

Comparativa de las conmutaciones entre el transistor JFET de SiC y la configuración SiC JFET/Si MOSFET en cascodo.

Marcos Fernández, Alberto Rodríguez, Aitor Vázquez, Diego G. Lamar, Manuel Arias y Javier Sebastián
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación
Escuela Politécnica de Ingeniería de Gijón. Universidad de Oviedo. Gijón, España

Resumen— Muchas son las ventajas de los dispositivos de carburo de silicio (SiC proveniente de su denominación inglesa) con respecto a los dispositivos de silicio. Entre ellas destacan, por ejemplo, un campo de ruptura mayor, menor caída de tensión en conducción y conmutaciones más rápidas. Estas cualidades los hacen ser totalmente idóneos para convertidores de alta densidad de potencia y alta eficiencia.

El objetivo de este artículo es estudiar el comportamiento de las conmutaciones de dos de las soluciones basadas en dispositivos de SiC más extendidas actualmente: el JFET normalmente cerrado y el cascodo formado por un JFET normalmente cerrado y un MOSFET de baja tensión de Si. Para ello se incluye una comparativa de estos dispositivos en las transiciones de encendido y apagado, analizando las formas de onda de tensión y corriente y calculando las pérdidas existentes en ambas transiciones. En el caso del cascodo, diferentes MOSFETs de silicio de baja tensión han sido analizados. Las pruebas se han realizado sobre un convertidor elevador trabajando en modo de conducción continuo y discontinuo.

Palabras clave— Alta eficiencia, Alta frecuencia, Cascodo, Conmutaciones, JFET SiC.

I. INTRODUCCIÓN

Los dispositivos de carburo de silicio (SiC) están creciendo en importancia en los últimos años debido a su tecnología de fabricación más madura y su subsiguiente aparición en el mercado. Un campo eléctrico de ruptura ocho veces mayor y tres veces más conductividad térmica son dos de sus ventajas con respecto a los dispositivos de silicio (Si) [1]-[2]. Esto se traduce en mayor capacidad de bloqueo de tensión, transiciones más rápidas, menor caída de tensión en conducción y menor resistencia térmica, lo que les hace más adecuados para convertidores de alta potencia y alta frecuencia.

A pesar de que los diodos de SiC están disponibles en el mercado desde hace años, la aparición de los transistores de SiC es mucho más reciente. En la actualidad existen varias configuraciones de transistores basadas en SiC como MOSFETs, JFETs (normalmente cerrados y normalmente abiertos) y cascodos, aunque los más extendidos en la literatura son los JFETs normalmente cerrados y los cascodos debido a su buen comportamiento. Los primeros, sin embargo, tienen la desventaja de necesitar nuevos drivers [3]-[5] que proporcionen tensiones negativas para evitar su conducción. Además, debido a su característica de ser normalmente cerrados es preciso incorporar nuevas soluciones para reemplazar a los dispositivos habituales de Si (circuitos de arranque, protecciones, etc) [6]-[8]. No obstante, mediante la configuración cascodo es posible convertir un dispositivo normalmente cerrado en uno abierto sin más que añadir un MOSFET de Si de baja tensión. La

desventaja de esta configuración es un ligero incremento en la resistencia de conducción del interruptor principal.

La configuración en cascodo es bien conocida y ha sido usada durante mucho tiempo en amplificación lineal de baja potencia, aunque su uso no estaba demasiado extendido en la electrónica de potencia. Sin embargo, la aparición de los nuevos dispositivos de SiC ha recuperado su uso [9] debido a que hace posible aprovechar las ventajas de las velocidades de conmutación del SiC manteniendo un driver comercial para su control. Con respecto a esto, varios artículos presentan simulaciones y análisis de resultados en ambas transiciones en la conmutación del cascodo [10]-[11]. Sin embargo, un estudio comparativo de estas transiciones entre el JFET de SiC y el cascodo podría introducir una nueva perspectiva sobre qué solución resulta más adecuada dependiendo de las condiciones de trabajo del convertidor.

El objetivo de este artículo es presentar una comparativa respecto a las conmutaciones del JFET de SiC y el cascodo (mostrado en la Figura 1). Inicialmente se plantea una comparación teórica simplificada del proceso de conmutación de estas dos soluciones. Posteriormente, los resultados y las conclusiones extraídas se verifican experimentalmente de tres formas: con las formas de onda de tensión y corriente en los dispositivos, con las energías de conmutación obtenidas a partir de las formas de onda y a partir del rendimiento del convertidor.

Para realizar los resultados experimentales se ha seleccionado el convertidor elevador, debido a su simplicidad y reducido número de componentes. De esta forma se logra reducir la influencia de otros elementos en el proceso de conmutación bajo estudio. En esta línea, se ha seleccionado un diodo de SiC como rectificador de salida para reducir las pérdidas asociadas a su corriente de recuperación inversa. Para verificar las conclusiones extraídas en el análisis teórico, se han realizado varias pruebas a diferentes frecuencias de conmutación tanto en modo de conducción continuo (MCC) como discontinuo (MCD) con una potencia de salida de 600 W.

II. COMPARATIVA DEL PROCESO DE CONMUTACIÓN DEL JFET DE SiC Y LA CONFIGURACIÓN CASCODO

El propósito de esta sección es realizar una comparativa de las conmutaciones del JFET de SiC y de la configuración cascodo JFET SiC/MOSFET Si. Las tensiones y corrientes del interruptor obtenidas a partir de un análisis simplificado en el dominio temporal serán representadas y comparadas. De este análisis se extraerán algunas conclusiones que serán verificadas posteriormente.

En la configuración en cascodo (Figura 1), la puerta del JFET se conecta directamente a masa y la señal de control se aplica sobre el MOSFET de Si. El JFET de SiC es un

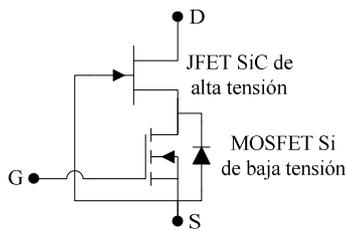


Figura 1. Esquema de la configuración cascodo JFET SiC/MOSFET Si.

dispositivo de alta tensión que soporta la mayor parte de la tensión de bus del convertidor mientras que el MOSFET puede ser un dispositivo de baja tensión, permitiendo conmutaciones rápidas. Este MOSFET ha de seleccionarse de forma que su tensión drenador-fuente máxima sea lo suficientemente alta para poder llegar a cortar al JFET de SiC, ya que es esa tensión (invertida) la que se aplica entre puerta-fuente del JFET. Como se puede ver, esta configuración es una solución sencilla para convertir un dispositivo normalmente cerrado (en este caso el JFET) en uno normalmente abierto, permitiendo el control a través de un *driver* estándar.

Bajo las condiciones de un circuito conmutado con carga inductiva, se considera que la corriente por la inductancia es constante durante las transiciones. El circuito de prueba de doble pulso mostrado en la Figura 2(e) es un buen ejemplo de este tipo de circuitos, además es el modo más común de conmutar en las fuentes de alimentación conmutadas. En la Figura 2(a) y (c) se representan las conmutaciones que se obtendrían idealmente. Sin embargo, si se consideran los efectos de las no idealidades de los componentes y del circuito, esas formas de onda se modifican notablemente, obteniéndose unas conmutaciones similares a las presentadas en la Figura 2(b) y (d).

El proceso clásico de encendido de un transistor considerando una carga inductiva (Figura 2 (a)), comienza con el incremento de la corriente que circula a través del transistor. Una vez que la corriente, alcanza su valor final, la tensión que está soportando el dispositivo comienza a decaer. Sin embargo, este proceso simplificado de conmutación se obtiene solo si se consideran las siguientes premisas: la corriente por la inductancia no cambia durante el proceso de conmutación; el diodo de salida es ideal, sin capacidad y sin caída de tensión directa; y no existen

inductancias parásitas introducidas por ninguno de los dispositivos ni por el enrutado. Como se puede comprender fácilmente, estas premisas no son ciertas cuando se desea realizar un análisis experimental. Existen parásitos que serán inevitables (como los propios de los encapsulados, ruteado, etc.) y otros que se introducen por efecto de las mediciones a realizar, sobre todo de corriente.

Debido a la existencia de los mencionados elementos parásitos, sobre todo de las inductancias, las formas de onda clásicas de un circuito con carga inductiva son realmente difíciles de observar en la experimentación. Por el contrario, en las formas de onda experimentales, se observa como en el encendido la tensión comienza a decrecer antes de que la corriente alcance su valor final (Figura 2(b)). En el apagado (representación ideal en la Figura 2(c) y considerando el efecto de los parásitos en la Figura 2(d)), se puede observar un proceso similar en la experimentación, produciéndose el comienzo de la caída de la corriente antes de que la tensión alcance su valor final [12].

Las transiciones de encendido y una representación de las pérdidas derivadas de la conmutación, debidas a la convivencia de tensión y corriente, en ambas configuraciones (JFET de SiC y cascodo) bajo prueba se muestran en la Figura 3. En el análisis simplificado mostrado no se partirá del análisis clásico sino del concluido tras la observación de los resultados experimentales debido al efecto de los elementos parásitos. Para facilitar la comprensión del comportamiento de los dispositivos durante la conmutación se considera que la transición de corriente por el interruptor principal es igual para ambas configuraciones y su cambio es aproximado por una rampa.

Las formas de onda del JFET se muestran de la manera más sencilla posible ya que solo se busca una comparativa con el caso del uso del cascodo. Sin embargo, en el caso del cascodo este proceso es ligeramente diferente. Dado que el interruptor está compuesto de dos transistores conectados en serie, ambos transistores han de estar conduciendo para permitir la circulación de la corriente total por el dispositivo. Es importante tener en cuenta que el JFET está gobernado por la tensión drenador-fuente del MOSFET (y no directamente por un *driver*), y por lo tanto la transición de la tensión soportada por el cascodo es más lenta que en el caso de la configuración con el JFET simple como se puede ver en la Figura 3.

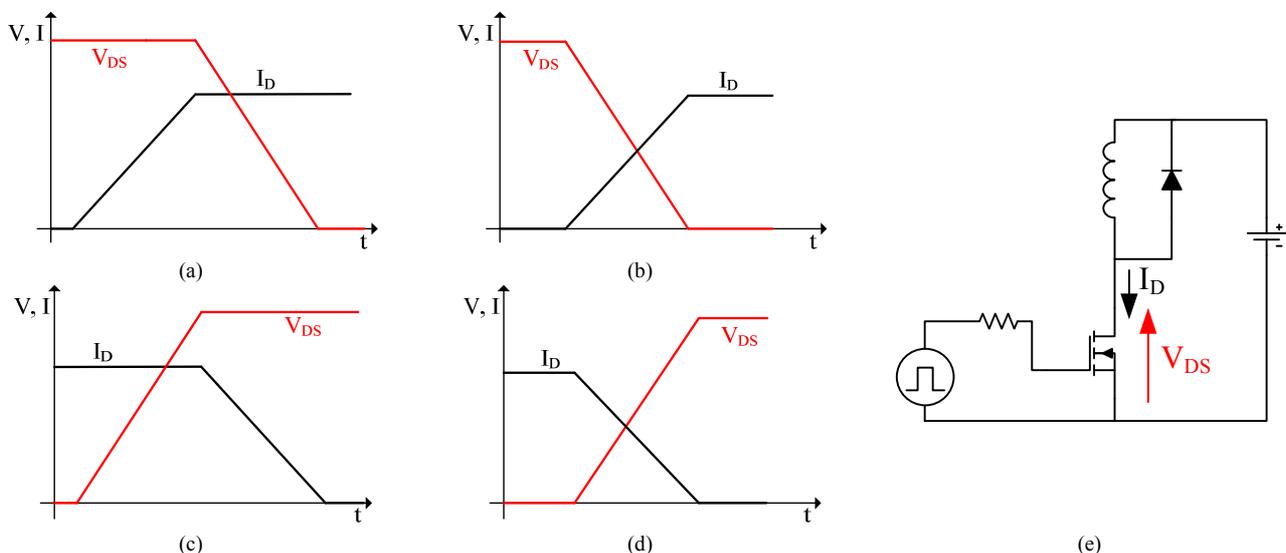


Figura 2. (a) Encendido ideal. (b) Encendido teniendo en cuenta el efecto de los parásitos. (c) Apagado ideal. (d) Apagado teniendo en cuenta el efecto de los parásitos. (e) Circuito conmutado con carga inductiva.

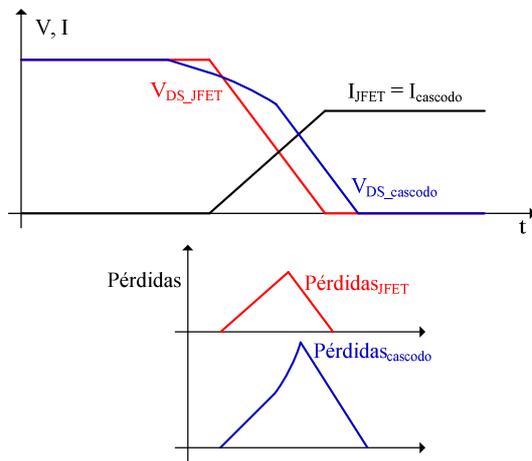


Figura 3. Comparativa de los encendidos y de sus pérdidas.

La Figura 4 representa las formas de onda de tensión y corriente en el apagado para el caso del JFET simple y la configuración cascode asumiendo, al igual que en el caso del encendido, que la transición de la corriente es la misma para ambas configuraciones. El proceso de conmutación del JFET es el dual al descrito en el caso del encendido. En el caso del cascode, dado que la puerta del JFET está controlada mediante el MOSFET y no a través de un driver, esta transición inicial en la tensión es más lenta que en el caso del JFET simple. Esto provoca que la tensión de salida del cascode tenga un retraso con respecto a la del caso del JFET simple, como se puede ver en la Figura 4.

Teniendo en cuenta el análisis teórico de las transiciones explicado previamente, es posible concluir que la configuración cascode introduce un retraso en las transiciones tanto en el encendido como en el apagado con respecto al JFET simple. En el encendido, este retraso incrementa las pérdidas de conmutación en esta transición con respecto al JFET simple. Esto puede entenderse más fácilmente teniendo en mente que en el proceso de encendido ambos transistores deben estar encendidos para poder permitir el paso de corriente, ralentizando el proceso de conmutación, incrementando la convivencia de tensión y corriente y aumentando las pérdidas en esta transición.

Sin embargo, el retraso en las formas de onda de tensión en el cascode con respecto al JFET simple, no sólo tiene desventajas. En el apagado, sólo es necesario que uno de los dos transistores deje de conducir para lograr bloquear la corriente (por estar en serie). Por consiguiente, se reducen las pérdidas de conmutación con respecto al caso del uso del JFET, ya que la convivencia de tensión y corriente durante la transición es menor.

III. OPERACIÓN EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO

A. Especificaciones del convertidor

Como se ha comentado anteriormente, para llevar a cabo

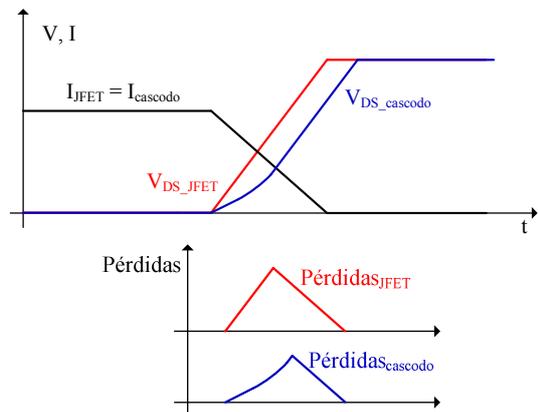


Figura 4. Comparativa de los apagados y de sus pérdidas.

la comparación de los dispositivos bajo prueba se ha seleccionado el convertidor elevador, dadas sus características de simplicidad y reducido número de componentes. El esquemático del convertidor empleado se muestra en la Figura 5, junto con las dos diferentes configuraciones bajo prueba.

El convertidor elevador opera con unas tensiones de entrada y salida de $150 V_{dc}$ y $400 V_{dc}$, respectivamente. La potencia de salida es de $600 W$ y, dado que el objetivo fundamental es estudiar ambas transiciones, se ha seleccionado el MCC inicialmente. Las frecuencias de conmutación en este modo de conducción son de 100 y 200 kHz con el objetivo de mantener las pérdidas de conmutación dentro de unos valores aceptables.

Como rectificador de salida se ha seleccionado un diodo de SiC de $600 V$ para evitar la influencia de la corriente de recuperación inversa en las pérdidas en el encendido del interruptor principal. Si bien el diodo de SiC también tiene pérdidas de recuperación inversa, su valor es mucho menor que en el caso de un diodo *ultrafast* de Si. Las características de los semiconductores empleados en el convertidor se muestran en la Tabla I.

En el caso del cascode se ha empleado un *driver* comercial para conmutar el dispositivo ya que el elemento a controlar es un MOSFET de Si estándar. Sin embargo, la

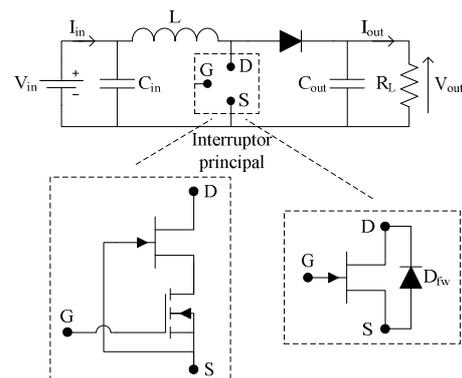


Figura 5. Esquemático del convertidor elevador.

Tabla I. Características más importantes de los semiconductores empleados

	Diodo Schottky SiC (C3D10060A)	JFET SiC normalmente Cerrado (SJD120R085)	MOSFET Si baja tensión (IRF7455)	MOSFET Si baja tensión (MTB75N03)
Fabricante	Cree	SemiSouth	International Rectifier	Motorola
$V_{ruptura}$ (V)	600	1200	30	25
I_{max} (A)	10	27	15	75
R_{DSon_max} (mΩ)	-	85	7.5	9
V_{GS_max}/V_{GS_th} (V)	-	+15, -15 / -5	+12, -12 / 2	+15, -15 / 2
$V_{directa}$ (V)	2.4	-	-	-
C_{iss} (pF)	-	255 @	3480 @	4025 @
C_{oss} (pF)	-	80 $V_{DS}=100 V$	870 $V_{DS}=25 V$	1353 $V_{DS}=25 V$
C_{rss} (pF)	-	80 $f=100 kHz$	100 $f=1 MHz$	307 $f=1 MHz$

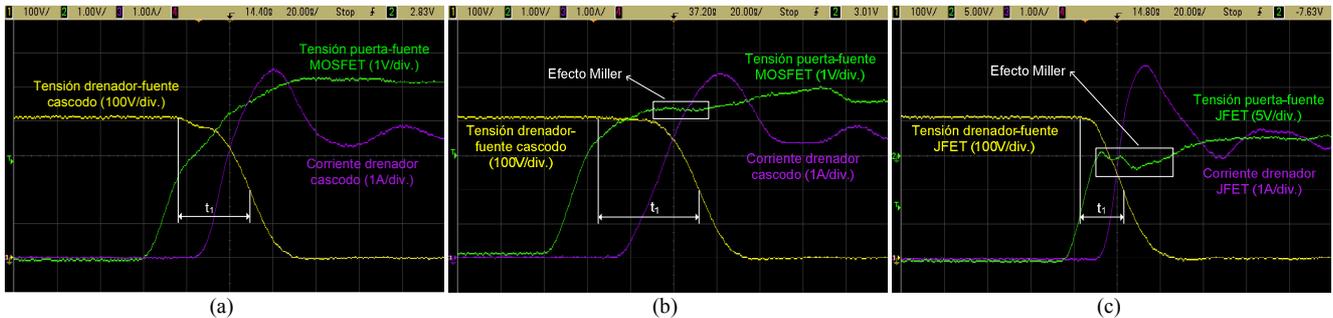


Figura 6. Formas de onda en el encendido del interruptor principal a 100 kHz y 600 W para: (a) Cascodo IRF7455, (b) Cascodo MTB75N03 y (c) JFET.

naturaleza normalmente cerrada del JFET (tiene el canal creado cuando se aplican 0 V entre puerta y fuente) hace necesaria la implementación de un nuevo *driver* para controlarlo. Este *driver* debe proporcionar una tensión de -15 V para cortar el dispositivo y 2 V para que entre en conducción, según recomienda el fabricante. Teniendo en cuenta esto se ha desarrollado un *driver* mostrado en [13].

Finalmente, las bobinas realizadas se han diseñado de forma que se minimicen sus pérdidas con el objetivo de reducir su influencia en el análisis de pérdidas de conmutación a partir de la eficiencia obtenida en el convertidor, como será descrito posteriormente.

B. Comportamiento en conmutación

La representación de la tensión y la corriente por el interruptor principal, así como la tensión de puerta en la transición de encendido para todas las configuraciones probadas (cascodo con MOSFET IRF7455 y con MOSFET MTB75N03 y JFET simple) se muestra en la Figura 6.

El efecto *Miller*, se puede observar con claridad en el caso del JFET y del cascodo con el MOSFET MTB75N03 durante la caída de la tensión drenador-fuente, aunque es casi imperceptible en el caso del cascodo con el MOSFET IRF7455. También se puede observar el mencionado retraso existente de la caída de la tensión del cascodo con respecto a la del JFET. Para mostrar con mayor claridad este efecto definimos el parámetro t_1 , mostrado en las formas de onda, como el tiempo desde que comienza a caer la tensión hasta que llega a la mitad de su valor. Se observa como t_1 es claramente mayor para ambos cascodos que para el JFET.

Las formas de onda de la corriente y de la tensión del interruptor principal y la señal de puerta para el apagado se muestran en la Figura 7. Cabe destacar el gran retraso existente entre el apagado de la puerta y el cambio en la corriente y la tensión de drenador en el caso del uso del cascodo con el MOSFET MTB75N03, debido sobre todo a sus elevadas capacidades parásitas.

C. Energías de la conmutación

Para el caso de una operación en MCC a 100 kHz y 600 W se han calculado las energías instantáneas en las dos

transiciones. Para ello, se ha realizado el producto de los valores de tensión y corriente obtenidos de la Figura 6 y la Figura 7. Para realizar el cálculo con la mayor precisión posible, se han calibrado previamente las sondas y efectuado todos los cálculos a través de Matlab.

Una vez que se obtiene el producto instantáneo de la tensión y la corriente, se calcula la energía de cada una de las transiciones para las tres configuraciones, obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 8(a). En el apagado apenas existen diferencias entre las tres configuraciones, mientras que en el encendido existen diferencias reseñables. El JFET proporciona el mejor comportamiento, mientras que el cascodo que usa el MOSFET con las capacidades parásitas mayores, es el que proporciona un proceso de encendido visiblemente peor.

El mismo análisis se ha realizado, pero en este caso a una frecuencia de conmutación de 200 kHz. Los resultados se muestran en la Figura 8(b). Los resultados son muy similares, aunque hay pequeñas diferencias de interés. En el apagado, existe una ligera mejora del cascodo con respecto al JFET, como se había comentado en el análisis teórico (al aumentar la frecuencia, las pequeñas diferencias empiezan a hacerse notables). En el encendido las conclusiones que se pueden obtener son las mismas que en el caso analizado anteriormente a 100 kHz.

D. Resultados de rendimiento

A partir de los resultados de rendimiento obtenidos del convertidor elevador en MCC a 600 W con las tres configuraciones propuestas, se han podido obtener ciertas conclusiones de interés. Estas conclusiones verifican el análisis teórico presentado.

Como se ha comentado con anterioridad, todos los componentes que conforman el elevador del que se ha medido el rendimiento son los mismos, excepto el interruptor principal, que es el dispositivo del que se quiere comprobar su proceso de conmutación. Además la potencia de salida también es la misma, por lo que las pérdidas de los condensadores, bobina y diodo de salida, se pueden considerar idénticas. Por último, la resistencia de conducción de los MOSFETs de silicio que se añaden para

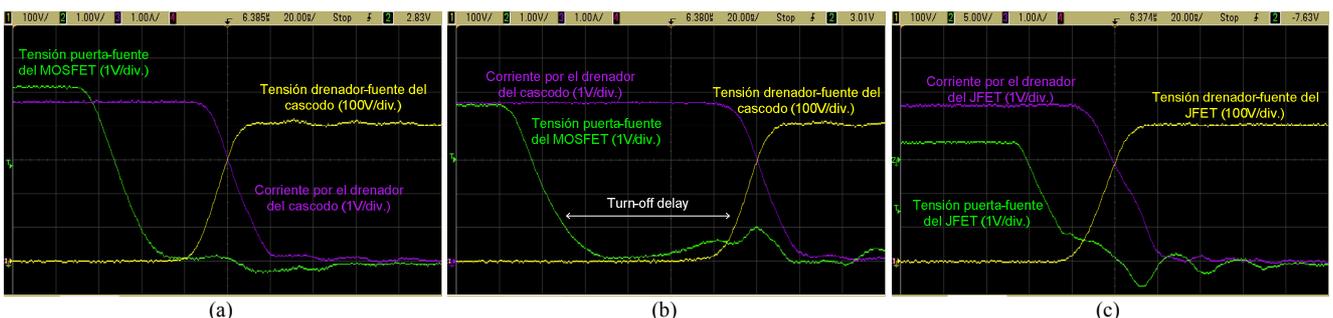


Figura 7. Formas de onda en el apagado del interruptor principal a 100 kHz y 600 W para: (a) Cascodo IRF7455, (b) Cascodo MTB75N03 y (c) JFET.

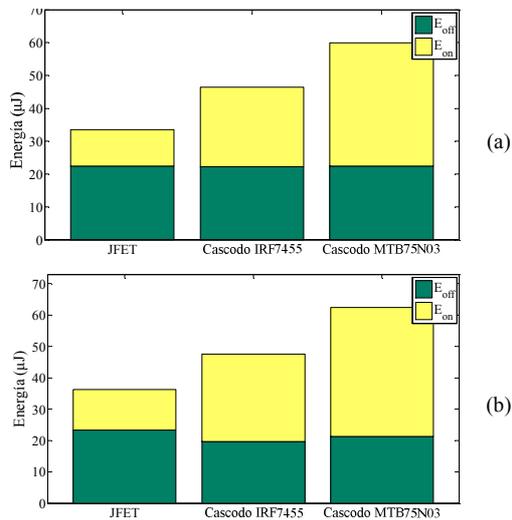


Figura 8. Energías de la conmutación en MCC a (a) 100 kHz y (b) 200 kHz.

conformar los cascodos son 10 veces menores que la propia del JFET de SiC, por lo que las diferencias que introducen, en cuanto a pérdidas de conducción, son insignificantes. Por tanto, considerando estas simplificaciones, podemos asumir que el rendimiento del elevador nos proporciona una magnitud válida para comparar las pérdidas de conmutación de los dispositivos bajo prueba.

En la Figura 9 se presentan los rendimientos del elevador para 600 W en MCC. Como se puede observar, los rendimientos obtenidos con el JFET son claramente superiores a los obtenidos con los cascodos. La razón principal son las pérdidas de encendido que, como se ha demostrado, son mayores en el caso de los cascodos.

Aunque los resultados muestran el mejor comportamiento de conmutación global del JFET, al estar en MCC no se permite distinguir el comportamiento en las transiciones de apagado y encendido. Para verificar las diferencias en los dos procesos de conmutación se realizarán pruebas en MCD, donde las pérdidas de encendido son eliminadas y, por lo tanto, se podrán analizar con mayor precisión las pérdidas de apagado a través del rendimiento.

IV. OPERACIÓN EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO

Gracias al uso del MCD se consiguen eliminar las pérdidas del encendido del interruptor principal y, por lo tanto, las pérdidas de conmutación globales, con la consiguiente posibilidad de incrementar la frecuencia. Incrementando la frecuencia de conmutación, se hace más sencillo el análisis de las pequeñas diferencias en las pérdidas del apagado de las distintas configuraciones. En MCD solo se probarán la configuración cascodeo con el MOSFET de Si IRF7455 y el JFET.

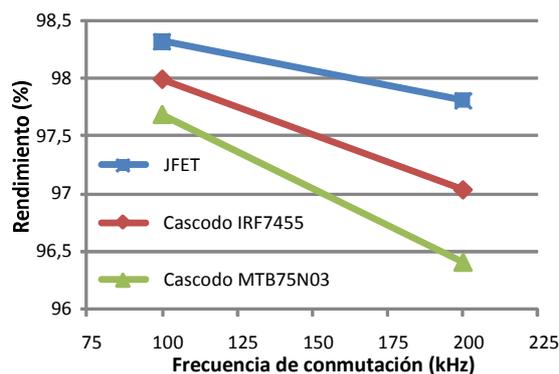


Figura 9. Rendimiento a 600 W y en MCC.

A. Especificaciones del convertidor

Las especificaciones del convertidor en el MCD serán las mismas que las utilizadas en MCC (tensión de entrada y de salida de 150 V_{dc} y 400 V_{dc} respectivamente y 600 W de potencia de salida), excepto la frecuencia de conmutación, que gracias a la eliminación de las pérdidas del apagado se podrá incrementar, siendo en este modo de operación de 100 kHz, 400 kHz y 1 MHz.

Los componentes del elevador serán los mismos que en el caso del MCC, con excepción de la inductancia. En el MCD se consigue ZVS mediante la descarga del condensador parásito de salida del interruptor antes del encendido del mismo. Debido a que la capacidad de salida del JFET y del cascodeo será ligeramente diferente, es necesario variar el valor de la inductancia (se consigue con pequeños cambio en su entrehierro) para que el proceso de descarga y el punto de funcionamiento sean idénticos en ambos casos.

B. Energías de la conmutación

En la Figura 10, se muestran las energías del apagado del interruptor principal para las dos configuraciones cuando el elevador trabaja a 600 W, MCD y una frecuencia de conmutación de 1 MHz. En este modo de operación, como se ha comentado, las pérdidas de encendido son prácticamente despreciables, por lo que solo se muestran las del apagado. La figura muestra una importante diferencia entre el proceso de apagado de las dos configuraciones, lo que refuerza las conclusiones obtenidas previamente. Al elevar la frecuencia se consiguen apreciar diferencias que a 100 kHz eran imperceptibles. Como se puede observar, el cascodeo otorga un proceso de apagado con menores pérdidas que el JFET.

Es importante tener en cuenta también que en este modo de operación las pérdidas de apagado serán mayores que en el MCC, debido a que en MCD el rizado de la corriente por la bobina será mayor y por tanto la corriente en el instante del apagado será mayor, proporcionando mayores pérdidas.

C. Resultados de rendimiento

Considerando las simplificaciones detalladas para el MCC, y teniendo en cuenta que las variaciones en la inductancia para mantener el punto de operación son mínimas y, por tanto, las pérdidas de la inductancia iguales para las dos configuraciones, podemos utilizar el rendimiento del elevador como un justo indicativo para comparar las pérdidas de apagado de cada configuración.

El rendimiento del elevador operando en MCD con una potencia de 600 W se muestra en la Figura 11. Como se puede observar para 100 kHz apenas existen diferencias, ya que las pérdidas de conmutación son muy escasas. Sin embargo, cuando la frecuencia se incrementa, las pequeñas diferencias en el apagado entre las dos configuraciones comienzan a dejarse notar en el rendimiento global, observándose como para 1 MHz el cascodeo proporciona un rendimiento aproximadamente un 2% mayor que el JFET.

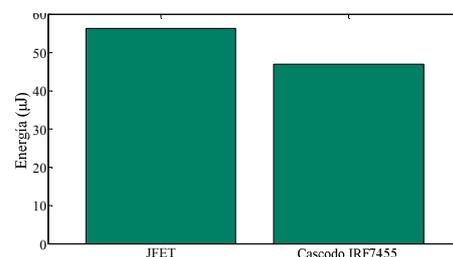


Figura 10. Energías de la conmutación a 1 MHz en MCD (solo apagado).

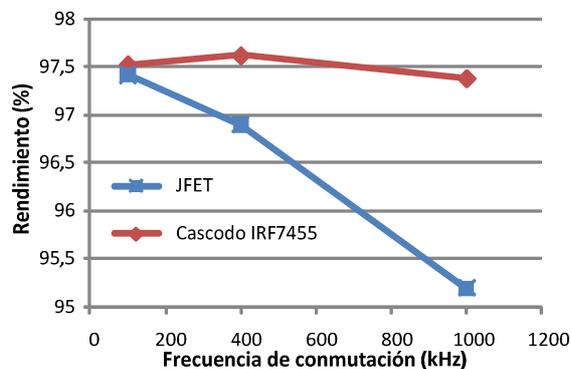


Figura 11. Energías de la conmutación a 1 MHz en MCD (solo apagado).

V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta un análisis comparativo del proceso de conmutación de dos de las configuraciones más utilizadas en la actualidad en cuanto a lo que se refiere al uso de transistores de SiC de alta tensión. Estas configuraciones son un JFET de SiC normalmente cerrado y la configuración en cascodo del mismo. En el caso del cascodo, se han utilizado dos MOSFETs de silicio distintos para verificar el efecto que este dispositivo tiene en el proceso de conmutación del interruptor global.

Se ha realizado un sencillo análisis descriptivo del proceso de conmutación de ambas configuraciones tratando de validar las conclusiones mediante experimentación. La experimentación se ha realizado con un convertidor elevador usando como interruptor principal las configuraciones bajo análisis. Se han realizado pruebas a una potencia de 600 W en MCC y en MCD y a diferentes frecuencias.

El análisis teórico indica que el cascodo ralentiza la conmutación con respecto al JFET, sin embargo produce distintos efectos en el encendido y el apagado.

En el caso del encendido, las pérdidas de conmutación del cascodo son mayores, ya que el MOSFET de silicio y el JFET de SiC están en serie y por lo tanto ambos dispositivos deben ser encendidos para permitir el paso de la corriente. Sin embargo, el decremento de la velocidad de la conmutación tiene efectos positivos en el apagado, reduciendo sus pérdidas de conmutación en esta transición, debido principalmente a que en este caso para cortar el paso de la corriente sólo es necesario apagar uno de los dos dispositivos en serie para cortar la corriente por el cascodo.

El análisis en MCC nos permite obtener conclusiones sobre el proceso de apagado y encendido de ambas configuraciones. Se ha podido observar una diferencia clara en las pérdidas de encendido, siendo el JFET el que menores pérdidas proporciona en esta transición. Las pérdidas en el apagado observadas, son prácticamente iguales, sólo apreciándose una mínima mejoría del cascodo con respecto al JFET cuando la frecuencia de conmutación es 200 kHz.

Para apreciar con mayor claridad las diferencias en el apagado, se ha operado el elevador en MCD, pudiendo de esta manera utilizar una frecuencia de conmutación más elevada. En este modo de operación y para frecuencias elevadas, la mejoría del proceso de apagado del cascodo frente al JFET es claramente apreciable.

Se ha tratado de obtener conclusiones comparativas de los valores de rendimiento obtenidos usando la experimentación realizada con un convertidor elevador, del cual se ha modificado el interruptor principal para utilizar las dos configuraciones bajo prueba. El resto de componentes del convertidor se han mantenido en un caso y en otro. Su

diseño se ha realizado tratando de minimizar sus pérdidas, de forma que afectasen lo mínimo posible a las mediciones realizadas, por lo que el rendimiento global del elevador es considerado un término comparativo justo de las pérdidas de conmutación de los dispositivos bajo prueba. Utilizando los valores de rendimiento se consigue una verificación de las conclusiones obtenidas anteriormente mediante el análisis teórico y el cálculo de las energías de la conmutación llevado a cabo. Se puede concluir que para conseguir un buen rendimiento a altas frecuencias se debería utilizar el MCD y un cascodo, mientras que para una frecuencia reducida y el MCC, el uso de un JFET de SiC proporcionaría un mejor rendimiento que un cascodo.

AGRADECIMIENTOS

Trabajo realizado gracias a los proyectos CONSOLIDER MICINN-10-CSD2009-00046 y MICINN-10-DPI2010-21110-C02-01 y la beca FPU con referencia AP2008-03380.

REFERENCIAS

- [1] J.A. Cooper, A. Agarwal, "SiC power-switching devices. The second electronics revolution?". *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, n. 6, pp. 956-968. June 2006.
- [2] J. Millán, "Wide band-gap power semiconductor devices". *IET Circuits Devices and Systems*, vol. 1, n. 5, pp. 372-379. 2007.
- [3] Application Note AN-SS1, "SiC Enhancement-Mode Junction Field Effect Transistor & Recommendations for Use", SemiSouth.
- [4] K. Mino, S. Herold, J. W. Kolar, "A Gate Drive Circuit for Silicon Carbide JFET", *Industrial Electronics Society, Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 1162-1166, 2003.
- [5] S. Round, M. Heldwein, J. Kolar, I. Hofsjager, and P. Friedrichs, "A SiC JFET driver for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter", *Industry Applications Conference, IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 410-416, 2005.
- [6] T. Friedli, S.D. Round, D. Hassler, J.W. Kolar, "Design and Performance of a 200-kHz All-SiC JFET Current DC-Link Back-to-Back Converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1868-1878. Sept.-oct. 2009.
- [7] Lai Rixin, Wang Fei, R. Burgos, D. Boroyevich, Zhang Di, Ning Puqi, "A Shoot-Through Protection Scheme for Converters Built With SiC JFETs". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2495-2500. Nov.-Dec. 2010.
- [8] C. Bernal, P.M. Gaudo, A. Gallego, A. Otin, J.M. Burdío, "Half-bridge resonant inverter for domestic induction heating based on silicon carbide technology". *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2218-2222. 5-9 Feb. 2012.
- [9] A. Mihaila, F. Udrea, R. Azar, G. Brezeanu, "Analysis of static and dynamic behaviour of SiC and Si devices connected in cascode configuration". *Semiconductor Conference (CAS) 2001*, vol. 2, pp. 333-336, 2001.
- [10] D. Aggeler, J. Biela, J.W. Kolar, "Controllable dv/dt Behaviour of the SiC MOSFET/JFET cascode. An alternative hard commutated switch for telecom applications", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010*, pp. 1584-1590, 2010.
- [11] S.K. Singh, F. Guedon, R. McMahon, "Comparative switching behaviour of silicon transistors and practical silicon carbide transistors". *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS) 2009*, pp. 585-590, 2009.
- [12] Zheng Chen, "Characterization and Modeling of High-Switching-Speed Behavior of SiC Active Devices", Tesis, capítulo 2. Diciembre 2009.
- [13] A. Rodríguez, M. Fernández, A. Vázquez, D.G. Lamar, M. Arias, J. Sebastian, "Optimizing the efficiency of a dc-dc boost converter over 98% by using commercial SiC transistors with switching frequencies from 100 kHz to 1 MHz". *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2013*.
- [14] Zhang Junhong, Lai Jih-Sheng, Kim Rae-Young, Yu Wensong, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, issue 4, pp. 1145-1153, 2007.