

Selección del mejor dispositivo de potencia para el diseño de circuitos electrónicos de potencia a través de la caracterización de la carga de puerta

Artículo cedido por Agilent Technologies



www.agilent.com

Autores: Hisao Kakitani y Ryo Takeda – Agilent Technologies International, Japan Ltd.

Tendencias tecnológicas y del mercado en electrónica de potencia.

La mejora de las prestaciones de los dispositivos de potencia más modernos hace posibles unos diseños de fuentes de alimentación de conmutación más compactos y de mayor frecuencia. Se cree que los nuevos dispositivos que están apareciendo, como el supertransistor MOSFET o GaN FET, pronto sustituirán a los dispositivos tradicionales como el MOSFET o IGBT de silicón. Se han desarrollado y hay disponibles fuentes de alimentación de conmutación que operan a frecuencias más altas, de unos cientos de kHz a más de 1 MHz, y utilizan estos innovadores dispositivos de potencia.

El funcionamiento a alta frecuencia reduce el coste de los circuitos de potencia gracias a la reducción del tamaño del componente magnético. Ello, a su vez, tiene como resultado unos diseños de circuitos más pequeños y ligeros. Sin embargo, la conmutación de alta frecuencia aumenta la pérdida del dispositivo

de potencia. La principal pérdida de potencia de una fuente de alimentación de conmutación es la pérdida asociada con los dispositivos semiconductores de potencia. Por lo tanto, la selección de los dispositivos de baja potencia óptimos es esencial al diseñar circuitos electrónicos de potencia.

Evaluación necesaria para una selección óptima del dispositivo de potencia.

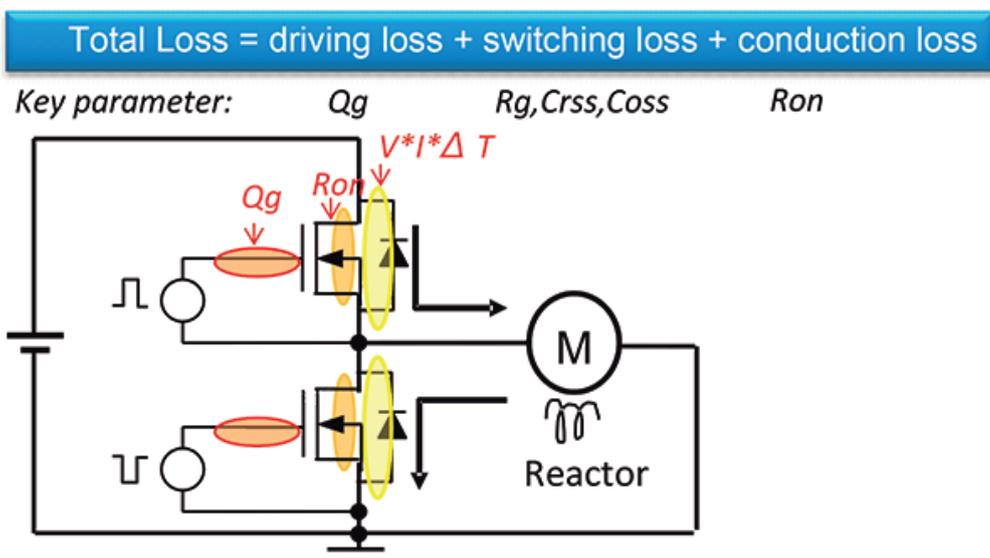
La selección del dispositivo de potencia correcto para un circuito electrónico de potencia requiere una evaluación exhaustiva de muchos parámetros. La tensión de bloqueo, la corriente de fuga y las características térmicas son factores importantes desde el punto de vista de la fiabilidad. La tensión de saturación, la tensión de umbral, la transconductancia y la corriente máxima son importantes desde el punto de vista del funcionamiento. Reducir al mínimo la pérdida de potencia es esencial para el diseño integral de un circuito electrónico de potencia eficiente.

Las pérdidas del dispositivo de potencia se pueden clasificar principalmente en tres elementos: pérdida de excitación, que se genera al hacer funcionar el dispositivo de potencia; pérdida de conmutación, que se genera cuando el dispositivo se enciende o apaga; y pérdida de conducción, que se genera mientras el dispositivo está encendido (Figura 1). La pérdida de conducción es dominante en las frecuencias de conmutación inferiores a 10 kHz. La pérdida de excitación y la pérdida de conmutación se hacen dominantes a medida que aumenta la frecuencia de conmutación (Figura 2). Cada tipo de pérdida de potencia se puede calcular a través de parámetros inherentes al dispositivo.

La pérdida de excitación se puede calcular a partir de la carga de puerta (Q_g). La pérdida de conmutación se puede calcular a partir de la resistencia de puerta (R_g) y las capacitancias parásitas del dispositivo (o características de la carga de puerta), mientras que la pérdida de conducción se puede calcular a partir de la resistencia (R_{on}). Por lo tanto, se deduce que para la evaluación de la pérdida de potencia son necesarios equipos de prueba que puedan caracterizar estos parámetros. Las capacitancias parásitas del dispositivo se dividen en capacitancia de entrada (C_{iss}), capacitancia de salida (C_{oss}) y capacitancia de transferencia inversa (C_{rss}).

La selección de un dispositivo de potencia que presente un buen equilibrio entre la resistencia R_{on} y las capacitancias parásitas del dispositivo es el primer paso en el diseño de un circuito electrónico de potencia eficiente. La carga de puerta se define como la cantidad total de carga que se necesita para activar totalmente un dispositivo de potencia. También se puede ver como un parámetro que representa las características no lineales de capacitancia

Figura 1. Loss in power devices is the main factor of total circuit power



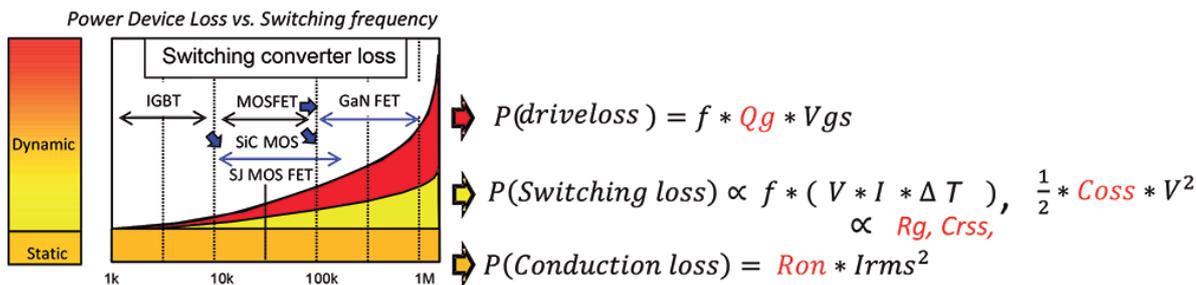


Figura 2. Increasing driving loss and switching loss

de entrada del dispositivo, ($C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$). Tanto la resistencia R_{on} como las capacitancias parásitas del dispositivo son importantes en los dispositivos de potencia de alta frecuencia de conmutación con pequeña FOM (figura de mérito), que se calcula como producto de Q_g y R_{on} .

¿Qué es la carga de puerta?

La carga de puerta es la cantidad total de carga para encender un dispositivo de potencia. Dicho de otro modo, es la integración de tiempo de la corriente que fluye hacia el terminal de la puerta cuando

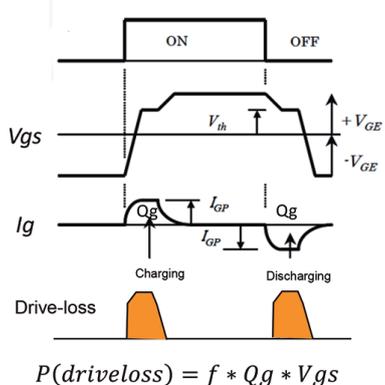


Figura 3. Dispositivos basados en estado de

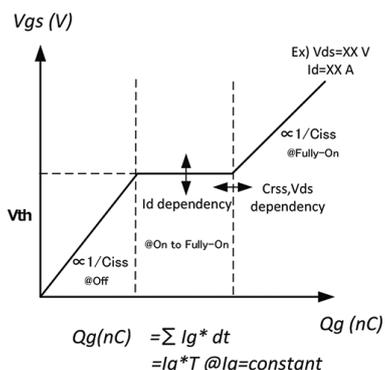


Figura 4. Theoretical understanding of Qg curve

encendido. La pérdida de excitación se calcula entonces como producto de la carga de puerta, la tensión de puerta y la frecuencia.

Como se muestra en la Fig. 4, las características de la carga de puerta se representan como una curva continua que consta de tres segmentos con diferentes pendientes.

Si la corriente de puerta (I_g) se mantiene constante, la carga de puerta es un producto de I_g y tiempo (t). Entonces, la curva Q_g se obtiene efectuando la medida de muestreo en la tensión de puerta (V_{gs}). El primer segmento de la curva Q_g representa la subida de V_{gs} donde C_{iss_off} es cargado por I_g mientras el dispositivo está apagado. Se representa como $V_{gs} = (1/C_{iss_off}) * Q_g$. Dado que C_{gs} es, en general, mucho mayor que Cr_{ss} , puede aproximarse como $V_{gs} = (1/C_{gs}) * Q_g$. La carga de puerta de este segmento se llama Q_{gd1} . Cuando V_{gs} aumenta por encima de la tensión umbral (V_{th}) la corriente de drenaje (o colector) empieza a fluir. V_{gs} en este segmento aumenta hasta que la corriente de drenaje alcanza la corriente nominal en las características de I_d - V_{gs} . En el segundo segmento con pendiente plana, en el que el dispositivo cambia de estado de encendido a totalmente encendido, V_{gs} no aumenta porque toda la corriente I_g fluye hacia Cr_{ss} . En la Figura 5 se muestran las características de capacitancia de un transistor y en la Figura 5(d) se muestra la dependencia de tensión de Cr_{ss} . Los cambios en Cr_{ss} se pueden clasificar en dos áreas diferenciadas: Cuando $V_{ds} > V_{gs}$, Cr_{ss} aumenta conforme a la disminución de V_{ds} . La cantidad de aumento de carga de Q_{gd1} es:

$Q_{gd1} = \int_0^{V_{ds}-V_{gs}} Cr_{ss} * dV \quad V_{ds} > V_{gs} \quad \text{--- (1)}$

Q_{gd1} se denomina carga de espejo.

En el estado $V_{gs} > V_{gd}$, Cr_{ss} aumenta de manera significativa por el canal que se forma bajo la puerta debido al encendido del dispositivo. El incremento de la carga de Q_{gd2} es:

$Q_{gd2} = \int_{V_{ds}}^{V_{gs}} C_{iss_on} * dV \quad \text{--- (2)}$

El valor de C_{iss_on} se obtiene a partir de las características de $V_{gs} - C_{iss}$, como se muestra en la Fig. 5(c). La carga de este segmento se denomina Q_{gd} .

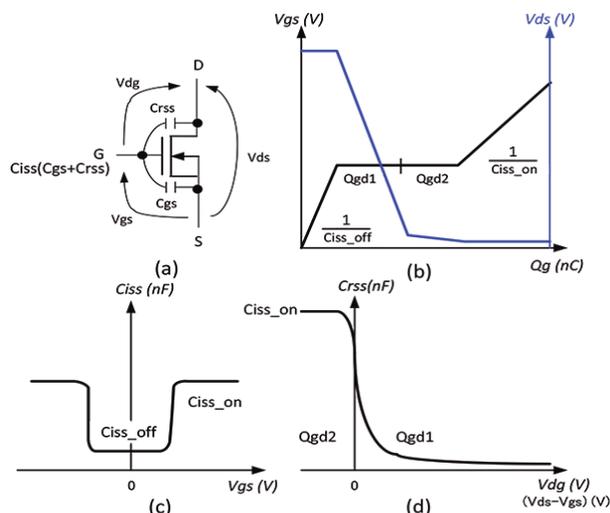
El tamaño de Q_{gd} depende de la tensión de drenaje (o colector) en estado de desconexión y del estado de conexión de Cr_{ss} .

$Q_{gd} = Q_{gd1} + Q_{gd2} \quad \text{--- (3)}$

El valor de Q_{gd} limita las prestaciones de conmutación del dispositivo.

En el último segmento el dispositivo está totalmente encendido y la carga de C_{iss_on} se reanuda. V_{gs} se representa como $V_{gs} = (1/C_{iss_on}) * Q_g$.

Figura 5. Qg Characteristics by non linear Crss-Vdg characteristics



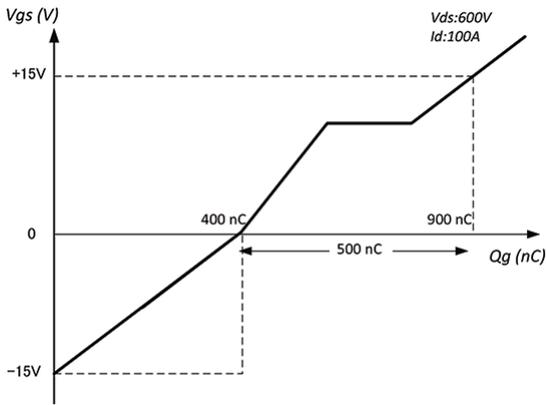
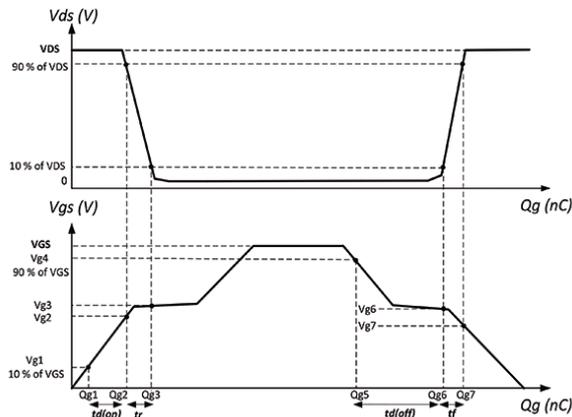


Figura 6. Qg characteristics from negative Vgs

Puntos de diseño para circuitos de conducción.

Los diseñadores de circuitos utilizan las características de carga de puerta para diseñar circuitos de excitación de puerta y calcular la pérdida de excitación. Definen la tensión de excitación de puerta teniendo en cuenta las prestaciones del dispositivo, su dispersión y el encendido inesperado del dispositivo, y luego leen la cantidad total de carga de la curva Qg. Por ejemplo, supongamos que la curva Qg que se muestra en la Fig. 6 se obtiene con Vds = 600 V e Id = 100 A. Si la puerta pasa de 0 a 15 V, el valor de Qg leído será de 500 nC. La pérdida de excitación es de 0,15 W si la frecuencia de conmutación es de 20 kHz: [P(pérdida de excitación) = f * Qg * Vg = 20 k * 500 n * 15]. Además, si espera un tiempo de subida de 100 ns, entonces se necesitan por lo menos 5 A [500 nC/100 ns] de corriente de excitación. Una corriente de excitación insuficiente demora la velocidad de conmutación, lo cual

Figura 7. Switching time calculation derived from Qg characteristics



tiene como resultado una mayor pérdida de conmutación. Maximizar la corriente de excitación es un parámetro importante en el diseño de circuitos de excitación.

En general, se recomienda llevar la tensión de puerta de un IGBT desde un valor negativo a fin de evitar una activación inesperada. El valor de Qg total correcto se obtiene a partir de la suma de los valores de Qg tanto en las regiones de tensión negativas como positivas. Por ejemplo, en la Fig. 6 la tensión de puerta oscila de -15 V a +15 V y deben añadirse 400 nC a Qg, lo cual da como resultado una pérdida de excitación total de 0,27 W: [P(pérdida de excitación) = 20 k * (400 n + 500 n) * 15].

La curva Qg en combinación con las características de tensión de salida del dispositivo permite un análisis detallado y la optimización de un dispositivo de potencia en modo de conmutación.

Relación entre el tiempo de conmutación y la carga de puerta.

A menudo se utiliza un cálculo del tiempo de conmutación basado en una respuesta a transitorios de primer orden de las características de carga de puerta, la resistencia en serie de puerta (Rs) y la capacitancia de entrada (Ciss). Rs es la suma de la resistencia de puerta (Rg) del dispositivo y una resistencia externa conectada a la puerta.

La tensión de puerta Vgs, en un momento determinado t, se representa utilizando la tensión de excitación de puerta VGS, de la siguiente manera:

$$V_{gs}(t) = VGS \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{Ciss * Rs}} \right\}$$

Por lo tanto, t se da como:

$$t = (Ciss * Rs) * \ln \left\{ \frac{VGS}{VGS - Vgs} \right\} \text{---(5)}$$

La constante de tiempo se da como:

$$\tau = (Ciss * Rs) @ 53.2\% \text{ of } VGS \text{---(6)}$$

Con la sustitución de Qg = Ciss * Vgs en la ecuación (5) se obtiene:

$$t = \left(\frac{Qg}{Vgs} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS}{VGS - Vgs} \right\} \text{---(7)}$$

Utilizando (7) anterior la diferencia entre t1 y t2 es la siguiente:

$$t2 - t1 = \left(\frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS - Vg1}{VGS - Vg2} \right\} \text{---(8)}$$

Id(encendido), Ir, It y Id(apagado), como aparecen en la ficha de datos de un dispositivo, se calculan a partir de (8) sustituyendo los datos correspondientes de: tensión de puerta, tensión de drenaje y corriente de drenaje frente a Qg. Hay que consultar la nota de aplicación del fabricante del dispositivo para conocer la definición de cada parámetro de tiempo de conmutación.

Las ecuaciones (9) a (12) son fórmulas de tiempo de conmutación definidas por la tensión de puerta y la tensión de drenaje.

Tiempo de retardo de encendido, Td(encendido): del 10 % de VGS al 90 % de VDS

$$td(on) = \left(\frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS - Vg1}{VGS - Vg2} \right\} \text{---(9)}$$

Tiempo de subida, Tr: del 90 % de VDS al 10 % de VDS

$$tr = \left(\frac{Qg3 - Qg2}{Vg3 - Vg2} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS - Vg2}{VGS - Vg3} \right\} \text{---(10)}$$

Tiempo de retardo de apagado, Td(apagado): del 90 % de VGS al 90 % de VDS

$$td(off) = \left(\frac{Qg6 - Qg5}{Vg6 - Vg5} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{Vg6}{Vg5} \right\} \text{---(11)}$$

Tiempo de bajada, Tf: del 10 % de VD al 90 % de VD

$$tf = \left(\frac{Qg7 - Qg6}{Vg7 - Vg6} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{Vg7}{Vg6} \right\} \text{---(12)}$$

Relación entre la pérdida de conmutación y la carga de puerta.

La carga de conmutación (Qsw) se define como la carga total en el período durante el cual la tensión de drenaje y la corriente de drenaje están cruzadas. Es aproximadamente

$$T_{sw(on)} = \frac{Q_{sw}}{i_g} = R_s * \frac{Q_{sw}}{V_{GS} - V_{gp}} \quad --(13)$$

$$T_{sw(off)} = \frac{Q_{sw}}{i_g} = R_s * \frac{Q_{sw}}{V_{gp}} \quad --(14)$$

$$P_{sw(inductive)} = \left(\frac{1}{2}\right) * V_{DS} * I_D * (T_{sw(on)} + T_{sw(off)}) * f \quad --(15)$$

$$P_{sw(resistive)} = \left(\frac{1}{2}\right) * V_{DS} * I_D * (T_{sw(on)} + T_{sw(off)}) * f \quad --(15)$$

te equivalente a la carga de espejo (Qgd1) de la ecuación (1). En el diseño de convertidores de DC-DC hay establecido un cálculo de pérdida de conmutación derivado de Qsw.

El producto de la corriente de puerta (ig) y el tiempo de conmutación (Tsw(encendido) o Tsw (apagado)) es Qsw, que permite el siguiente cálculo de la pérdida de conmutación tanto para el encendido como para el apagado del dispositivo. En el caso de una carga puramente resistiva, Id y Vds se cruzan en el punto medio. En el caso de una carga inductiva, la fase de corriente y tensión es diferente y el factor de pérdida cambia. En la Fig. 8 se muestra una representación gráfica.

Desafíos de la medición de la carga de puerta.

A menudo en la ficha de datos de un dispositivo se muestra un circuito de pruebas para medir una curva Qg. En la Fig. 9(a) se muestra un circuito con fuente de corriente constante; en la Fig. 9(b) se muestra uno con carga resistiva mientras que en la Fig. 9(c) se muestra uno con

carga inductiva. En el caso de la Fig. 9(b) es difícil obtener el vértice entre la primera y la segunda pendiente, ya que la corriente tiene dependencia de tensión.

Aunque los tres circuitos parecen sencillos, resulta difícil diseñar un entorno de prueba Qg por los dos motivos siguientes:

Una fuente de alimentación estable para proporcionar corriente y tensión de salida precisas dependientes del tiempo.

Un circuito de excitación de puerta que pueda medir con precisión la tensión y la corriente dependientes del tiempo.

Para medir Qg es necesaria una fuente de alimentación estable de gran potencia. Por ejemplo, para suministrar 120 kW a 600 V es necesario suministrar una corriente de 200 A. Diseñar una fuente de alimentación estable con esta capacidad resulta difícil. La observación de la medida de Qg solo requiere potencia de impulsos para capturar la respuesta a transitorios de conmutación. En consecuencia, la corriente que se descarga del condensador grande es suficiente como fuente

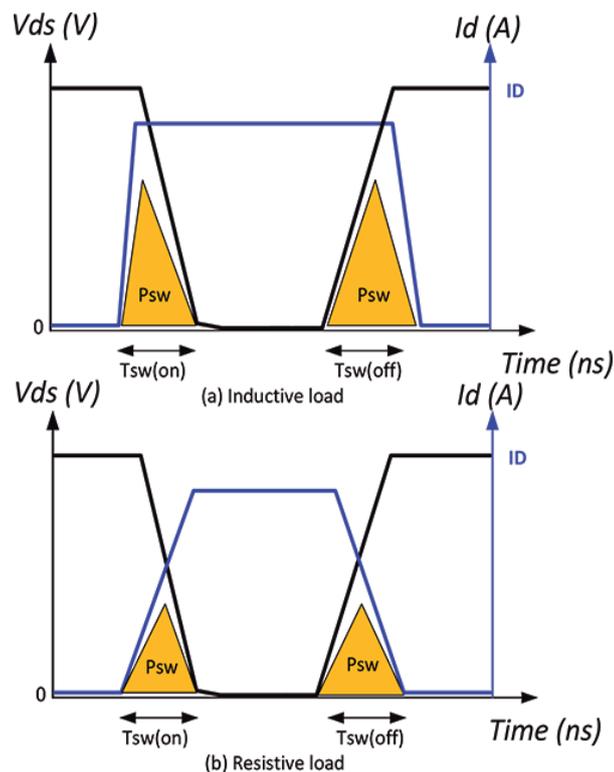
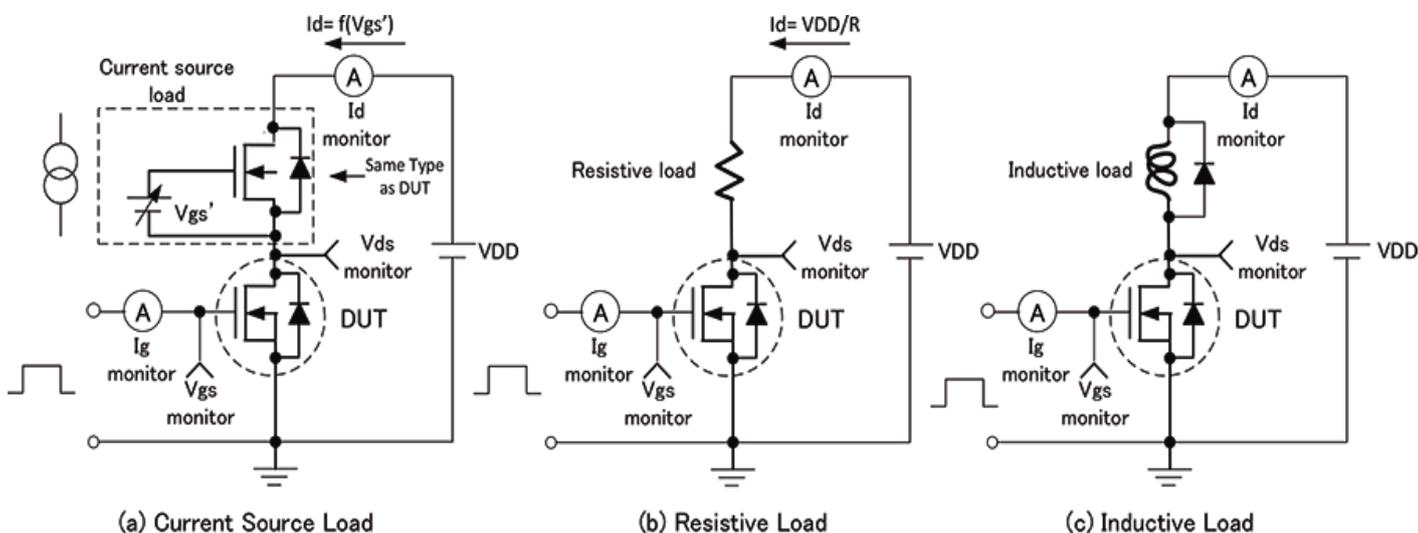


Figura 8. Switching losses

de alimentación. Sin embargo, la fabricación segura de un sistema de este tipo es difícil. Para evaluar con precisión Qg se necesita un circuito de excitación de puerta de fuente de corriente constante. Qg es el producto de la corriente constante y el tiempo. La curva de Qg se puede obtener de forma sencilla mediante el muestreo de Vgs a lo largo del tiempo. La pendiente de las transiciones ("slew rate") de una fuente de excitación de puerta debe controlarse bien, de lo contrario la conmutación del dispositivo se produce demasiado deprisa y las

Figura 9. Gate charge measurement circuits



características de los transitorios resultan difíciles de medir. Muchos fabricantes de dispositivos disponen de sistemas de prueba dinámicos exclusivos para la medida de Qg. Sin embargo, para los diseñadores de circuitos resulta difícil tener acceso a este tipo de sistemas de prueba debido a su coste y tamaño. Por este motivo, Agilent Technologies ha desarrollado un instrumento de banco de trabajo que puede evaluar Qg de forma rápida y sencilla en un entorno de oficina.

Una nueva e innovadora técnica de prueba de Qg.

Agilent Technologies ha desarrollado un nuevo método para obtener curvas Qg completas (Fig. 10, curva Qg 3). Esta curva compuesta se obtiene a partir de dos curvas Qg diferentes. La primera (curva Qg 1) se mide con un instrumento de prueba de baja tensión y alta corriente, mientras que la segunda (curva Qg 2) se mide con un instrumento de prueba de alta tensión y baja corriente.

Un instrumento de baja tensión y alta corriente proporciona la curva Qg durante el encendido del dispositivo, mientras que un instrumento de alta tensión y baja corriente proporciona la curva Qg que muestra la dependencia Crss del dispositivo. Con esta técnica se pone fin a la necesidad de disponer de una gran fuente de alimentación que, de lo contrario, es obligatoria para dispositivos de alta tensión y alta corriente.

Agilent Technologies ha desarrollado un sistema de prueba con un controlador de puerta de fuente de

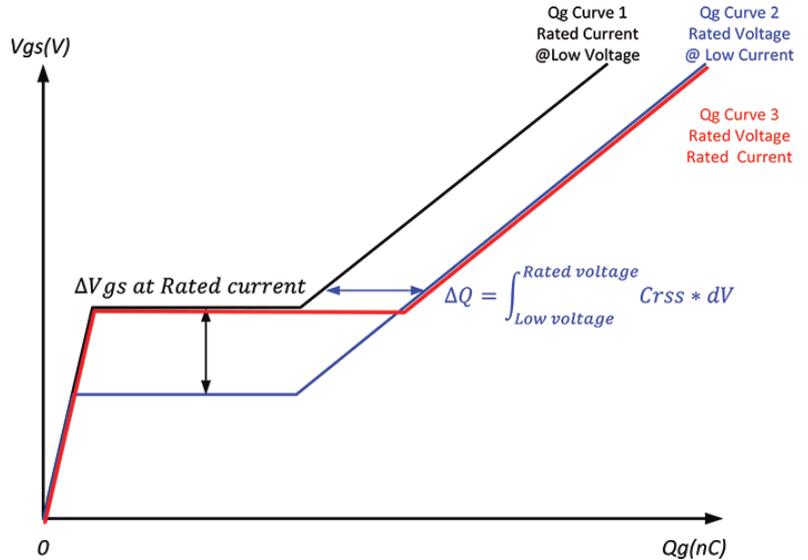


Figura 10. New Qg measurement technique

corriente constante. Este se utiliza en combinación con una fuente de drenaje (colector) de alta corriente pero baja tensión y alta tensión pero baja corriente con capacidad de muestreo simultánea de tensión y corriente. Esta combinación exclusiva permite la medida de la carga de puerta completa, y el cálculo del tiempo de conmutación y la pérdida resultante.

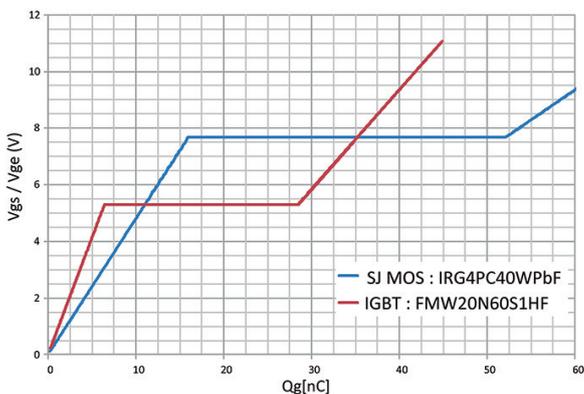
En la tabla siguiente se muestra una caracterización de ejemplo de IGBT y del supertransistor MOSFET mediante la medida de las características de Ron/Qg/Rg/Crss. El supertransistor MOSFET presenta

ventajas en cuanto a pérdida de conmutación respecto al IGBT para frecuencias superiores a 20 kHz de frecuencia de conmutación para medidas efectuadas bajo condiciones similares.

Evaluación de dispositivos mediante el B1506A de Agilent Technologies.

El analizador de dispositivos de potencia B1506A para el diseño de circuitos es un instrumento de banco de trabajo primicia en el sector que tiene una capacidad de prueba

Figura 11. Gate charge characteristics of IGBT and super junction MOSFET



Condiciones		
VDS	480 V	
ID	20 A	
Vgs	0 a 10 V	
Frecuencia de conmutación	10 kHz/20 kHz	
Ciclo de trabajo de Ton	10 %	
Resistencia en serie de puerta	27 Ω	
Tipo de dispositivo	IGBT	Supertransistor MOS FET
	IRG4PC40WPBF	FMW20N60S1HF
Medido		
Qg	63 nC	42 nC
Qgd	36 nC	22 nC
Qsw (=Qgd1)	12,2 nC	10,0 nC
Rg	0,7 Ω	3,5 Ω
Vce_sat/Rds_on @ 20 A	1,95 V	183 mΩ
Calculado		
Td(encendido)	39 ns	15 ns
Tr	47 ns	28 ns
Tf	28 ns	36 ns
Td(apagado)	162 ns	170 ns
P(pérdida de excitación)	6,3 mW	4,2 mW
P(pérdida de conmutación) a L carga	9,0 W/18,1 W	5,8 W/11,5 W
P(pérdida de conducción)	3,9 W	7,3 W
Pérdida de potencia total	12,9 W/22,0 W	13,1 W/18,8 W

Tabla 1. Tabla comparativa de la pérdida de conmutación de IGBT/MOS

Parámetro de control/medida	Rango	Resolución mínima
Qg	1 nC a 100 μ C	10 pC
Vdd	+/- 0 V a 3.000 V	100 μ V
Límite Id	+/- 1 A a 1.100 A	2 mA
Ig	+/- 1 nA a 1 A	10 pA
Vg	+/- 30 V	40 μ V
A tiempo	50 μ s – 950 μ s	2 μ s
Controlador Vg para carga de corriente	+/- 30 V	40 μ V

Tabla 2. Rango de medida de la curva Qg del B1506A.

de Qg de hasta 1.500 A/3 kV. Puede generar curvas Qg completas de 1 nC a 100 μ C utilizando un método nuevo e innovador que emplea un sofisticado controlador de puerta con control de corriente sensible en combinación con capacidades de muestreo/fuente de baja tensión/alta corriente y muestreo/fuente de baja corriente/alta tensión. Además de las características IV el B1506A tam-

bién puede medir parámetros parasitarios del dispositivo: Rg, Ciss, Crss, Coss, Cgs y Cds. Por lo tanto, puede validar un dispositivo de potencia desde dos perspectivas distintas. Además, también puede calcular el tiempo de conmutación (td, tr, tf), las pérdidas de potencia (excitación, conmutación y conducción) de curvas Qg y otros parámetros medidos. Por último, se pueden medir

características de dependencia de temperatura de -50 °C a $+250$ °C.

El B1506A de Agilent Technologies puede evaluar todos los parámetros necesarios de diseño de circuitos en un amplio rango de condiciones de funcionamiento. 



Agilent Technologies