

Estudio de eficiencia en los MOSFET e IGBT para su utilización en convertidores de potencia conmutados

Robotics in search and urban rescue activities. Origin, present time and perspectives

FREDY HERNÁN MARTÍNEZ SARMIENTO

Ingeniero Electricista y aspirante a Magíster en Automatización Industrial Universidad Nacional de Colombia. Docente Universidad Distrital Francisco José de Caldas adscrito a la Facultad Tecnológica, proyecto curricular de Tecnología Eléctrica. Director del grupo de investigación ARMOS (Arquitecturas Modernas para Sistemas de Alimentación) y del proyecto de investigación "Nuevos esquemas de control en convertidores electrónicos de potencia".

fhmartinezs@udistrital.edu.co

Fecha de recepción: septiembre 10 de 2004

Clasificación del artículo: Reflexión
Fecha de aceptación: diciembre 20 de 2004

Palabras clave: Convertidores de potencia, MOSFET, IGBT, pérdidas por conducción, pérdidas por conmutación, circuitos resonantes, *snubber*, conmutación con corriente cero, conmutación con voltaje cero.

Key words: power converters, MOSFET, IGBT, conduction loss, switching losses, snubber, zero current switching, zero voltage switching.

RESUMEN

Este artículo describe en forma general las características técnicas más relevantes para seleccionar un transistor para aplicaciones de conmutación de alta frecuencia en circuitos electrónicos de potencia. El análisis parte del hecho de la mayor densidad de corriente y, por tanto, del menor voltaje en conducción del IGBT frente al MOSFET; este último es el dispositivo más utilizado en los diseños de nuevos equipos de potencia en la actualidad. Esta diferencia fundamental afecta las pérdidas por conducción y por conmutación y, por eso se convierte en elemento clave en la selección de un transistor. El estudio se basa en el análisis de la información técnica suministrada por los fabricantes de MOSFET e IGBT de última generación, y de algunas pruebas de laboratorio desarrolladas por el grupo de investigación.

ABSTRACT

This article develops, in general form, the more important technical characteristics at the time of selecting a transistor for applications of commutation of high frequency in electronic circuits of power. The basic approach of the analysis leaves from the fact of the greater minor current density, and therefore, minor voltage in conduction of the IGBT as opposed to the MOSFET, the this one last used device more in the designs of new equipment of power at the present time. This fundamental difference affects the losses by conduction and commutation, and therefore, it becomes key element in the selection of a transistor. Such study is based on the analysis of the technical information provided by the manufacturers of MOSFET and IGBT of last generation, and some laboratory tests developed by the investigation group.

1. Introducción

Los avances en fabricación de componentes permiten al diseñador actual de equipo electrónico de potencia acceder a dispositivos cada vez más rápidos, con mayores características de voltaje y corriente, y a menor costo. En el área de transistores, la gran evolución que recientemente ha tenido el IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) lo convierte en un interruptor de potencia muy eficiente y, comparado con el ya tradicional MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), menos costoso. El IGBT está desplazando al MOSFET en muchas aplicaciones de SMPS (Switch Mode Power Supply); algunas veces, hasta superan los 200 kHz como frecuencia de operación. El artículo pretende realizar el análisis de algunas de las diferencias relacionadas con la aplicación de varios tipos de dispositivo, con el fin de especificar y, finalmente, emplear con eficacia las últimas tecnologías de IGBT y MOSFET en nuevos diseños de equipo electrónico de potencia, en particular en aplicaciones de circuitos resonantes y cuasiresonantes¹.

En un MOSFET de canal N sólo fluyen electrones, así que la corriente es unipolar (conformada solo por los portadores mayoritarios). Por su parte, los IGBT son dispositivos bipolares (los electrones fluyen como en un MOSFET, pero también fluyen los portadores minoritarios, comúnmente llamados huecos); esto aumenta en forma significativa la densidad de corriente y, por tanto, reduce el voltaje en conducción. Esta diferencia fundamental afecta no solo las pérdidas por conducción y por conmutación, sino que también se convierte en la base para determinar las ventajas y desventajas en la utilización de los MOSFET e IGBT en convertidores electrónicos de potencia.

2. Pérdidas por conducción

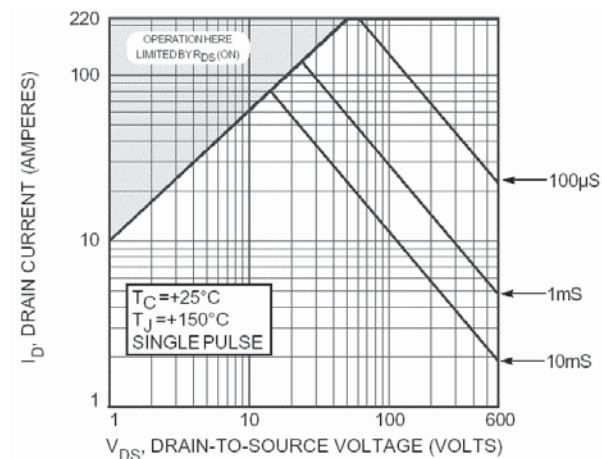
Se calculan multiplicando el voltaje en estado de conducción por la corriente y el ciclo útil de la conmutación. Dado que la corriente y el ciclo útil dependen de las exigencias de la carga para una

aplicación en particular, solo queda por analizar el comportamiento del voltaje en conducción. Para el MOSFET y el IGBT el voltaje en conducción depende de la corriente en operación, la temperatura, el voltaje de compuerta y la tecnología del dispositivo.

2.1. Corriente

Durante la conducción, un MOSFET puede ser modelado como una resistencia controlada por voltaje, llamada $R_{DS(on)}$; esto es posible dado que el voltaje de drenaje a fuente aumenta a partir de cero casi linealmente con la corriente. $R_{DS(on)}$ es el inverso de la pendiente en la curva de la corriente *versus* el voltaje en conducción, y aumenta levemente con la corriente, según se observa en la curvatura leve de las curvas de voltaje en conducción del MOSFET (figura 1) para un pulso de disparo de 100 μ s, 1 ms y 10 ms.

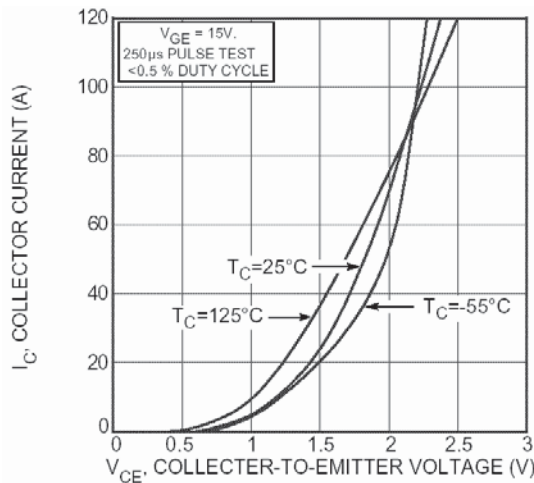
Figura 1. Curvas de voltaje en conducción *versus* corriente del MOSFET



Fuente: Advanced Power Technology, hoja de datos técnicos para el MOSFET APT6010B2LL

¹ Estas aplicaciones se constituyen en el objetivo actual del grupo de investigación ARMOS, de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas en Bogotá.

Figura 2. Curvas de voltaje en conducción *versus* corriente del IGBT PT



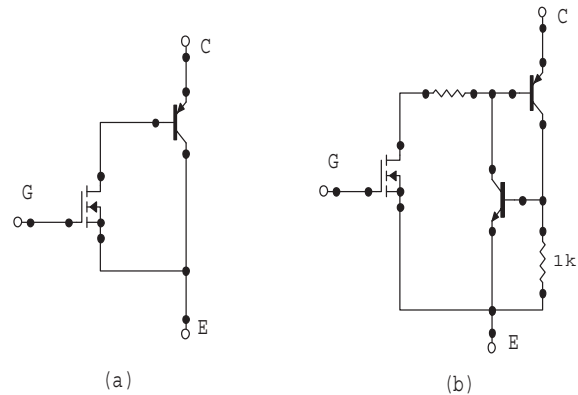
Fuente: Advanced Power Technology, hoja de datos técnicos para el IGBT APT80GP60B2 PT

El MOSFET (APT6010B2LL, 54 A, 600 V, $R_{DS(ON)} = 0,1 \Omega$) y el IGBT (APT80GP60B2, 100 A, 600 V, $V_{CE(ON)} = 2,7 \text{ V}$) *Punch-Through*², de las figuras 1 y 2, se basan en la última tecnología Power MOS7® de Advanced Power Technology. La corriente del MOSFET a 25 °C es de 54 A, y la del IGBT a 120 °C es de 100 A. Cada uno posee un empaque T-MAX™ (TO-247 sin agujero de montaje), y poseen casi el mismo tamaño.

A muy baja corriente, el IGBT se comporta más como diodo que como resistencia. El voltaje a través de un IGBT, llamado $V_{CE(ON)}$, es siempre por lo menos una caída de voltaje de diodo, debido al diodo intrínseco de la unión PN en serie con el drenaje de la estructura del MOSFET, en el modelo simple de IGBT mostrado en la figura 3a. Este diodo es la fuente de portadores minoritarios en el IGBT, y también la razón de la caída de voltaje de diodo a baja corriente. El IGBT puede también ser concebido como un transistor MOSFET y un transistor PNP en configuración *Darlington* (figura 3b). En contraste con el MOSFET, el voltaje en conducción del IGBT aumenta muy poco con la corriente debido a la amplia base del transistor PNP. Cuando la corriente aumenta, más portadores

minoritarios se inyectan en el IGBT, lo que causa una disminución de la resistencia al flujo de corriente.

Figura 3. Modelos simplificados del IGBT



La principal desventaja de los MOSFET convencionales son sus pérdidas en conducción, que pueden ser inferidas de la figura 1. El voltaje en conducción del MOSFET a 54 A y 25 °C es de 9 V, mientras que el voltaje en conducción del IGBT a 54 A está cerca a los 1,7 V (figura 2); el IGBT tiene menos de cinco veces las pérdidas por conducción a temperatura ambiente presentadas por el MOSFET.

2.2. Temperatura

El voltaje en conducción del MOSFET a 125 °C se incrementa cerca de un 9% (figura 4), es decir, llega a los 9,8 V, mientras que a la misma temperatura y corriente el voltaje en conducción

² En forma general, es posible categorizar a los IGBT de acuerdo con la estructura utilizada para el bloqueo del voltaje. El IGBT *Punch Through* (PT) utiliza una capa N- ligeramente dopada de alta resistencia junto con un campo fuertemente dopado como capa de freno para bloquear el voltaje. En estado de no conducción, a través de la región N- el campo eléctrico alcanza a tocar la capa N+ intermedia, llamada capa *buffer*; de allí el nombre *Punch Through*. Los IGBT que no son *Punch Through* (NPT) tienen una capa N- homogénea con resistencia y grosor optimizados para soportar el voltaje de bloqueo deseado. Esto elimina la necesidad de una capa *buffer*.

del IGBT se incrementa solo un 7% (figura 5), es decir, está sobre los 1,8 V. El IGBT tiene menos de cinco veces las pérdidas presentadas por el MOSFET en conducción a 125 °C. De hecho, analizando los datos del fabricante, solo por debajo de los 10 A a 125 °C el MOSFET tiene pérdidas por conducción más bajas que el IGBT. La diferencia dramática en pérdidas por conducción en altas corrientes implica que es posible utilizar un IGBT más pequeño comparado con un MOSFET. Por supuesto, un tamaño más pequeño del IGBT significa una ventaja en costo sobre el MOSFET.

Figura 4. Voltaje *versus* temperatura para el MOSFET

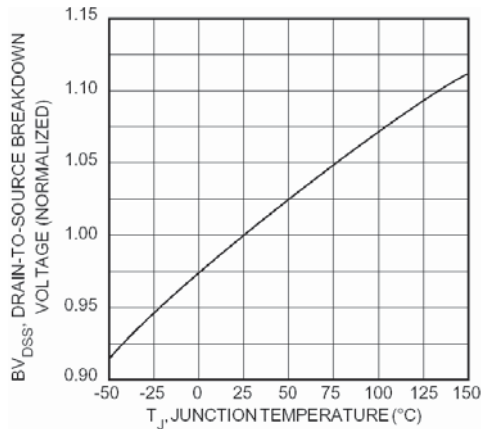
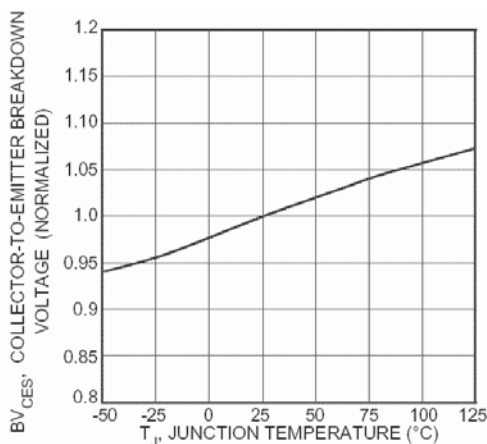


Figura 5. Voltaje *versus* temperatura para el IGBT PT



Fuente: Advanced Power Technology. Hoja de datos técnicos para el MOSFET APT6010B2LL

En contraste con un MOSFET, el voltaje en conducción del IGBT cambia muy poco con la temperatura. Las pérdidas por conducción del IGBT son relativamente insensibles a la corriente y la temperatura y crean una ventaja de sobrecarga para el IGBT y lo hacen mucho más inmune a la avalancha térmica que un MOSFET.

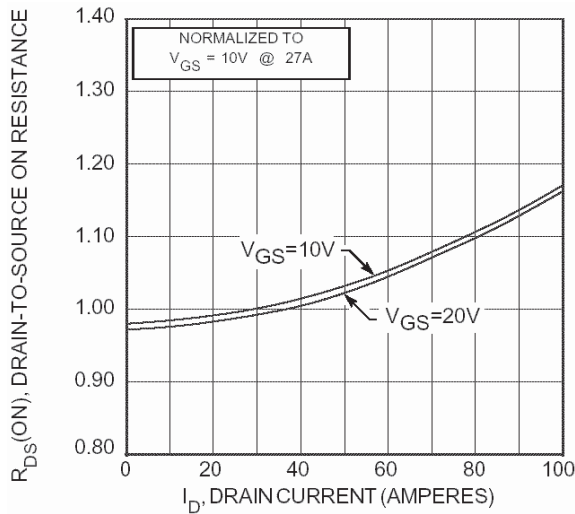
2.3. Voltaje de compuerta

Para MOSFET e IGBT, el voltaje en conducción depende del voltaje de compuerta. Con un alto voltaje de compuerta se obtiene un bajo voltaje en conducción a determinada corriente; este efecto es pequeño para los MOSFET e IGBT de alto voltaje, con voltajes de compuerta significativamente superiores a los nominales, debido a que la sensibilidad de voltaje del canal resistivo es pequeña comparada con la resistencia de la región de *drift* o región de arrastre (modelada por la resistencia superior en la figura 3b).

La resistencia de la región de arrastre se reduce al disminuir la relación de voltaje del dispositivo, haciendo que la resistencia del canal sea la parte más significativa del total de la resistencia. La figura 6 muestra la $R_{DS(on)}$ normalizada para el MOSFET APT6010B2LL. Dado que el APT6010B2LL es un MOSFET de alto voltaje, el efecto del voltaje de compuerta sobre la $R_{DS(on)}$ es pequeño. Por ejemplo, eligiendo 40 A como punto de referencia, hay menos de un 2% de incremento sobre la $R_{DS(on)}$ a temperatura ambiente cuando el voltaje de compuerta cae de 20 V a 10 V. La variación en $R_{DS(on)}$ con el voltaje de compuerta es incluso menor en altas temperaturas, debido a que el voltaje de umbral disminuye.

Los IGBT tienen una transconductancia más alta que los MOSFET de alto voltaje, debido a la inyección de portadores minoritarios; con esto se benefician más del alto voltaje en términos de reducción de pérdidas por conducción. La figura 7 muestra que el aumento en $V_{CE(on)}$ para el APT80GP60B2 está cerca del 1,12% (de 1,78 V a 1,8 V) a 40 A, cuando el voltaje de compuerta cae de 16 V a 10 V. Con el aumento de corriente, la sensibilidad del $V_{CE(on)}$ al

Figura 6. $R_{DS(ON)}$ versus corriente de drenaje del MOSFET



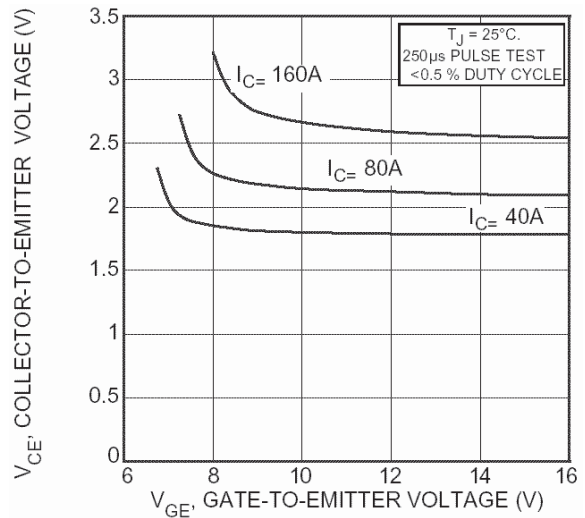
Fuente: Advanced Power Technology, hoja de datos técnicos para el MOSFET APT6010B2LL

voltaje de compuerta aumenta significativamente. En la figura 7 la temperatura es de 25 °C; sin embargo, el cambio en $V_{CE(on)}$ con el voltaje de compuerta es casi igual a cualquier corriente, sin importar la temperatura.

En términos de pérdidas por conducción, puede pensarse que, tanto para el MOSFET como para el IGBT, un aumento de 10 V a 20 V en el voltaje de compuerta es conveniente. En muchos casos, esto es verdad; sin embargo, hay otro parámetro importante por comprobar antes de ajustar un voltaje de compuerta (en especial cuando se busca el desempeño máximo del dispositivo más económico).

Las hojas de datos muestran que el voltaje de meseta aumenta en un voltio cuando la corriente va de 15 A a 60 A; hay una relación similar entre el voltaje de meseta y la corriente para un MOSFET: el voltaje de meseta también varía directamente con el voltaje de umbral. Estas dos variaciones afectan el rango disponible para el voltaje de compuerta. El rango del voltaje de umbral debe ser considerado al elegirse el voltaje de compuerta; además, este último debe

Figura 7. Voltaje en conducción versus voltaje compuerta-emisor del IGBT



Fuente: Advanced Power Technology, hoja de datos técnicos para el IGBT APT80GP60B2 PT

aumentar si funciona en altas corrientes, para mantener el mismo margen de voltaje de compuerta. Aunque un voltaje de compuerta de 10 V puede utilizarse con los IGBT Power MOS7®, se recomienda utilizar un voltaje de 15 V con los IGBT en general, para disponer de una capacidad plena de corriente.

2.4. Tecnología del dispositivo

Los transistores utilizan un diodo de unión PN para bloquear el voltaje. Para aumentar el voltaje de bloqueo, la resistencia del material de silicio usado para crear este diodo de unión o región de arrastre debe aumentar. En los MOSFET de alto voltaje, más del 80% de las pérdidas por conducción están en la resistencia de la región de arrastre. La técnica clásica para disminuir las pérdidas por conducción es disminuir el tamaño; no obstante, esto no afecta las asociadas a la región de arrastre. En el IGBT, la solución es utilizar la modulación de la conductividad inyectando portadores minoritarios en la región de arrastre, lo que reduce enormemente la resistencia al flujo de corriente, de acuerdo con lo ya discutido.

Otra técnica utiliza una estructura de compensación en un MOSFET, conocida comúnmente como MOSFET de superjuntura. La resistencia de la región de arrastre se reduce bastante, lo que normalmente generaría la reducción del voltaje de bloqueo; sin embargo, la geometría del diodo de unión PN se altera, distribuyendo el campo eléctrico de forma tal que el voltaje de bloqueo no se reduce. La ventaja del MOSFET de superjuntura es que reduce notoriamente la $R_{DS(on)}$ sin el “efecto secundario” de una corriente de cola de apagado. Los MOSFET de superjuntura también son dispositivos unipolares y tienen otras características similares a los MOSFET convencionales, como un coeficiente positivo de temperatura para la $R_{DS(on)}$; no obstante, su desventaja es una capacitancia de salida mucho más alta, comparada con los MOSFET e IGBT Power MOS7®, y, para algunos dispositivos, un retraso de apagado mucho más largo.

En términos de densidad de corriente (voltaje en conducción a determinada corriente, temperatura y tamaño del dado), los MOSFET de superjuntura se ubican entre los MOSFET e IGBT convencionales. Por tanto, el tamaño de su eficiencia total se encuentra justo entre el tamaño de los MOSFET e IGBT convencionales. Así, las mejoras en la $R_{DS(on)}$ de los MOSFET de superjuntura dan lugar a una ventaja en costo, en comparación con los MOSFET convencionales; sin embargo, el menor voltaje en conducción del IGBT le proporciona mayores ventajas de costo.

3. Pérdidas por conmutación

De manera similar a las pérdidas por conducción, las pérdidas por conmutación dependen de la corriente, temperatura, voltaje de compuerta y tecnología del dispositivo; otros factores que las afectan (que deben discutirse por separado) son el encendido y apagado del transistor.

3.1. Encendido

El encendido de un IGBT es similar al del MOSFET de potencia. La variación normal del

$V_{CE(on)}$ del IGBT tiene un impacto mínimo sobre la energía de conmutación E_{on} . Para los MOSFET e IGBT, el voltaje de umbral casi no tiene efecto en E_{on} ; además, tiene un coeficiente negativo de temperatura.

La temperatura no tiene ningún efecto en la velocidad de conmutación y las pérdidas durante el encendido del MOSFET e IGBT; sin embargo, el aumento de la temperatura incrementa la corriente de recuperación inversa del diodo PN de fijación (*clamp*, diodo *freewheeling*). Durante el encendido, esta última atraviesa un MOSFET o un IGBT en conmutación forzada y aumenta perceptiblemente las pérdidas por conmutación en esta etapa, haciéndolas además sensibles a la temperatura.

Al sustituir un MOSFET por un IGBT de tamaño menor, o por un MOSFET de superjuntura, la resistencia de compuerta probablemente necesite ser aumentada. El menor tamaño, combinado con diferencias en la tecnología, resulta en general en una menor capacitancia, una menor carga de la compuerta y, por tanto, una velocidad de conmutación mayor.

3.2. Apagado

Dado que con E_{on} , el voltaje de umbral casi no tiene efecto sobre la E_{off} de los MOSFET e IGBT, la velocidad de apagado del MOSFET es independiente de la temperatura (así como la velocidad de encendido), y no hay corriente de cola puesto que no hay portadores minoritarios.

El apagado del IGBT se diferencia del de un MOSFET en la corriente de cola; en los IGBT los portadores minoritarios atrapados, que solo pueden ser removidos por barrido y recombinación interna, causan esta corriente de cola, la cual persiste hasta que la recombinación de los portadores minoritarios sea completa. Así, la energía de conmutación de apagado E_{off} en un circuito inductivo de conmutación forzada, se constituye en una indicación de la velocidad de conmutación del IGBT y de la característica de la corriente de cola.

Los IGBT NPT controlan la cantidad de corriente de cola limitando la cantidad de portadores minoritarios que se incorporan a la región de arrastre. Los IGBT PT también limitan la cantidad de portadores minoritarios; ellos utilizan control del tiempo de vida para acelerar en forma significativa la recombinación; la ventaja es que la recombinación de portadores minoritarios ocurre incluso con poco voltaje a través del IGBT, haciendo que este tipo de IGBT sea bastante adecuado para aplicaciones de apagado por conmutación suave. La corriente de cola de un IGBT NPT tiende a ser baja en amplitud, pero de larga duración (en especial con un bus de alto voltaje).

La corriente de cola en un IGBT PT depende más de la temperatura que en un IGBT NPT; ella aumenta en magnitud con el incremento de la temperatura, pero aun con corta duración resulta en un bajo E_{off} . El control de vida de los portadores minoritarios en los IGBT MOS7® da lugar a una energía de apagado mucho más baja que en la generación anterior de IGBT.

Debido a una baja rata de inyección o a una recombinación más agresiva, pocos portadores minoritarios dan lugar a un $V_{CE(on)}$ más alto, porque pocos están disponibles para apoyar la corriente. Las variaciones normales en la fabricación dan lugar a variación en $V_{CE(on)}$ y en el correspondiente E_{off} .

El voltaje y la impedancia de compuerta tienen un impacto en la velocidad de conmutación y en los retardos en la conmutación. El retardo de apagado puede ser disminuido reduciendo el voltaje de compuerta, lo cual es una ventaja en aplicaciones de muy alta frecuencia; para mantener el mismo retardo de encendido y velocidad, la resistencia de compuerta para el encendido debe reducirse en la misma relación en que se reduce el voltaje de compuerta. Los tiempos totales de conmutación son muy cortos para los MOSFET Power MOS7® e IGBT, debido a la carga muy baja de la compuerta y la extremadamente corto retardo de apagado; esto permite la operación a muy alta frecuencia con un alto voltaje de compuerta.

3.3. Reducción de pérdidas por conmutación

Básicamente, existen dos formas de reducir las pérdidas por conmutación (Martínez y Mendoza, 1997: 119):

- Conectando redes adicionales para la reducción de las pérdidas por conmutación (*snubbers*) y manteniendo el circuito básico del convertidor.
- Operando con conmutación suave, ya sea en modo ZVS (conmutación con voltaje cero) o en modo ZCS (conmutación con corriente cero).

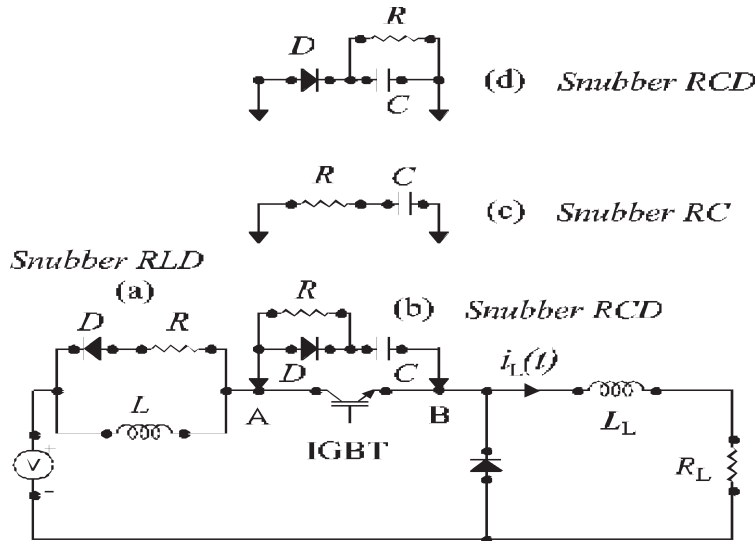
3.3.1. Redes snubber.

En el primer caso, cuando se opta por la inserción de redes para la reducción de pérdidas por conmutación, conocidas en la literatura como circuitos de frenado o *snubbers*, los interruptores electrónicos de potencia (como tiristores convencionales, GTO o MCT- tiristores MOS controlados-) requieren redes de reducción de las pérdidas por conmutación para garantizar la operación dentro del área de funcionamiento seguro; así, estas redes son inevitables si los componentes van a sobrevivir a sus funciones básicas durante la conmutación. En contraste, las características SOA (Safe Operating Area) de los IGBT y MOSFET modernos permiten la operación sin la adición de estas redes; si ellas se utilizan, solo sirven para reducir pérdidas por conmutación o para apoyar tareas de simetría en el caso de la conexión en cascada. La figura 8 muestra un regulador DC/DC tipo *buck* implementado con un IGBT y algunos de los circuitos de reducción de pérdidas por conmutación (*snubbers*) normalmente utilizados.

- Reducción de las pérdidas en el encendido con red *RLD* (*snubber RLD*)

Inicialmente, el IGBT está apagado ($V_{CE} \approx V_o$) y la corriente de carga es conducida a través del diodo volante del convertidor. El proceso de conmutación del diodo volante al IGBT (conmutación inductiva) es accionado por el encendido activo del IGBT; cuando la inductancia de la red alcanza cierto valor, absorbe casi totalmente el voltaje de la conmutación (este corresponde a la entrada de voltaje DC del

Figura 8. Regulador reductor *buck* y circuitos *snubber*



del convertidor) cuando la corriente de colector aumenta, para reducir rápidamente el voltaje de colector-emisor a un nivel muy bajo. En el mismo instante, la inductancia de la red efectuará una reducción de la velocidad de conmutación de la corriente.

Considerando ambos aspectos, las pérdidas de encendido del IGBT pueden reducirse sustancialmente. Las características de la corriente de colector y del voltaje de colector-emisor corresponden a la conmutación suave; conectando bobinas de aire, con solo algunos μ H será suficiente para reducir con eficiencia las pérdidas por disipación en IGBT y MOSFET. Además de la reducción de las pérdidas en el encendido del IGBT, las pérdidas en el apagado del diodo volante también serán disminuidas durante la conmutación inductiva, puesto que la reducida velocidad de conmutación de la corriente conducirá a corrientes pico de recuperación inversa bajas. La combinación de R - D creará un circuito volante para la inductancia *snubber*, que fijará un límite a los sobrevoltajes del IGBT y el diodo volante durante el apagado.

Las siguientes son las recomendaciones para el tamaño de los componentes:

- No permitir que la inductancia de la red sea mayor a la necesaria para la reducción de las pérdidas por conmutación.
- Reducir al mínimo la inductancia interna de la red *snubber*.
- La relación de R y L da lugar a una constante del tiempo ($\tau = L/R$), necesaria para la descarga interna de la energía de la inductancia. Alternativamente, esto dará lugar a un mínimo tiempo de apagado estático del IGBT (limitación del ciclo útil) para alcanzar la reducción eficiente de las pérdidas de potencia en el encendido (ninguna corriente residual en L). De otra parte, el aumento de R dará lugar a disminuir el mínimo tiempo de apagado estático del IGBT, aunque también producirá un voltaje más alto y, por tanto, disipación de potencias mayores en el apagado de los semiconductores de potencia.
- Reducción de las pérdidas en el apagado con red *RCD* (*snubber RCD*)

Inicialmente, el IGBT está encendido y conduce la corriente de la carga. Su conmutación al diodo volante (conmutación capacitiva) es accionada por el apagado activo del IGBT. Con rapidez, la corriente de carga conmuta del IGBT a la rama paralela D - C ,

por lo que la corriente de colector disminuye simultáneamente con el dv/dt del colector-emisor; de esta forma, se reducen las pérdidas en el apagado del IGBT. Las características de la corriente de colector y del voltaje de colector-emisor corresponden entonces a una conmutación suave. El efecto de la reducción de las pérdidas de potencia, realizable a cierta capacidad, depende en alto grado de la estructura específica del transistor (MOSFET, IGBT NPT, IGBT PT). En el final de la conmutación de voltaje, el diodo volante se encenderá con pérdidas bajas y asumirá el control de la corriente de la capacidad del *snubber*; con el siguiente encendido del IGBT, la energía almacenada por la capacidad de la red será descargada por la resistencia R .

Las siguientes son las recomendaciones para el tamaño de los componentes:

- No permitir que la capacidad de la red sea mayor que la necesaria para reducir las pérdidas por conmutación.
- Utilizar diodos *snubber* rápidos con bajo sobrevoltaje de encendido (*forward recovery*)
- Utilizar condensadores a prueba de pulsos (por ejemplo, condensadores de película) con baja inductancia interna.
- Minimizar el lazo inductivo de la red IGBT-*RCD*.
- El producto de R y C resulta en una constante de tiempo ($\tau = R * C$), necesaria para la descarga interna de la energía del condensador. Cuando este se descarga, da lugar a un tiempo mínimo de conducción del IGBT (límite del ciclo útil) para alcanzar una reducción eficiente de la disipación de potencia en el apagado (sin voltaje residual en C). De otra parte, una reducción de R causa la disminución del tiempo mínimo de funcionamiento del IGBT, que a la vez producirá una corriente más alta y, por ello, mayor disipación de potencia durante el encendido del transistor. En cualquier caso, elementos inductivos y capacitivos con *snubbers* mayores conducirán siempre a tiempos más largos de la conmutación.

Existe gran variedad de redes *snubber*, bastante conocidas de la literatura relevante, en las cuales la energía se almacena en circuitos resonantes o se retroalimenta al bus DC. Sin embargo, con frecuencia tales circuitos son muy complicados de dimensionar, y la producción y disposición de su trazado está sujeta a un gran esfuerzo de diseño.

3.3.2. Conmutación suave.

Es otra posibilidad para reducir pérdidas en interruptores electrónicos de potencia; la operación de estos en modo ZVS (conmutación con voltaje cero) o en modo ZCS (conmutación con corriente cero) se llama “conmutación suave”; en estas condiciones, el consumo de potencia durante la conmutación es cero. Existe gran variedad de convertidores que trabajan con estos principios, generalmente asignados a la tecnología de la resonancia o de la cuasiresonancia.

- *Conmutación con voltaje cero (ZVS)*. El proceso de conmutación inicia con un apagado activo; las pérdidas por conmutación se reducen conectando un condensador de conmutación C_k en paralelo con el interruptor. El proceso de conmutación se realiza como un encendido pasivo de bajas pérdidas, con un voltaje sobre el interruptor cercano a cero. La inductancia de conmutación L_k se minimiza.
- *Conmutación con corriente cero (ZCS)*. El proceso de conmutación inicia con un encendido activo; las pérdidas por conmutación se reducen conectando en serie con el interruptor una bobina de conmutación L_k . La conmutación se realiza como un apagado pasivo de bajas pérdidas con una corriente en el interruptor cercana a cero. La capacidad de conmutación C_k se minimiza.

La conmutación suave se basa en una condición previa: solo una clase de proceso de la conmutación (conmutación inductiva/ZCS o capacitiva/ZVS) ocurre en el circuito de conmutación de un convertidor. Con esta restricción, la pérdida de posibilidad de control tiene que ser aceptada en comparación con la conmutación forzada.

La conmutación suave puede ser realizada solo si la polaridad del voltaje de manejo de la conmutación v_k o de la corriente de salida conmutada i_L se invierten entre dos procesos de conmutación de la misma clase. En caso de inversión de polaridad del voltaje de conmutación, un voltaje invertido se aplica al interruptor durante el estado de apagado; para inversión de polaridad de la corriente, una corriente invertida se aplica al interruptor durante su conducción.

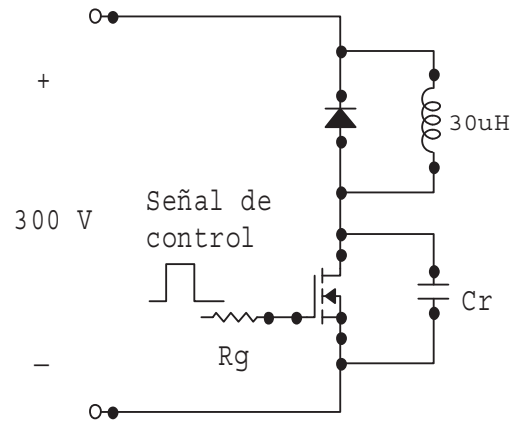
Los IGBT, MOSFET y diodos actualmente disponibles en el mercado se diseñan y optimizan solo para aplicaciones de conmutación forzada, que presentan características similares. En los últimos años los análisis han demostrado que, durante la conmutación suave, diversas estructuras y tecnologías de componentes muestran diferencias en muchos aspectos; sin embargo, estas no son reconocibles por los usuarios de *datasheets* de fabricante actualmente disponibles.

4. Estudio de pérdidas por apagado

En un circuito ZVS (conmutado a voltaje cero) las pérdidas totales están definidas fundamentalmente por las pérdidas por conducción y por apagado del transistor; estas últimas, de mayor influencia en el circuito, son muy dependientes del condensador de salida parásito.

Con el propósito de evaluar las pérdidas en el laboratorio, para el diseño de circuitos ZVS se adquirió un transistor IGBT PT APT65GP60B2 Power MOS7® de Advanced Power Technology 100 A, 600 V, $V_{CE(ON)} = 2,7$ V, y se diseñó un pequeño circuito de prueba que permitiera evaluar su comportamiento en conmutación con carga capacitiva. La característica básica del circuito de control utilizado para el voltaje de compuerta es que permite enviar un pulso de disparo ajustable en el tiempo, a fin de lograr la captura de las señales. Para estudiar el apagado capacitivo se conectó un condensador C_r de 10 nF sobre el transistor; el circuito de prueba se muestra en la figura 9.

Figura 9. Circuito de prueba para el estudio de las pérdidas por apagado



Con propósitos de comparación, se extractaron las curvas de conmutación del IGBT IRG4PC50W de International Rectifier, 27 A, 600 V, $V_{CE(ON)} = 2,3$ V suministradas por el fabricante.

El APT65GP60B2 corresponde a la última tecnología de IGBT en el mercado, base del análisis del presente artículo; por su parte, el IRG4PC50W es descrito por Internacional Rectifier como un dispositivo diseñado específicamente para corrección activa del factor de potencia, con características de E_{off} reducida y bajas pérdidas en conmutación. Los datos técnicos básicos de estos transistores se muestran en la tabla 1.

La figura 10 presenta las curvas de voltaje y corriente obtenidas en laboratorio con un analizador de calidad de potencia Fluke 43B. Para el disparo del circuito se utilizó una resistencia de compuerta de 10Ω ; la escala de voltaje es de 50 V/cuadro, la de corriente es de 2,5 A/cuadro y el tiempo es de $10 \mu s$ /cuadro. En la figura 12 se presentan los datos técnicos suministrados por International Rectifier para la prueba de conmutación de su transistor, con base en el circuito de la figura 11. Se trata de un circuito elevador de voltaje controlado por el *driver* manejado por la señal (2), que logra colocar un voltaje de 480 V sobre el transistor bajo prueba; la

Tabla 1. Datos técnicos de los transistores bajo prueba

Dispositivo	$V_{CES} [V]$	$I_c [A] @ 25^\circ$	$I_c [A] @ 100^\circ$	$R_g [\Omega]$	$V_{CE(ON)} [V]$	$C_{OES} [pF]$
APT65GP60B2 ³	600	100	96	10	2,20	580
IRG4PC50W ⁴	600	55	27	5	2,25	260

curva (3) de esta figura muestra la señal de control que realiza la conmutación del transistor, con lo que se obtienen las señales de voltaje y corriente de la parte inferior.

Figura 10. Transitorio en el apagado del IGBT PT APT65GP60B2

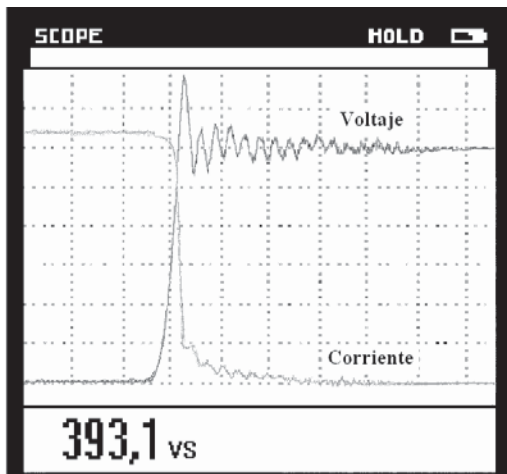


Figura 11. Circuito de prueba para el estudio de las pérdidas por apagado de IR

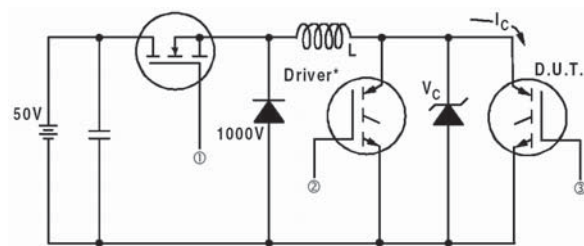
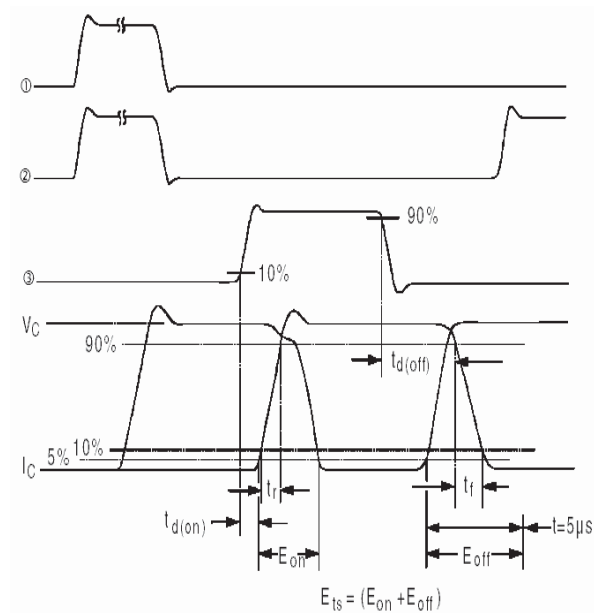


Figura 12. Transitorio en el apagado del IGBT IRG4PC50W



Luego de exportar al computador las señales de voltaje y corriente de la figura 10 para su análisis, los datos transitorios obtenidos permitieron calcular las pérdidas instantáneas en el transistor, que luego fueron integradas con respecto al tiempo para obtener la energía consumida por el transitorio. Así, pudo establecerse un consumo de 0,20 mJ para una carga de 16 A; de otra parte, la hoja de datos suministrada por International Rectifier para el IRG4PC50W señala un consumo de 0,32 mJ para una carga de 27 A.

³ Advanced Power Technology, hoja de datos técnicos para el IGBT APT65GP60B2 PT.

⁴ International Rectifier, hoja de datos técnicos para el IGBT IRG4PC50W.

Como información adicional, las pruebas permitieron observar que en el IGBT PT APT65GP60B2 las pérdidas aumentaban aproximadamente a razón de $1,7 \cdot 10^{-2}$ mJ/A con respecto a la corriente de apagado, obteniéndose un valor de 0,25 mJ a 20 A (máximo valor de prueba); a partir de las curvas del fabricante, para el IGBT IRG4PC50W se obtiene un valor de $5,92 \cdot 10^{-2}$ mJ/A.

Con estos datos puede realizarse la comparación de pérdidas por apagado de estos dos dispositivos. Aunque las pérdidas obtenidas en laboratorio para el IGBT PT APT65GP60B2 son mayores que las mostradas en los datos técnicos del IGBT IRG4PC50W a corrientes de apagado similares⁵, es claro que el manejo de las pérdidas del primero de ellos es mejor, dada su menor pendiente de crecimiento con la corriente; esto coloca a esta tecnología por encima de la planar.

5. Conclusiones

Luego de la revisión de la información disponible, y del análisis teórico y práctico de las diferentes características operativas de estos transistores, se logró llegar a las siguientes conclusiones:

- El análisis teórico, el desempeño de los prototipos en el laboratorio y las simulaciones por computador permiten concluir que, en términos de pérdidas de potencia, las diferentes características de los transistores los convierten en posibles candidatos para las aplicaciones de SMPS. El IGBT tiene ventajas en eficiencia y capacidad de sobrecarga en altas corrientes; la temperatura de funcionamiento tiende a ser más baja que la del MOSFET convencional, pero las diferencias de la temperatura de juntura son modestas cuando se considera la resistencia térmica total.
- Una regla simple es que los MOSFET operan mejor a bajas corrientes y altas frecuencias, casos en los cuales sus pérdidas por conducción son bastante bajas y puede tomarse total ventaja de su velocidad incomparable de conmutación. Comparados con los MOSFET

convencionales, los MOSFET de superjuntura aumentan el rango de máxima corriente para un tamaño determinado, debido a su menor valor de $R_{DS(on)}$. Dependiendo de las condiciones de funcionamiento, la última tecnología en IGBT PT puede funcionar hasta los 200 kHz, o aun más rápido en aplicaciones de conmutación forzada; esto significa que este tipo de IGBT pueden ahora desplazar a los MOSFET, con desempeño comparable y a un costo menor en una amplia variedad de aplicaciones de SMPS, incluidas las de conmutación suave.

- Para asegurar que los transitorios por conmutación terminan dentro de una cantidad de tiempo aceptable (especialmente en aplicaciones de muy alta frecuencia, es acertado comparar los tiempos de retraso en conmutación inductiva, subida y bajada. Estos parámetros pueden variar extensamente entre diferentes dispositivos, y los datos de resistencia en conmutación no son apropiados para destacar estas diferencias. Para todos los tipos de dispositivos los datos de conmutación inductiva en los *datasheets* hacen más fácil predecir pérdidas totales del dispositivo, desempeño total y cantidad de cada tipo de pérdidas
- En un convertidor que opera en modo ZVS (esquema objetivo del grupo de investigación), las pérdidas por conducción, y en especial las pérdidas por apagado del IGBT, son los componentes más importantes de las pérdidas totales. Las pérdidas pasivas en el encendido deben ser observadas especialmente para los IGBT planares. Los resultados demuestran que es posible operar el IGBT PT sin una optimización especial hasta altas frecuencias con un nivel bajo de pérdidas; de hecho, para este tipo de IGBT estas ventajas existen incluso en altos voltajes y relativamente bajas corrientes de apagado.



⁵ Recuérdese que el IGBT PT APT65GP60B2 es un transistor de 100A, mientras que el IGBT—IRG4PC50W está diseñado para un poco más de la mitad de esta corriente.

Referencias bibliográficas

- [1] ALEO, M. (2001), *IGBT Basics. Applications Note AN1491*. STMicroelectronics, Italia.
- [2] ANDREASSEN, P. y T. UNDELAND (2004). *Power device selection and a comparative study of transistor technologies for a Zero Voltage Switching Buck Converter*. En NTNU.
- [3] DODGE, J. (2003). *Why opt for IGBTs in SMPS applications?*. En Power Electronics Technology: http://powerelectronics.com/magpower_why_opt_igbts/
- [4] _____ (2003). *Latest technology PT IGBTs vs. Power MOSFETs*. En PCIM China, Shanghai.
- [5] HELSPER, M.; F. FUCHS y M. MÜNZER (2002). *Analysis and comparison of planar- and trench-IGBT-modules under ZVS and ZCS switching conditions*. En Christian Albrechts University of Kiel, Faculty of Engineering, Power Electronics and Electrical Drives, Germany.
- [6] IEC61000-3-2:1995/BSEN61000-3-2 (1995). *Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 3: Limits. Section 2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase)*.
- [7] MARTÍNEZ, F. (2001). “El fenómeno de distorsión armónica en redes eléctricas”. *Revista Tecnura* No. 9, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Facultad Tecnológica, pp. 46-54.
- [8] _____ y W. MENDOZA (1997). *Corrección activa del factor de potencia*. Proyecto de grado Universidad Nacional de Colombia.
- [9] *Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook* (1994). High Power Factor Preregulator. Part Data Sheet: pp. 2-218 a 2-525.