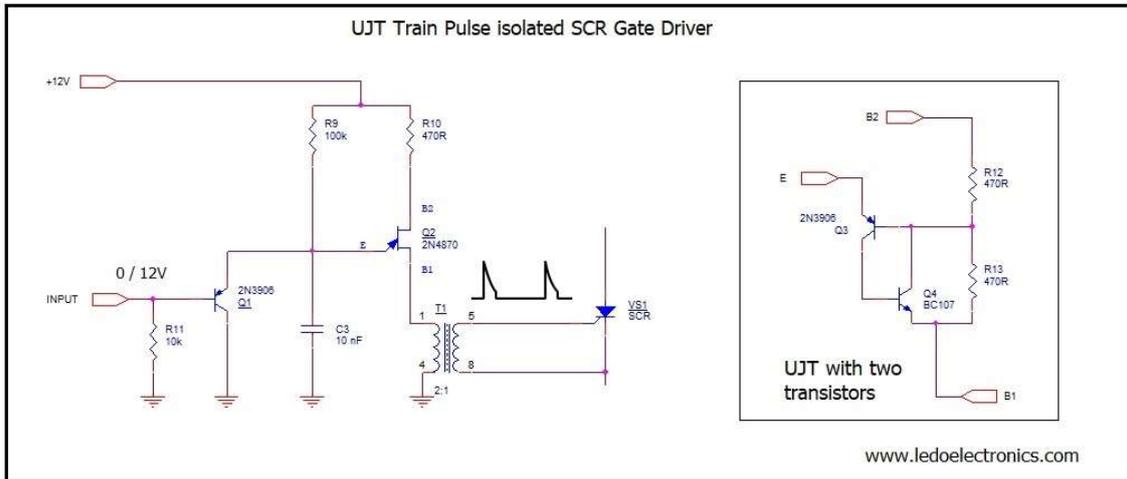


Sin embargo, es mucho más común el uso de etapas de salida basadas en transformadores de pulsos para el cebado de los tiristores, ya que estos permiten obtener trenes de pulsos cortos, para el ametrallamiento de la compuerta, garantizando mucha más seguridad y eficiencia en el disparo.

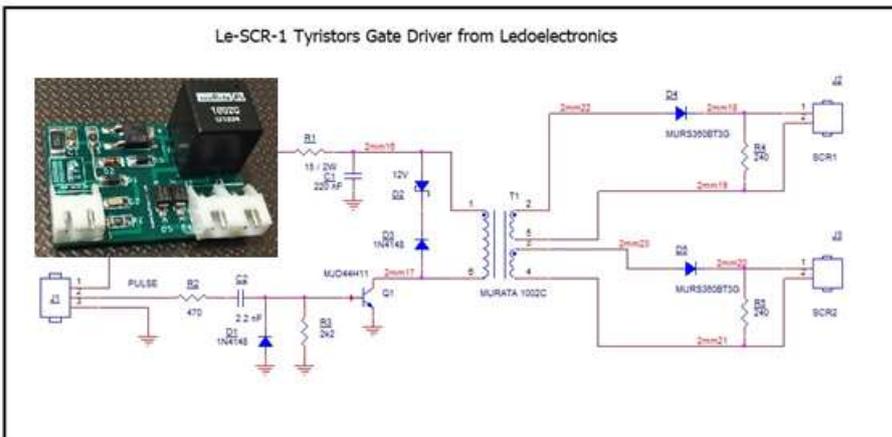
La figura de abajo muestra un amplificador de compuerta basado en un oscilador con transistor UJT. Si aplicamos un nivel alto en la entrada de señal, Q1 se bloquea

liberando el oscilador de relajamiento y la compuerta de VS1 es ametrallada por pulsos cortos a una frecuencia determinada por R9 y C3.

El transistor UJT puede ser sustituido por su equivalente con dos transistores bipolares complementarios como se muestra a la derecha. El modelo con dos transistores funciona mejor que el original, R12 y R13 permiten modificar el voltaje de ruptura.



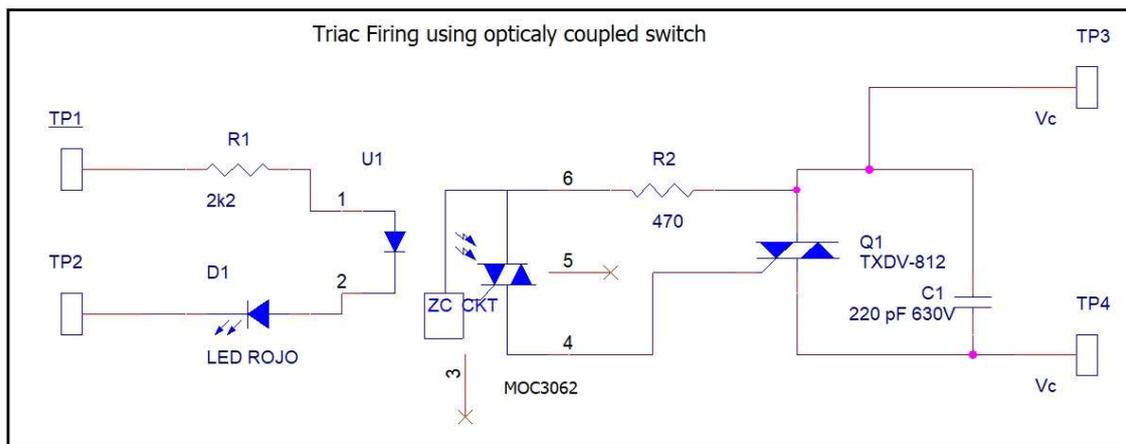
El circuito de abajo muestra un módulo fabricado por Ledoelectronics para el disparo de dos SCR de 50 A. El voltaje de alimentación puede variar entre 9 y 24 V DC. Su entrada de señal es compatible con cualquier tipo de lógica. La red pasiva diferenciadora en la en la base de Q1 acorta los pulsos y disminuye las pérdidas.



Circuitos prácticos para el disparo de Triacs

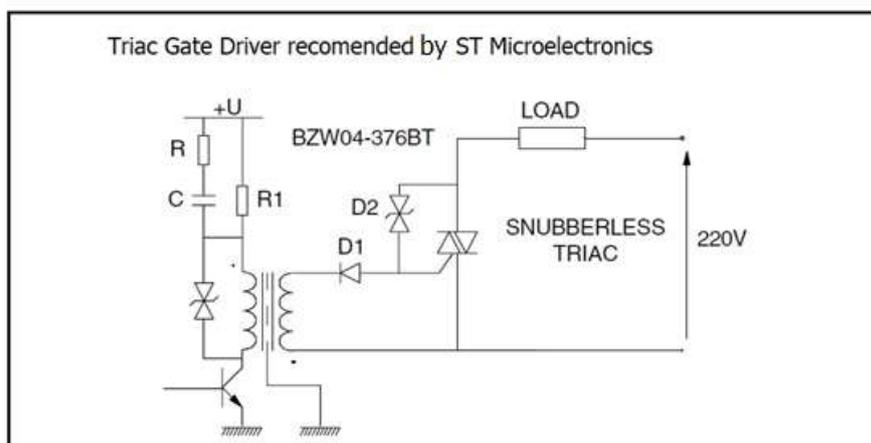
Al inicio del capítulo vemos que en dependencia de la polaridad del Electrodo T2 y de la señal en la compuerta G con relación a T1, podemos definir cuatro cuadrantes de trabajo para los triacs. Hay que revisar la hoja de datos, para ver cuales de estos modos son factibles para un dispositivo concreto.

Normalmente la mayoría de ellos soporta el disparo en los cuadrantes I y III, así que podemos usar cualquier CI de disparo de triacs, con optoacoplador, ya sea con encendido aleatorio (Random) o con encendido en paso por cero. Por ejemplo la serie MOC302x con conmutación aleatoria, o la serie MOC306x con paso por cero.

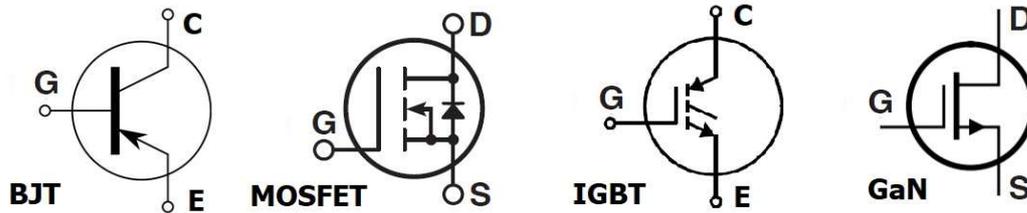


Utilizar un transformador de pulsos es una forma muy recomendable y eficiente de disparo de un triac:

- Aislamiento galvánico entre el control y la potencia.
- Amplificador de compuerta con pocos componentes.
- Flexibilidad en el uso de diferentes cuadrantes.
- Optimización de la señal de control. Pulso unitario o ametrallamiento.
- Posibilidad de controlar más de un triac con un solo transformador.



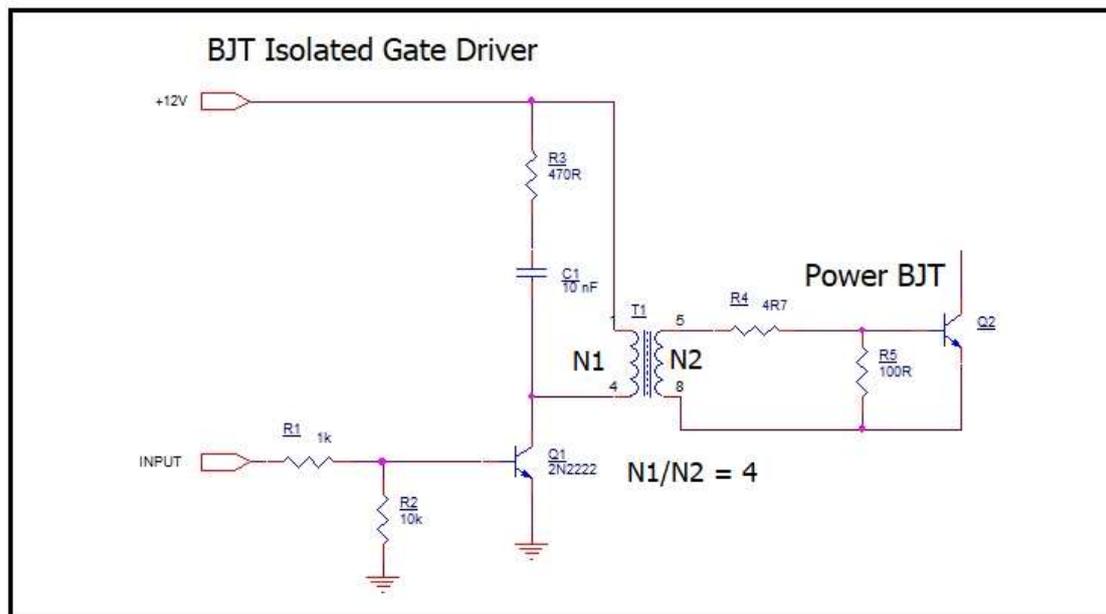
3. Amplificadores de compuerta para BJT, IGBT y MOSFETs



Amplificador de compuerta para BJT

Debido al fenómeno de avalancha secundaria, y a su baja ganancia de corriente, el transistor bipolar de potencia ha sido relegado a un uso marginal dentro de las aplicaciones de potencia. Su configuración Darlington parecía resolver los problemas de amplificación, pero luego resultó que no era tan útil como parecía. Hoy día su uso ha quedado reducido al control de solenoides de electroválvulas y relés en aplicaciones por debajo de los 30 Vatios.

La figura de abajo muestra un amplificador con transformador de pulsos, que es una de las formas más sencillas de obtener la corriente necesaria para excitar un transistor bipolar de potencia. Etapas similares se usaban en las etapas de salida de deflexión horizontal de TV y monitores basados en los ya extintos tubos de rayos catódicos.



Amplificadores de compuerta para MOSFET e IGBT

Sabemos que los MOSFETs son dispositivos de conmutación muy eficientes por debajo de los 50V, donde pueden gestionar grandes corrientes a frecuencia muy elevada con un rendimiento alto. La cosa cambia a medida que aumenta el voltaje a conmutar. Por encima de los 400V era recomendable el uso de los IGBT, cuyo comportamiento es mejor; con la limitación de que no pueden trabajar más allá de los 50 KHz – 70 KHz, debido al efecto de cola (Tail Effect) provocado por la recombinación de los portadores minoritarios durante el apagado.

En la última década todo ha cambiado. La aparición y perfeccionamiento de los dispositivos de banda ancha (wide bangap) basados en carburo de silicio (SiC) y nitruro de galio (GaN) está causando una nueva revolución en el campo de la electrónica de potencia. Los nuevos MOSFETs cubren la gama de 600V...1200V con un comportamiento muy superior al de los IGBTs de silicio.

Los dispositivos SiC y GaN son mucho más rápidos, tienen menor pérdida en conducción y algo muy importante: pueden trabajar a mucho mayor temperatura.

El hecho de que su zona prohibida sea tres veces más ancha que la del silicio (3.1 y 3.6 EV contra 1.1 EV) hace que los electrones necesiten mucha más energía para pasar de la zona de valencia a la zona de conducción. Estos materiales siguen siendo semiconductores hasta cerca de los 1000 °C, mientras el silicio se comienza a degradar a partir de los 175 °C. Esto permite reducir las exigencias en cuanto a disipación de calor.

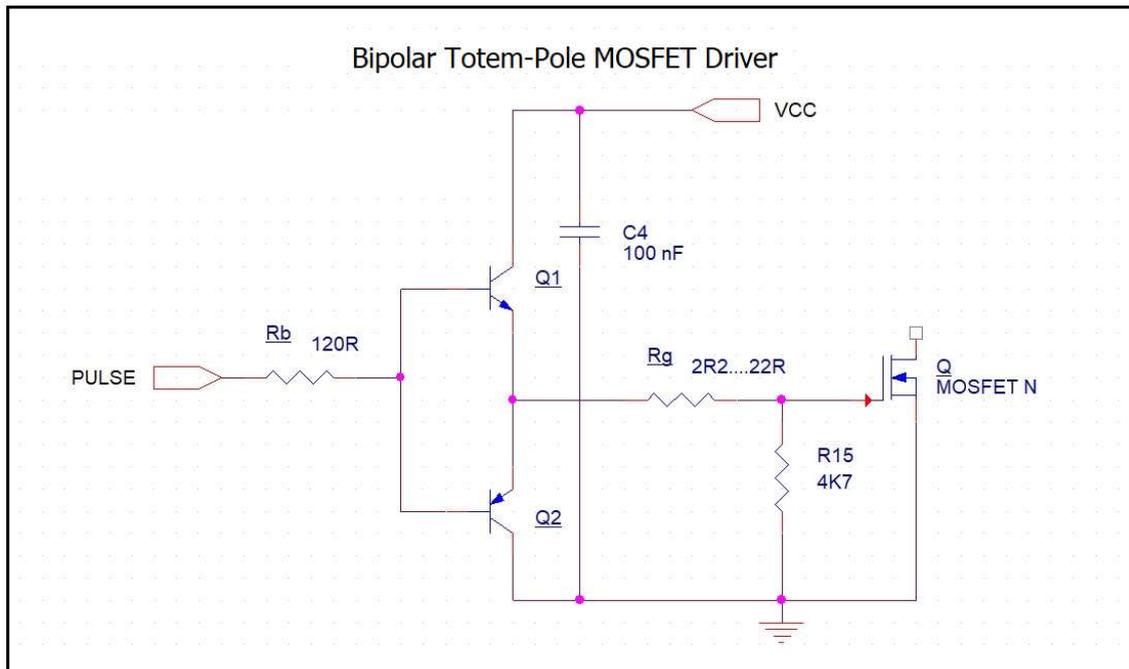
Un mayor ancho de banda también garantiza un potencial de ruptura eléctrica mucho más alto (unas 10 veces), lo que permite disminuir su tamaño aumentando la densidad de potencia.

Hoy día el coste de los dispositivos SiC y GaN es más alto que el coste del Silicio, pero dada sus ventajas, en un futuro cercano terminarán desplazándolo por completo.

Los IGBTs y MOSFETs, independientemente de su tecnología de fabricación son dispositivos controlados por tensión por lo que sus circuitos de control de compuerta son bastante parecidos, salvando algunas peculiaridades como diferencia de niveles de voltaje, frecuencia y los tiempos de encendido y apagado.

Los dispositivos SiC y GaN son más pequeños, por lo que su parámetro $I^2 \cdot t$ es menor que el de los de silicio, tienen menor capacidad para soportar las corrientes de sobrecargas y cortocircuito. Esto es algo que no podemos olvidar al diseñar el circuito de protección.

Es posible diseñar un amplificador de compuerta de calidad partiendo de componentes discretos, usando transistores.



La figura de arriba es un ejemplo de un circuito con elementos discretos, basada en una etapa push-pull no inversora, con transistores bipolares complementarios. Tiene el inconveniente de que no ofrece ganancia de voltaje, y la amplitud del pulso de entrada debe ser comparable a VCC.

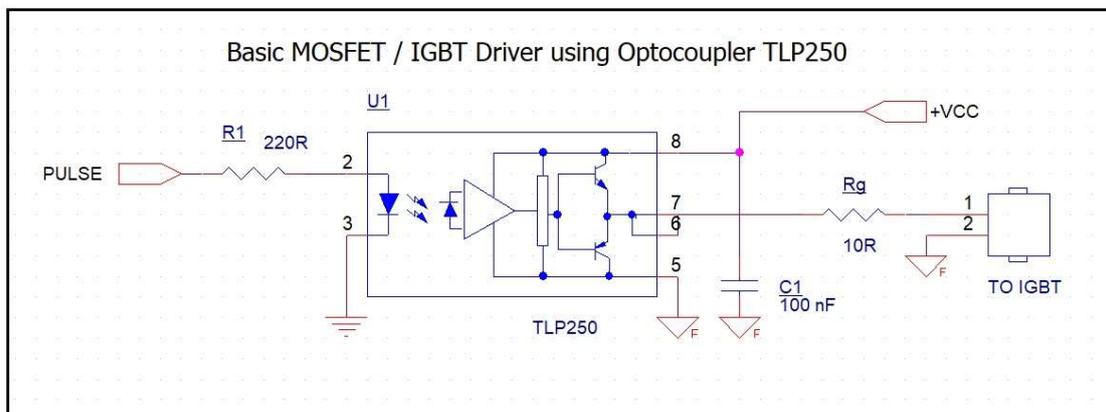
En mi opinión, es preferible basar el diseño en alguno de los cientos de CI especializados existentes en el mercado. Esto no solo ahorra tiempo de diseño y espacio en la PCB, sino que además permite utilizar una serie de funcionalidades adicionales que garantizan estos circuitos para aumentar la fiabilidad y el rendimiento.

Listado de CI amplificadores de compuerta de uso común.

IC	I DE PICO, A	DESCRIPCION
TLP250	2.5	Optocoupler
TLP557	2.0	Optocoupler
HCPL3000	2.0	Optocoupler
A3120	2.5	Optocoupler
TLP350	2.5	Optocoupler
TLP2405	0.025	Optocoupler
TLP2408	0.025	Optocoupler
HCPL-316	2.50	IGBT Driver. Desat. Protection
HCPL-339J	2.50	IGBT Driver. Desat. Protection
L6386D		Dual Gate Driver
TD350E	1.50 / 2.30	Miller Clamp
MIC4451	12	Inversor
MIC4452	12	No inversor
IR2110	2.0	Dual
IR2153		Dual+ Oscilador
TC4421	9.0	Inversor

TC4422	9.0	No inverter
IXDD609	9.0	MOSFET / IGBT Gate Driver
IXDD614	14	MOSFET / IGBT Gate Driver
IXDD630	30	MOSFET / IGBT Gate Driver
TLP504		Optocoupler, Dual
ACPL-P346	2.50	GaN SiC
ADuM4121	2.0	GaN SiC Miller Clamp
Si8271	4.0	GaN
PE29102	2.0 / 4.0	GaN
UCC37321	8	Inverter
UCC37322	8	No Inverter

Circuitos prácticos



El valor de R_g es muy importante, ya que determina la velocidad de conmutación, influyendo sobre ambos tiempos de encendido y apagado:

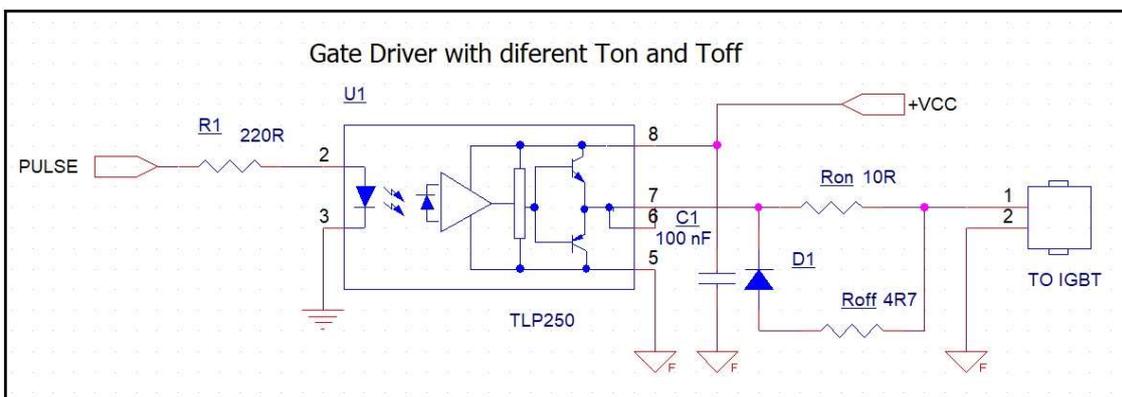
$$T_{ON} = T_{OFF} \approx 3 \cdot R_{TOTAL} \cdot C_{INPUT} ; \quad ()$$

Donde la resistencia total $R_{TOTAL} = R_{DRV} + R_g + R_{MESH}$ es la suma de la resistencia de salida del driver, la resistencia R_g y la resistencia interna de la compuerta del transistor a conmutar.

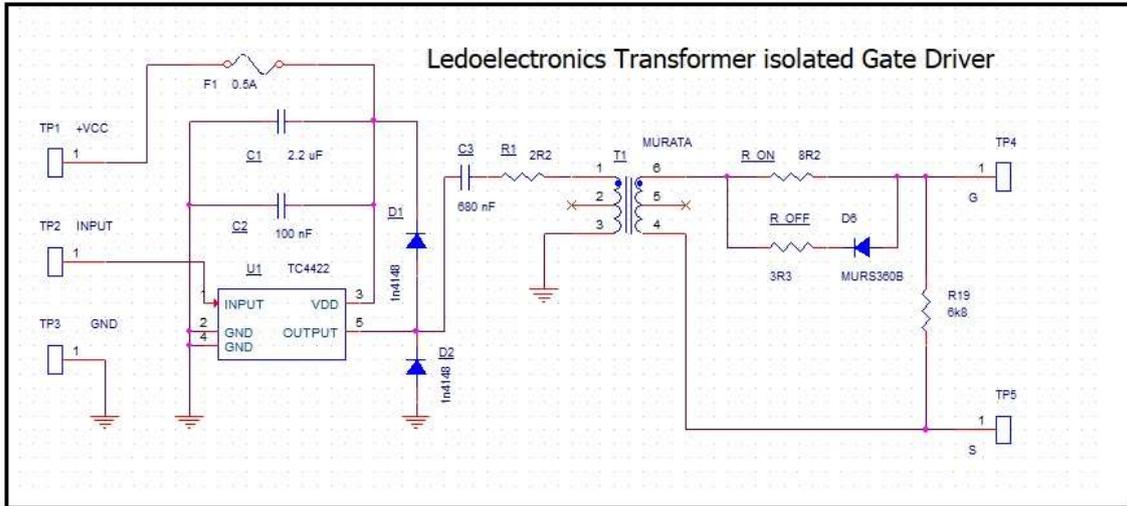
C_{INPUT} es la capacitancia total de entrada del transistor a controlar.

Una disminución de R_g acelera la conmutación aumentando la generación de ruidos eléctricos, las sobre tensiones en apagado, y aumenta peligrosamente el $\frac{dV}{dt}$.

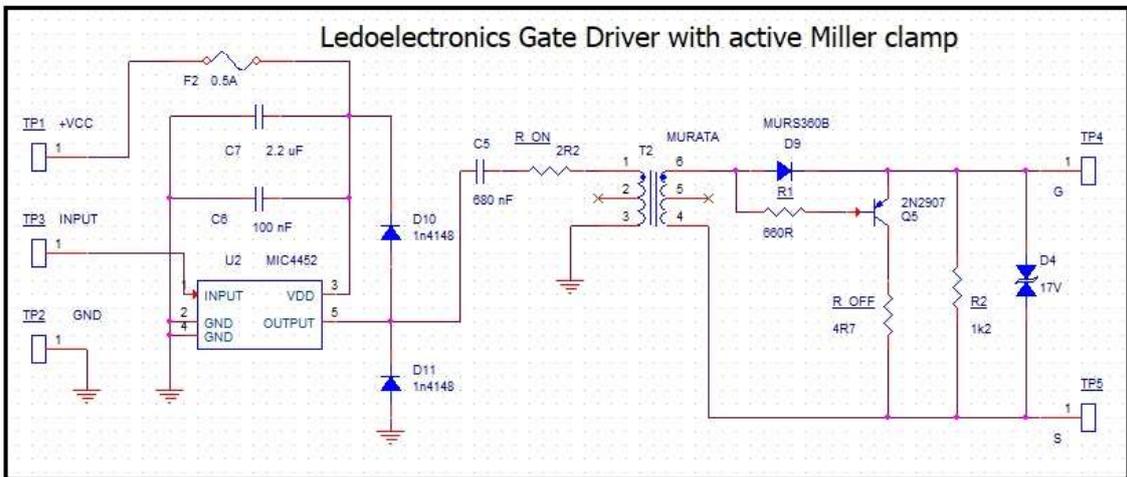
Un aumento deliberado de R_g aumenta las pérdidas en conmutación, y lo que es peor: afecta el apagado seguro del transistor, haciéndolo más sensible a las influencias del Efecto Miller.



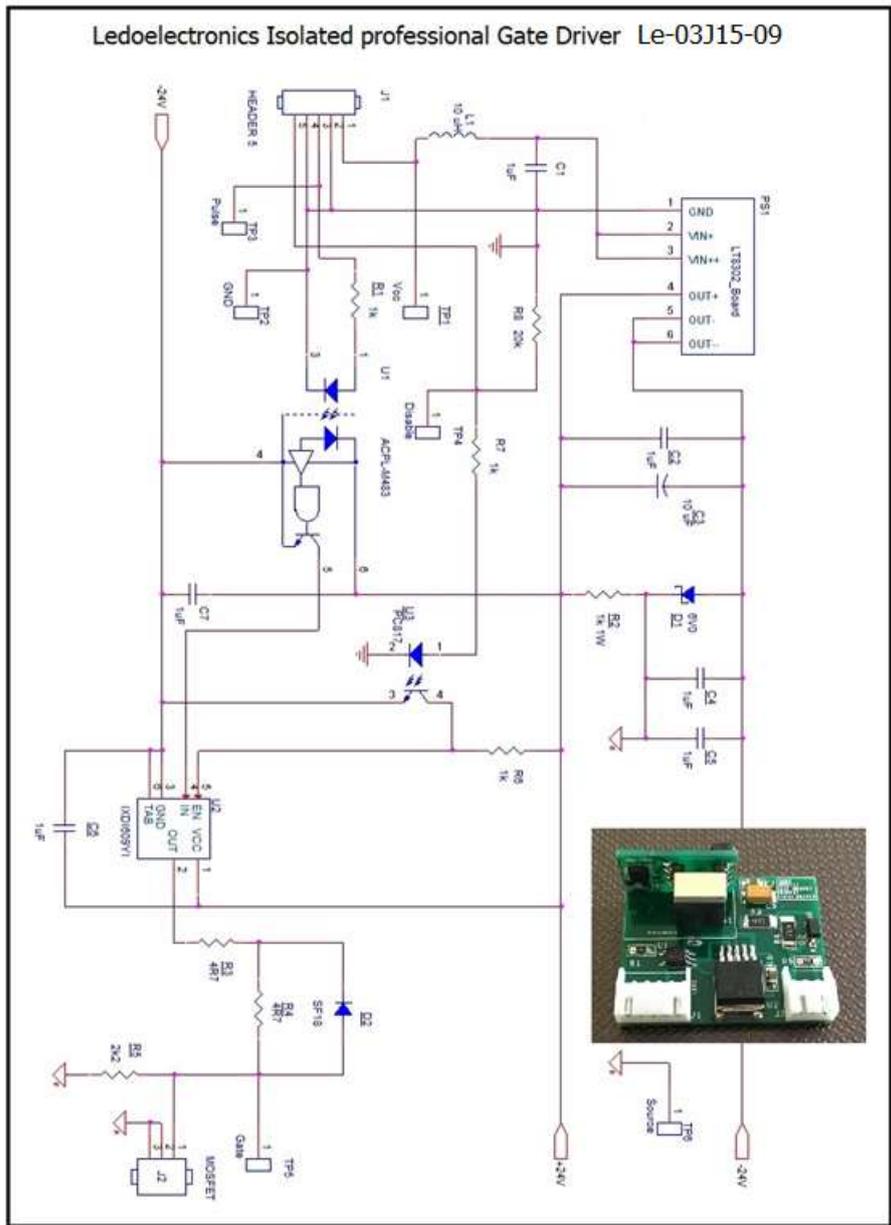
Este otro circuito da mayor flexibilidad, al permitir un ajuste independiente de los tiempos de encendido y apagado. Muchos CI de control de compuerta tienen salidas separadas para estos dos resistores.



En este circuito es importante que el transformador de pulso T1 tenga una inductancia de dispersión (parásita) lo más pequeña posible, para atenuar las oscilaciones de la señal del circuito de compuerta.

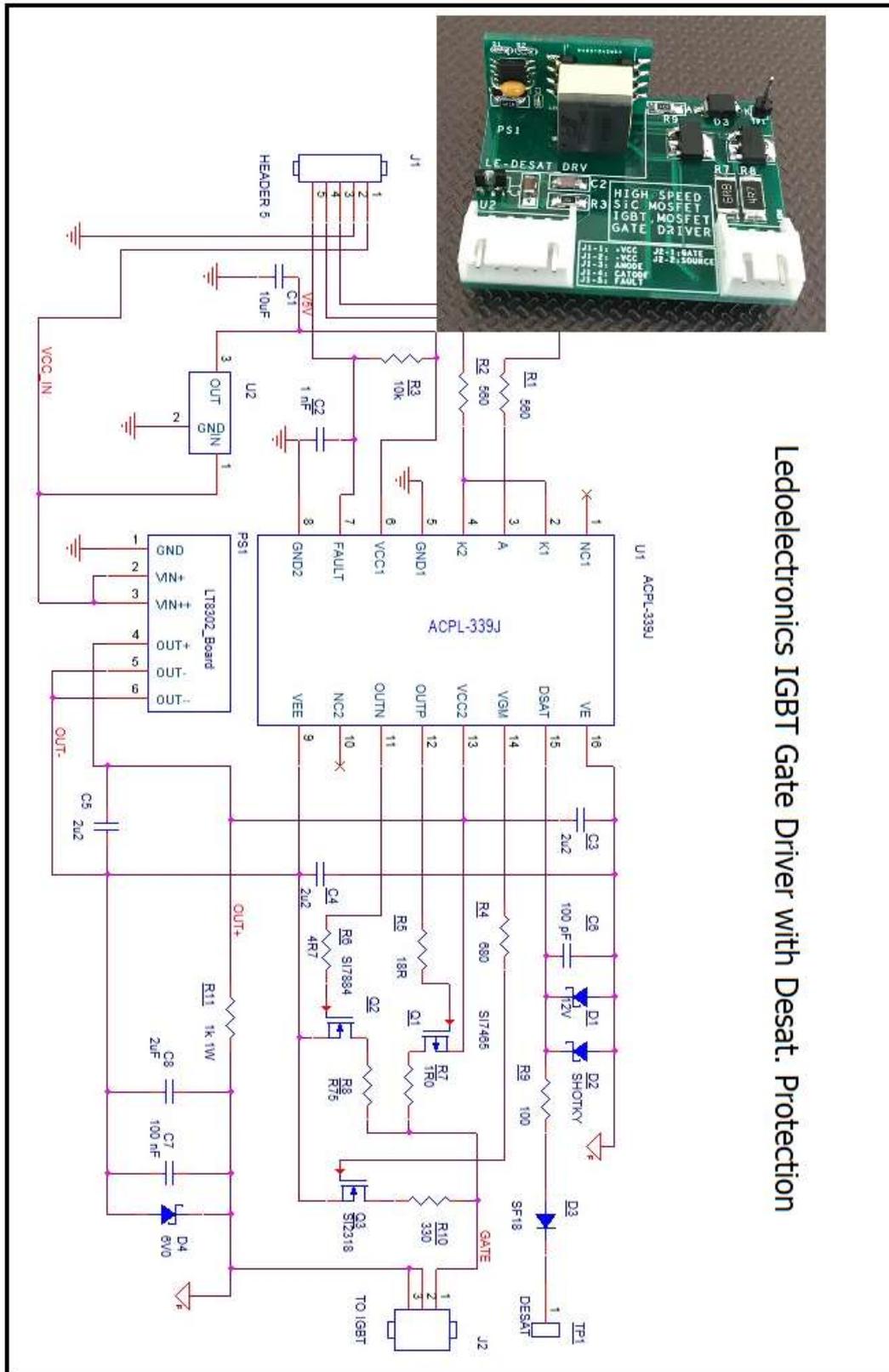


Aquí el apagado del transistor no depende de los parámetros del transformador, ya que existe un camino de baja impedancia a través del transistor PNP, que nunca llega a saturarse del todo, por lo que puede operar a frecuencias muy elevadas. El ajuste de los tiempos de encendido y apagado es independiente, mediante R_ON y R_OFF. Los diodos D10, D11 y D4 son de protección del CI y del transistor de potencia que se controla.

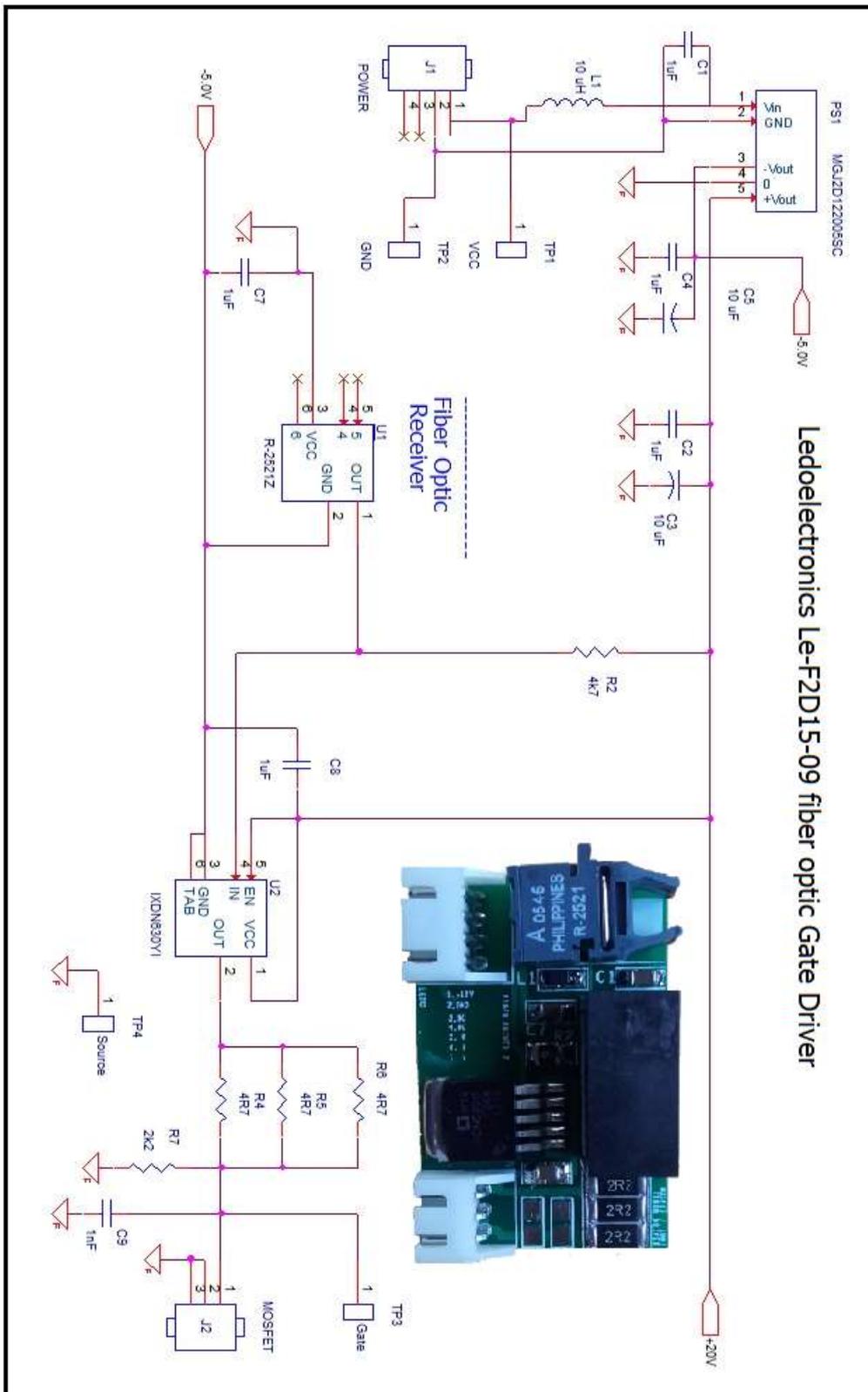


Módulo completamente aislado, basado en el CI IXDD609 de Ixys. Compatible con todos los MOSFETs, IGBT y dispositivos de carburo de silicio. Ha sido probado con éxito hasta 1 MHz.

Ledoelectronics IGBT Gate Driver with Desat. Protection

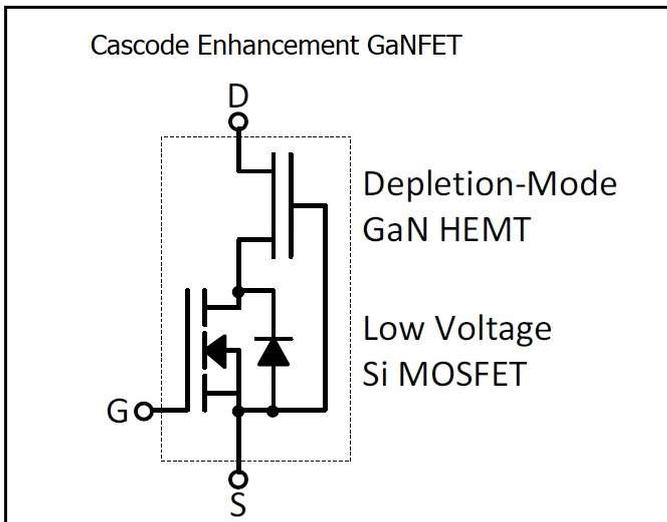


Completamente aislado, permite el control y protección de grandes IGBT



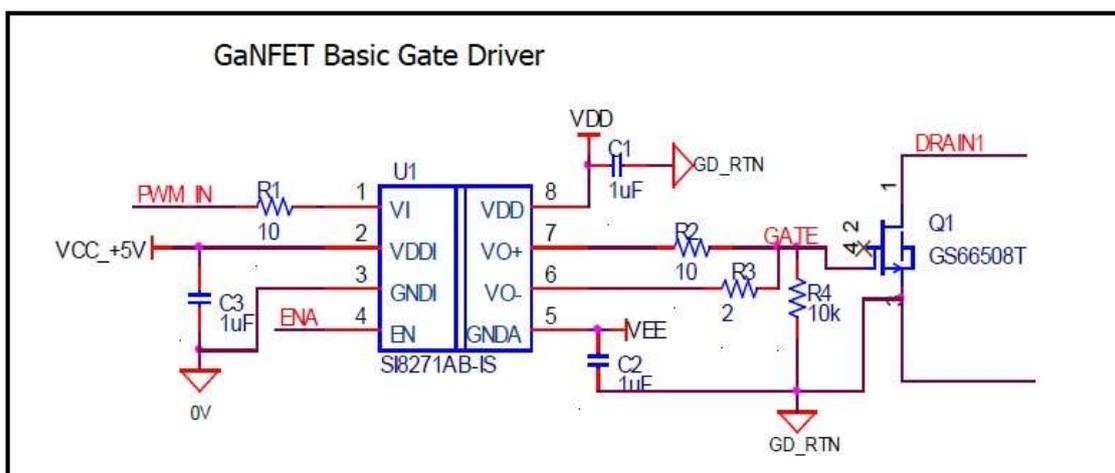
Señal de entrada aislada por fibra óptica y alimentación del driver aislada por el DC-DC de Murata incorporado en el módulo. Cuenta con voltaje negativo de -5V para un apagado más seguro del transistor.

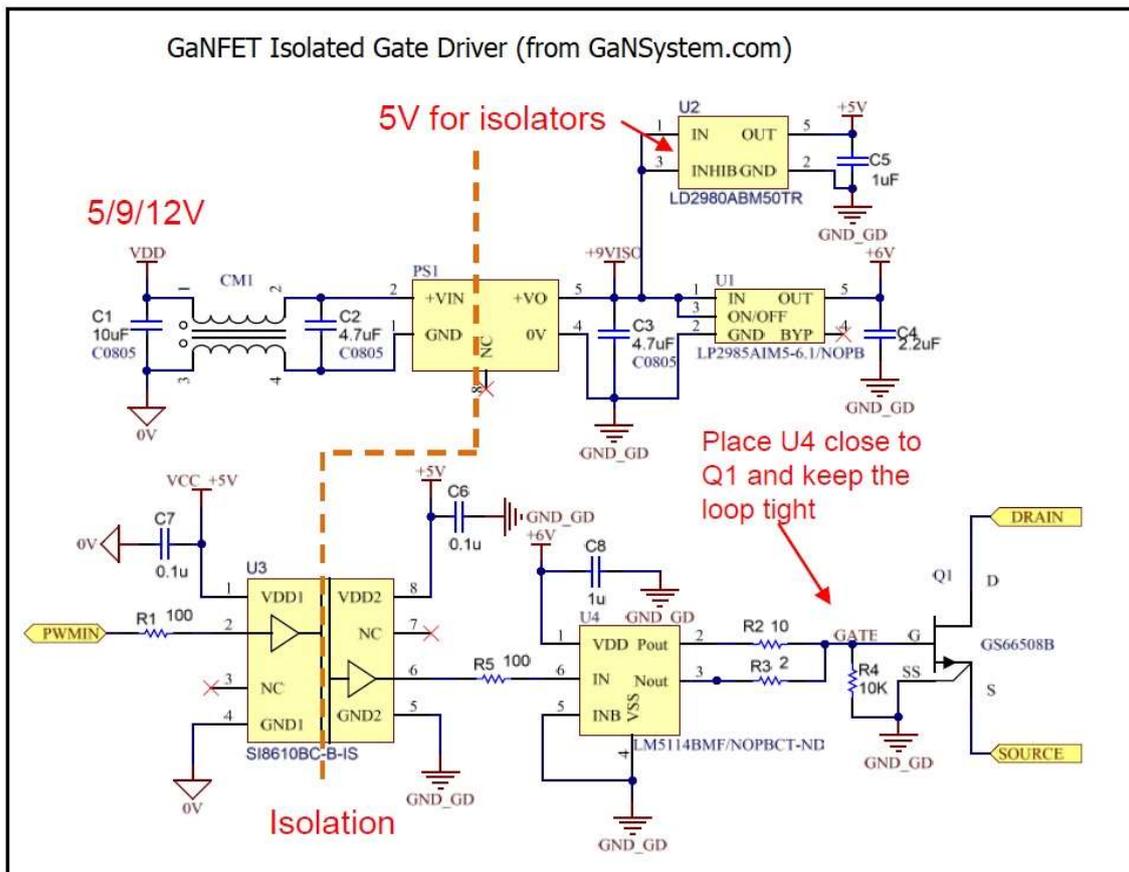
El transistor GaNFET surgió originalmente como un dispositivo de empobrecimiento que conduce de forma natural en ausencia de voltaje en la compuerta. Son mucho más populares los transistores de enriquecimiento, así que primeramente lo combinaron con un MOSFET de bajo voltaje (configuración cascode) para convertirlo. Hoy en el mercado se comercializan un gran número de ellos.



Aunque los MOSFETs de bajo voltaje son dispositivos rápidos, están dinámicamente muy por debajo de los GaN. Así que un GaNFET cascode siempre será peor que un GaNFET puro. Lo bueno es que su control es compatible con el de un MOSFET convencional, y puede usar sus amplificadores de compuerta.

Ya Existen en el mercado transistores GaNFET de enriquecimiento, que pueden trabajar hasta 10 MHz con potencias de varios KW.

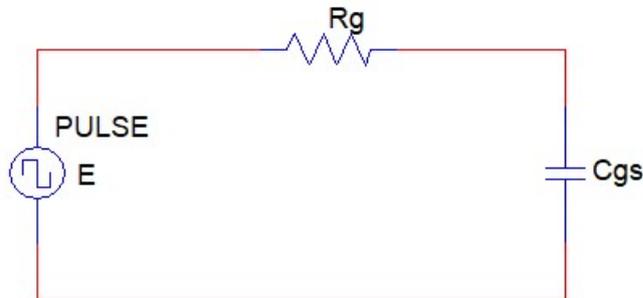




Los transistores GaNFET son muy rápidos, pueden trabajar hasta varios MHz con pérdidas razonables en conmutación. Al diseñar su amplificador de compuerta hay que tener en cuenta que necesitan menor voltaje (entorno a los +5.0V), y que su tensión de umbral es muy baja, por lo que se recomienda usar fuente negativa para su apagado seguro en entornos ruidosos.

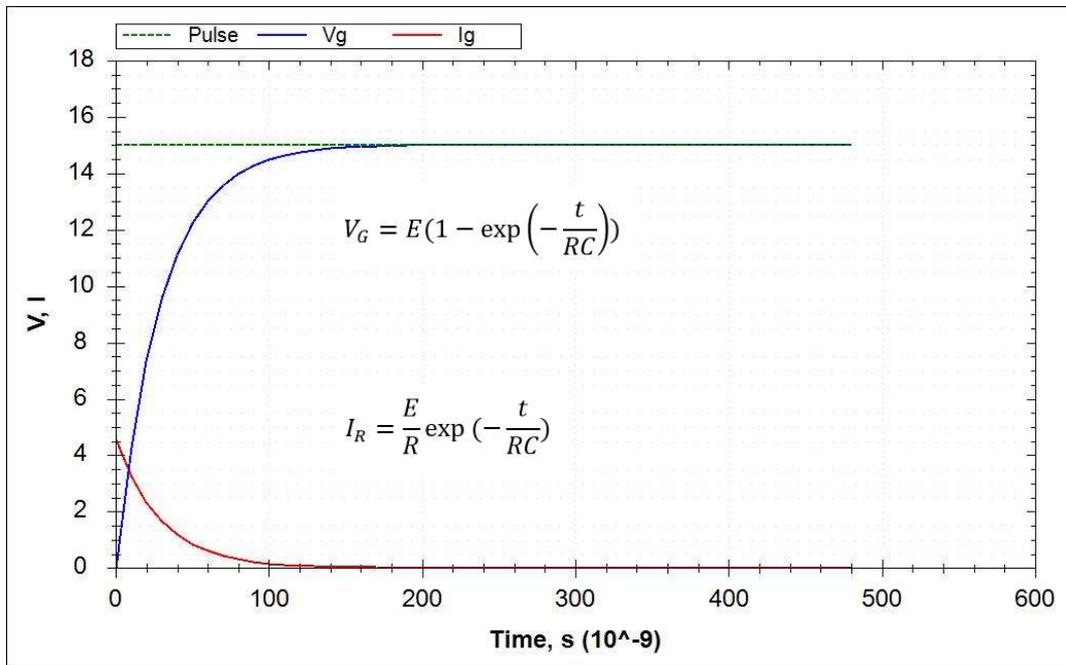
4. Amplificadores resonantes

En los circuitos convencionales de excitación de los transistores, la carga y descarga de la capacitancia de entrada C_{GS} o C_{GE} transcurre de forma aperiódica, acorde con las ecuaciones diferenciales de un sistema de primer orden.



Para el proceso de carga:

$$C \frac{dU_C}{dt} + \frac{U_R}{R} = E$$

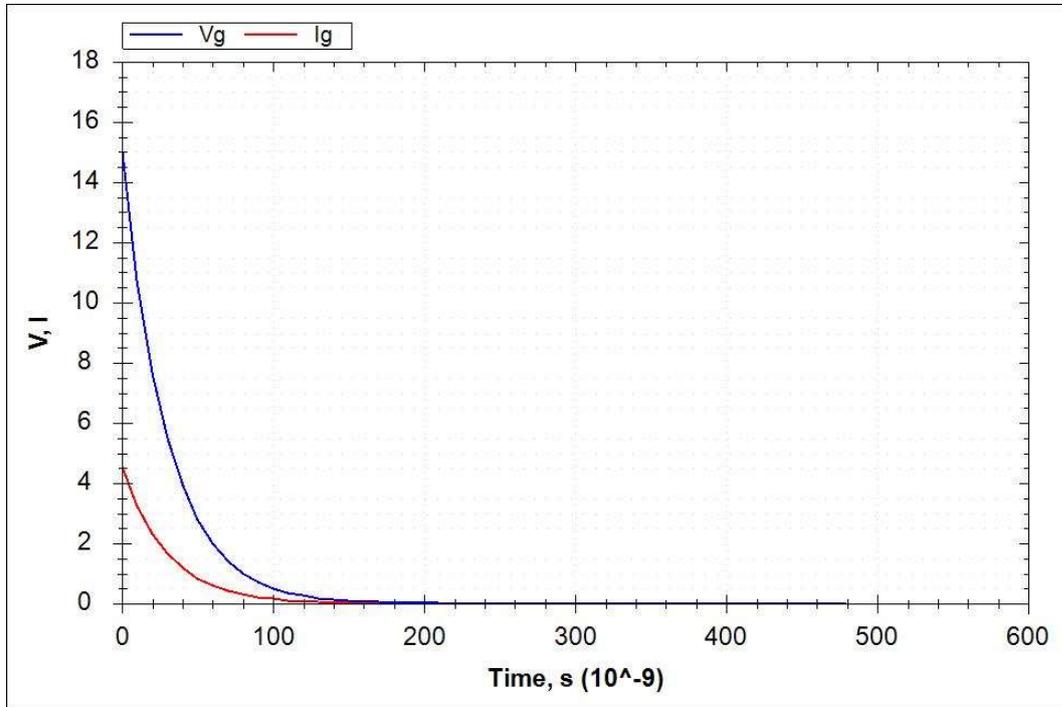


Despreciando la inductancia parásita del circuito, y considerando que la capacitancia de entrada del transistor es lineal, podemos decir que el tiempo de encendido:

$$T_{ON} \cong 3RC$$

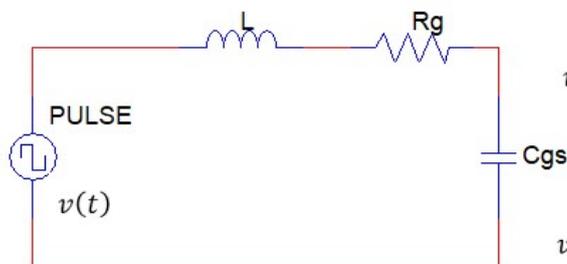
En la práctica este tiempo es algo mayor, ya que debido al efecto Miller existe una región de la curva, donde el proceso de carga transcurre a voltaje constante.

El proceso de descarga del circuito de entrada del transistor es aún más simple, ya que en la mayoría de los casos el voltaje a la salida del amplificador es cero.



Los circuitos RC funcionan maravillosamente a frecuencias bajas y medias. En ellos toda la energía necesaria para el control, finalmente es convertida en calor, disipada en las resistencias activas del circuito. Estamos hablando de decenas de Vatios por transistor, si sobrepasamos el MHz.

Una alternativa es el uso de circuitos resonantes de segundo orden, donde la resistencia R disminuye, y el rol principal lo toma una inductancia L conectada en serie con la capacitancia de entrada del transistor.

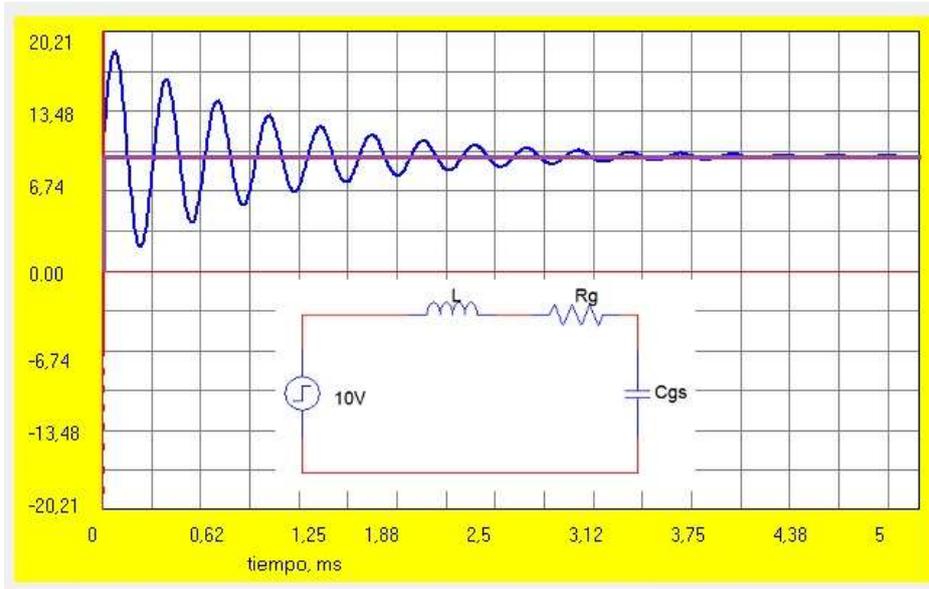


$$v(t) = v_R(t) + v_L(t) + v_C(t)$$

$$v(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau$$

Esto no solo disminuye la disipación de potencia, sino que además permite disminuir considerablemente la potencia de la fuente de alimentación, ya que los elementos reactivos almacenan energía, que puede ser reutilizada.

La imagen de abajo muestra la evolución del voltaje en la compuerta ante una excitación tipo escalón.

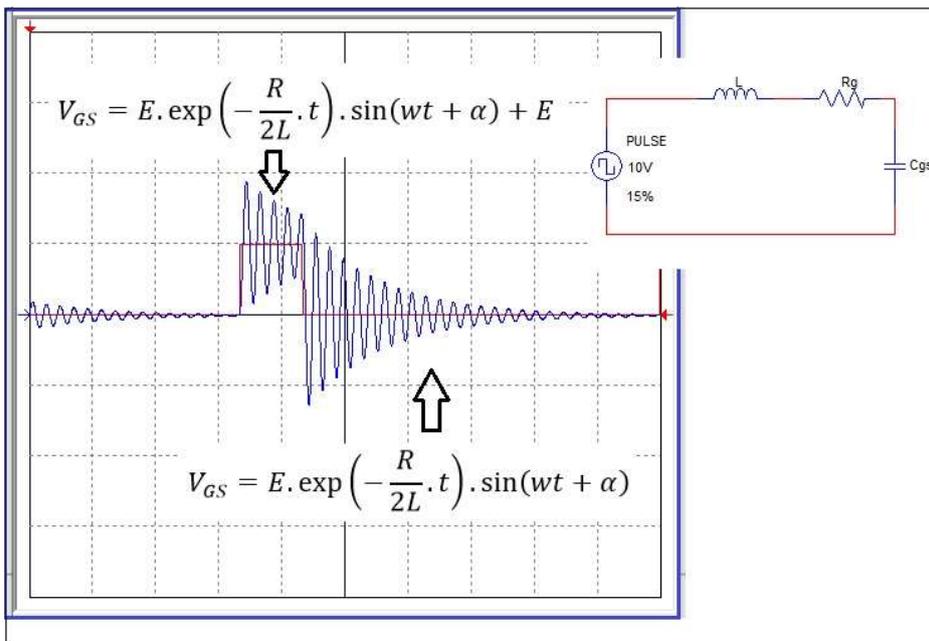


$$W = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$E = 10V$$

$$V_{GS} = E \cdot \exp\left(-\frac{R}{2L} \cdot t\right) \cdot \sin(\omega t + \alpha) + E$$

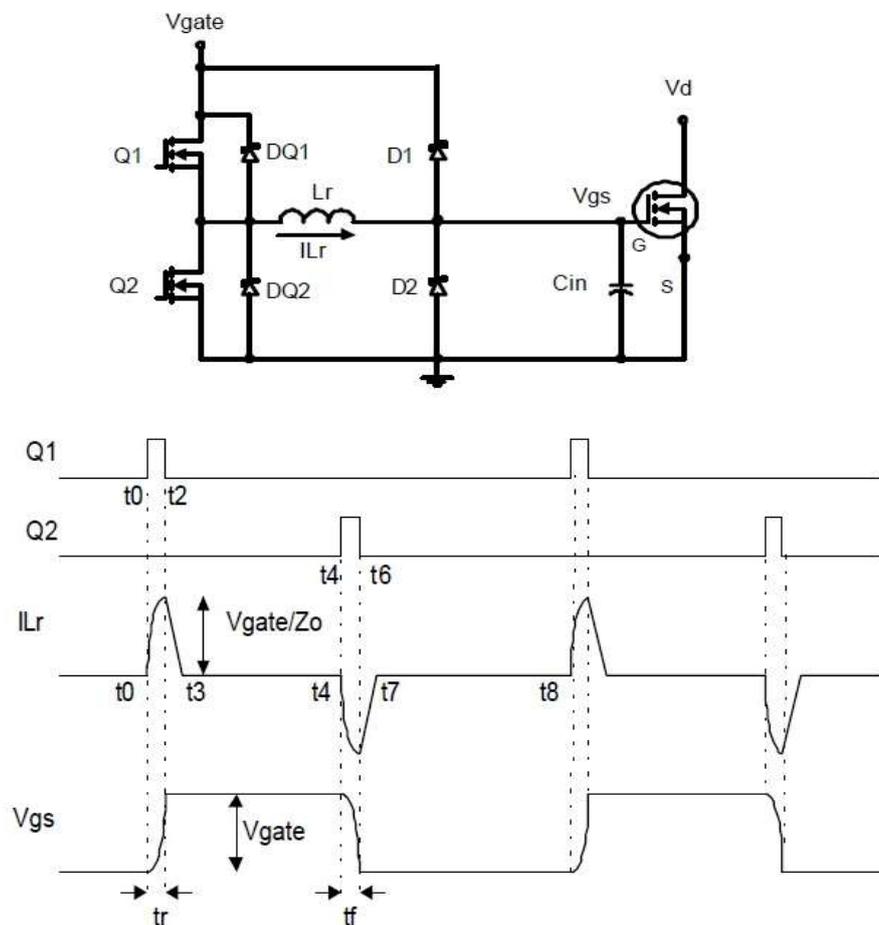
Esta otra imagen muestra el comportamiento del circuito ante un pulso unitario



En ambos casos, la amortiguación ha sido exagerada para mayor entendimiento de los gráficos. En las aplicaciones prácticas, la reactancia inductiva es mucho mayor que R, y el proceso transcurre con muy poca amortiguación.

Está claro, que estas oscilaciones naturales son inutilizables para el control de la compuerta de ningún transistor. Para convertirlas en algo útil hay que añadir componentes adicionales, que permitan detener las oscilaciones en instantes determinados de tiempo.

Hay varias formas de conseguirlo, pero todas conllevan a circuitos complejos [9], o configuraciones más simples, pero que requieren de dos señales de control por transistor, una de encendido y otra de apagado. Un ejemplo de ello es el circuito mostrado en [10], donde solo se ha añadido un inductor L y dos diodos de conmutación.



Este circuito es muy flexible y eficiente, a pesar de su simplicidad. Mantiene su operatividad para diferentes ciclos de trabajo y frecuencia de conmutación. Los tiempos de encendido y apagado dependen de los elementos reactivos del circuito, la inductancia L_r y la capacitancia de entrada del transistor a controlar. Los diodos D1 y D2 interrumpen las oscilaciones en el momento preciso, y devuelven una parte de la energía a la fuente de alimentación del amplificador.

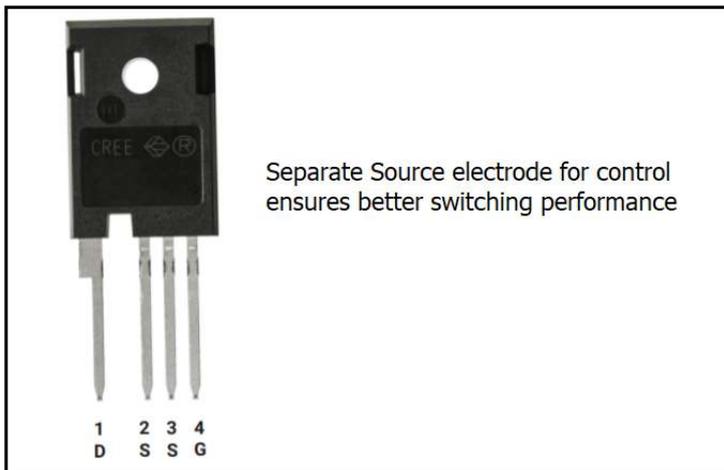
Como contrapartida, necesita de dos señales de control de corta duración, y no presenta un camino de baja impedancia durante la mayor parte de su estado de OFF,

lo que puede ser un problema en configuraciones puente y medio puente de alto voltaje (dU/dt).

5. Métodos de protección del circuito de entrada de los transistores

Es de vital importancia no permitir que el voltaje entre la compuerta y el surtidor o la compuerta y el emisor de los MOSFETs e IGBTs V_{GS} , V_{GE} alcance valores superiores a los especificados en sus hojas de datos. Esto puede ocurrir si no tomamos medidas para evitarlo.

Cada Cm de pista en la PCB, cada componente, incluido el MOSFET que controlamos tiene inductancia parásita. La suma de todas ellas hace que aparezcan oscilaciones indeseables (Ringing) en la compuerta del transistor. Estas oscilaciones suelen estar en el orden de los megahercios. La inductancia del circuito de salida del transistor juega un papel muy importante en la aparición de estas oscilaciones, es por ello que se están haciendo populares los transistores de cuatro electrodos.

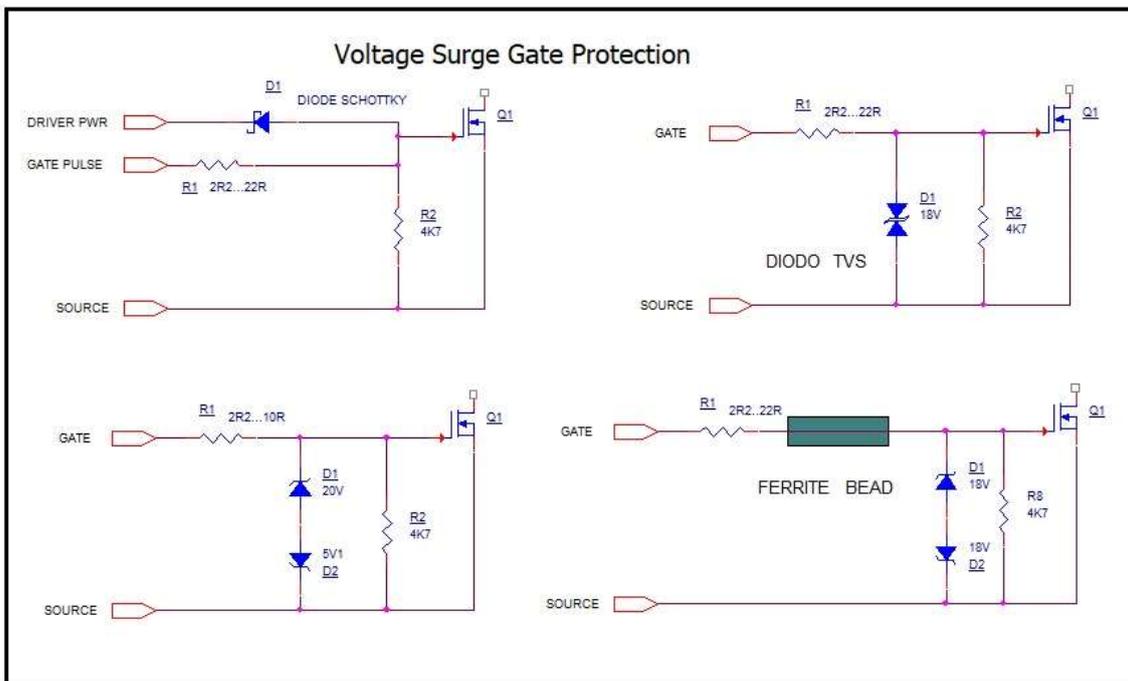


Podemos disminuir las oscilaciones en la compuerta y sus efectos negativos aplicando las siguientes reglas:

- Colocar el Driver cerca de la compuerta del transistor, disminuir la longitud y aumentar el ancho de las pistas del PCB.
- Aumentar el valor de R_G durante el encendido. Esto no solo las amortigua, sino que mitiga el efecto Miller, que es una de las causas de su origen.
- Insertar una ferrita (ferrite bead) en serie con la compuerta del transistor.
- Usar fuente con polaridad negativa para el apagado.
- Usar un driver con Miller clamp.
- Usar transistores modernos con electrodo Kelvin.

- Usar puntas especiales al medir con un osciloscopio.

Además de tomar todas las precauciones citadas, es recomendable usar elementos de protección que limiten el voltaje entre los electrodos del transistor.



Es importante que estos elementos de protección se encuentren localizados lo más cerca posible del transistor que se protege, para garantizar una vía de baja impedancia.

Referencias.

1. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits. Texas Instruments.*
2. *Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET Power MOSFETs. International Rectifier*
3. *Parasitic turn On on Power MOSFET – How to avoid it. Dusan Graovac*
4. *Design with GaN Enhancement Mode HEMT. GaN System Inc.*
5. *Ixys Application note AN-401. MOSFET / IGBT Drivers. Theory and applications.*
6. *Overview of Silicon Carbide Power Devices. Fairchild Semiconductors.*
7. *Gallium Nitride (GaN) Technology Overview. EPC 2012.*
8. *MOSFET, IGBT, SiCMOSFET, and GaNFET datasheets.*
9. *S.H. Weinberg. "A novel lossless Resonant Mosfet Driver".*
10. *Yuhui Chen. "Resonant Gate Drive Techniques for Power MOSFETs".*

ANEXO

Ledoelectronics Gate Driver Modules Selection Table

MODULO	CARACTERISTICAS
	<p>Ref: Le-SCR-DRV1 Vcc: 9...24V DC Puede excitar dos SCR con aislamiento total entre ellos.</p>
	<p>Ref: Le-T1P-12-08 Vcc: 12...18V DC Control de grandes MOSFETs e IGBTs Active Miller Clamp</p>
	<p>Ref: Le-Desat_driver Vcc: 12...17V DC Basado en ACPL-339J Control seguro de grandes IGBTs</p>
	<p>Ref: Le-O1J15-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDD609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET</p>
	<p>Ref: Le-O1J20-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDD609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET</p>
	<p>Ref: Le-O2J15-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDI609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET</p>

	<p>Ref: Le-O2P15-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDI609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET</p>
	<p>Ref: Le-O3J15-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDD609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET MHz Switching</p>
	<p>Ref: Le-F2J15-09 Vcc: 10.5...13.5V DC Basado en IXDD609YI de IXYS Control de MOSFET, IGBT, SiC, GanFET Entrada por Fibra óptica</p>

Más información en: <https://ledoelectronics.com/productos/drivers/drivers.html>