

Evaluación de técnicas de control modulares en un convertidor elevador síncrono con rendimiento elevado a baja carga con el uso de MOSFET de SiC

Aitor Vázquez, Alberto Rodríguez, María R. Rogina, Diego G. Lamar

Universidad de Oviedo. Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA)
Edificio Departamental nº 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. España
vazquezaitor@uniovi.es

Resumen—Este artículo se centra en convertidores bidireccionales de alta tensión para ser utilizados como interfaz entre baterías y celdas de un convertidor modular multinivel (MMC), para poder dotar de almacenamiento distribuido a un transformador de estado sólido (SST). Dichos convertidores han de tener un rendimiento elevado a media y baja carga, así como un rizado de corriente reducido, debido a los procesos de carga y descarga de la batería. En este trabajo se analiza el uso de MOSFET de SiC como solución para cumplir con los dos requisitos anteriores. En primer lugar, la implementación de un control de frecuencia variable que permita mantener el rendimiento a baja carga. Y en segundo lugar, el uso de un convertidor modular y de distintas técnicas de control para reducir el rizado de corriente. En este trabajo se resumen distintos resultados experimentales del uso de MOSFET de SiC con el control de frecuencia variable, así como una comparativa de las técnicas de control. Estos resultados se han obtenido mediante un convertidor modular con entrada en paralelo y salida en paralelo (IPOP) basado en tres módulos (3kW por módulo) de un elevador síncrono, para una conversión de 400V a 800V y 9kW de potencia máxima.

Palabras Clave—IPOP, Convertidores Modulares, SST, MMC, MOSFET de SiC, QSW-ZVS.

I. INTRODUCCIÓN

LOS transformadores electrónicos de potencia (*Power Electronic Transformers*, PET), también conocidos como transformadores de estado sólido (*Solid State Transformers*, SSTs) son una propuesta basada en semiconductores como alternativa a los transformadores de línea (*Line-Frequency Transformers*, LFT) convencionales [1]. Los PET mejorarán a los LFT en términos de densidad de potencia y funcionalidades extras, sin embargo, serán peores en términos de coste, rendimiento (sobre todo a plena carga) y fiabilidad [1]-[4]. Por el momento, una estructura de tres etapas modular (AC/DC + DC/DC + DC/AC) es la opción más utilizada para el desarrollo de PET [1], [4]-[8]. También basado en el concepto modular, está muy extendido el uso de convertidores multinivel para el desarrollo de la etapa AC/DC del PET, como en caso del PET

basado en CHB [8] y en MMC [9], [10]. Son muchas las ventajas de los convertidores multinivel [11]-[13], como, por ejemplo, la posibilidad de obtener un enlace de alta tensión de continua mediante la distribución de condensadores en cada celda, sin la necesidad de un gran condensador que soporte la tensión total, lo cual es más fiable y seguro [14].

En PET basados en convertidores multinivel, mediante un diseño adecuado de las celdas, es posible integrar baterías a nivel de celda, proporcionando al PET de capacidad de almacenamiento de manera distribuida y consecuentemente de funcionalidades adicionales, a costa de una mayor complejidad en el control. Por otro lado, la interconexión de las baterías a la celda requerirá el uso de un convertidor bidireccional.

Un elevado rendimiento es de especial importancia en PETs y por tanto también lo será para cual convertidor integrado en su estructura. El proceso de carga de una batería se suele realizar en tres etapas [15], con una etapa final en la que la corriente de carga es muy baja. Esta es la razón principal por la que el convertidor encargado de esa carga debe tener un rendimiento elevado no solo a altas potencias, sino también a media y baja carga.

En este artículo se propone el uso de un control de frecuencia de conmutación variable (que puede llegar a 200kHz) para conseguir un buen rendimiento en un amplio rango de potencias. La tensión de la celda del convertidor multinivel está regulada a 800V. Para cumplir con los requisitos de elevada tensión y frecuencia de conmutación, se propone el uso de MOSFETs de Carburo de Silicio (SiC). Como se ha reportado previamente, el uso de semiconductores de potencia de gran ancho de banda prohibido (WBG), especialmente SiC o Nitruro de Galio (GaN) permiten soportar niveles de tensión elevados y conmutaciones rápidas con bajas pérdidas en comparación con dispositivos similares de silicio [16]. Una contribución de este artículo es la validación del uso de MOSFET de SiC para conmutar a elevadas tensiones y frecuencias manteniendo un rendimiento elevado a media y baja carga en un convertidor elevador síncrono. Como una segunda contribución, en este artículo se propone el uso de un convertidor modular para extender aún más el rango de

rendimiento elevado a baja carga para mayores niveles de potencia, así como para reducir el rizado de la corriente de entrada, parámetro que resulta crítico en aplicaciones con almacenamiento de energía [17].

Este artículo sigue la siguiente estructura. En la Sección II se presenta una descripción del sistema global basado en un MMC. Posteriormente, en la Sección III se analiza el modo de operación de frecuencia variable. Las técnicas de control modulares que pueden ser aplicadas a dicho convertidor se presentan en la Sección IV. En la Sección V se recogen los principales resultados experimentales realizados. Por último, las conclusiones se resumen en la Sección VI.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

Partiendo de la topología del MMC se alcanza una configuración de un PET multipuerto de tres etapas, donde se propone el uso de convertidores con aislamiento (generalmente *Dual Active Bridge* (DAB)) para inyectar o absorber potencia de las celdas del MMC. Por tanto, el convertidor con aislamiento es conectado por un puerto a la tensión de celda mientras que el otro puerto se puede paralelizar para componer un bus de continua de baja tensión y alta corriente [9], [10]. El PET mencionado basado en MMC proporciona cuatro puertos: alta tensión de continua (HVDC), alta tensión de alterna (HVAC), baja tensión de continua (LVDC) y un puerto de baja tensión de alterna (LVAC) que se puede obtener usando un inversor común, consiguiendo finalmente un convertidor multipuerto, donde todos sus puertos son bidireccionales.

En [10], todas las celdas del MMC se paralelizan usando DAB para formar un bus de LVDC. Sin embargo, también es posible conectar distintas fuentes de energía o cargas a las celdas, como por ejemplo sistemas de almacenamiento de energía [18] o fuentes de energía renovables [19]. Este esquema se muestra en la Fig. 1. La conversión AC/AC se realiza con aislamiento galvánico a través de los DAB, mientras que el resto de componentes integrados a nivel de celda se pueden conectar a través de convertidores sin aislamiento y pueden ser optimizados para sus necesidades específicas.

El convertidor que se presenta en este artículo está orientado a la integración de baterías a nivel de celda en un MMC. Sin embargo, las conclusiones extraídas son válidas para aplicaciones donde es necesario un convertidor bidireccional con alto rendimiento a baja carga y altas tensiones de operación (e.g. almacenamiento en generación de energía eólica [20], vehículos eléctricos o cargadores de baterías [21], [22]).

III. MODOS DE OPERACIÓN EN EL CONVERTIDOR ELEVADOR SÍNCRONO

El convertidor elevador síncrono es la topología bidireccional sin aislamiento galvánico más simple (Fig. 1(b) sombreada en verde). Este convertidor puede operar en un modo de funcionamiento que se conoce como modo de transición resonante para la obtención de conmutación a tensión cero (QSW-ZVS) [23]-[30]. En este modo, el valor de la inductancia es bajo y se permite un rizado elevado de la corriente por la misma. De esta forma durante el tiempo muerto entre el apagado y encendido de los transistores, es posible descargar la capacidad

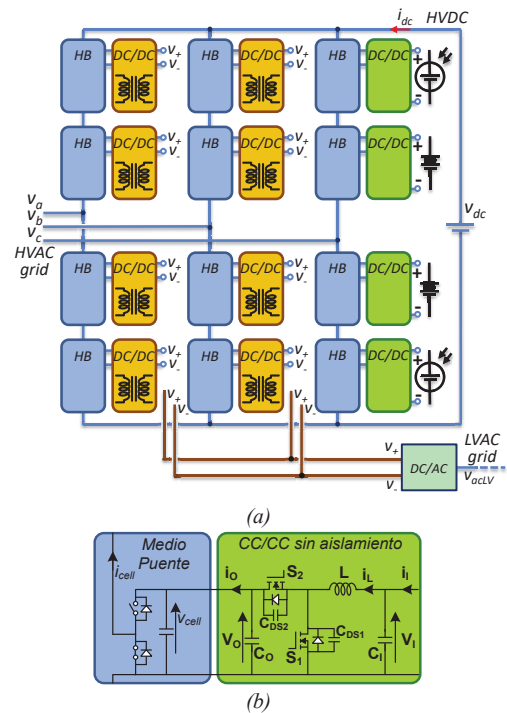


Fig. 1. (a) Ejemplo de integración de un sistema de almacenamiento de energía en un MMC, o DER. (b) Ejemplo de la estructura de una celda para DER.

parásita de los mismos, consiguiendo una entrada en conmutación a tensión cero (ZVS). Así mismo, el transistor que opera como rectificador síncrono conmuta con corriente cero en su apagado (ZCS). Por lo tanto, en este modo de operación, las pérdidas de conmutación se reducen drásticamente.

A medida que la potencia disminuye, la corriente media por la inductancia se reduce. En este modo de operación, esto conlleva que el pico de corriente por la inductancia ha de disminuir también. La reducción de este pico de corriente puede conseguirse de dos maneras. La primera de ellas es variando la frecuencia de conmutación, manteniendo la corriente reactiva constante [27], [28]. La segunda es manteniendo la frecuencia de conmutación constante pero variando la corriente reactiva que maneja el convertidor. Este segundo caso suele identificarse como Modo de Corriente Triangular (TCM) [23]-[25], [30]. En la Fig. 2 se muestra un ejemplo de la corriente por la inductancia ante dos potencias distintas en estos dos modos de operación. Como puede observarse en la Fig. 2(b), en TCM a medida que la potencia disminuye, aumenta la corriente negativa por la inductancia. Esto implica que las pérdidas esperables en el convertidor cuando opera a baja carga van a ser elevadas, puesto que el rizado de corriente se mantiene constante. Este modo se ha utilizado en este artículo como una referencia comparativa.

Este problema no ocurre en QSW-ZVS. Para mantener la mínima corriente reactiva necesaria para conseguir ZVS, se ha de variar la frecuencia de conmutación. Concretamente, a menor potencia, mayor frecuencia, tal y como se puede apreciar en la Fig. 2(a). La potencia mínima alcanzable operando en QSW-ZVS puede relacionarse con la frecuencia de conmutación mediante:

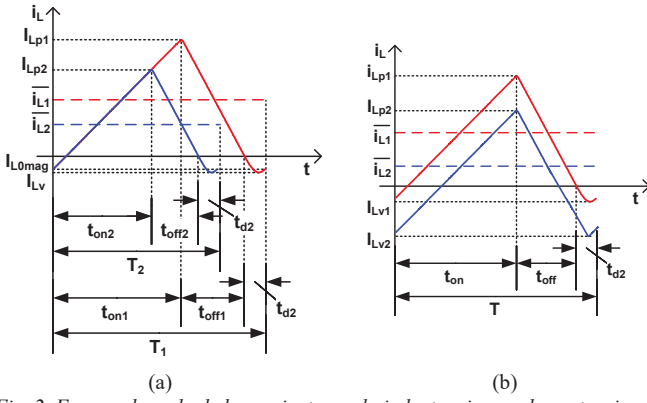


Fig. 2. Formas de onda de la corriente por la inductancia con dos potencias dadas para el convertidor elevador síncrono. (a) Operando en QSW-ZVS. (b) Operando en TCM.

$$P_{min} = V_l^2 \cdot \frac{D}{2L} \cdot \frac{1}{f_{smax}} \quad (1)$$

donde f_{smax} es la frecuencia de conmutación máxima. Tal y como establece (1), si se requiere que la potencia mínima sea baja para mantener un rendimiento muy elevado a baja carga, entonces la frecuencia de conmutación ha de incrementarse varios órdenes de magnitud, pudiendo variar de las decenas de kHz en plena carga a centenas de kHz a baja carga.

Teniendo en cuenta las solicitaciones anteriormente impuestas por la estructura del SST, los dispositivos basados en MOSFET de SiC son la única alternativa para implementar este modo de operación (alta tensión, capacidad de conmutar a frecuencia relativamente elevada) y cumplir, así, con el requisito de rendimiento elevado a baja carga. Por lo tanto, estos dispositivos hacen posible el uso del modo QSW-ZVS para conseguir un rendimiento elevado a baja carga.

IV. TÉCNICAS DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR MODULAR IPOP

Uno de los principales inconvenientes de los modos de operación TCM y QSW-ZVS es el rizado de corriente elevado. Puesto que la aplicación en la que se enmarca este trabajo es la de inserción de almacenamiento de energía distribuido en aplicaciones de SST, es necesario que este rizado de corriente sea bajo. Una posible opción para minimizar este inconveniente es la utilización de un convertidor modular en agrupación paralelo en la entrada, paralelo en la salida (IPOP). En este tipo de convertidores, la tensión de entrada y de salida es común a todos los módulos, mientras que las corrientes de entrada y de salida se dividen entre cada uno de ellos. Mediante el uso de una técnica de entrelazado (*interleaving*) es posible reducir el rizado de la corriente total demandada por el convertidor modular.

Además de esta ventaja, la agrupación modular permite reducir la potencia máxima que ha de manejar cada módulo. De esta forma, es posible alcanzar un valor menor de la potencia mínima (P_{min}) con la que el convertidor puede operar en QSW-ZVS. De esta forma, puede obtenerse una mayor ventaja del uso de los MOSFET de SiC en el convertidor, extendiendo sus ventajas a mayores niveles de potencia. No solo eso, sino que dependiendo de la técnica de control modular utilizada es posible obtener un rendimiento a baja carga mayor que el obtenido con un convertidor único de similares características de

tensión y potencia. En este trabajo se va plantear el uso de dos técnicas para el convertidor modular: un control balanceado y un control de encendido secuencial.

A. Control balanceado.

En el control balanceado, todos los módulos del convertidor modular operan con el mismo nivel de potencia. Por lo tanto, la corriente total se divide N veces, siendo N el número de módulos utilizado. En esta técnica de control, el rendimiento del convertidor modular es idéntico al rendimiento de un módulo. Por lo tanto, no ofrece ninguna ventaja adicional desde el punto de vista del rendimiento a media y baja carga. No obstante, al manejar todos los módulos exactamente el mismo nivel de corriente, es posible entrelazarlos de manera adecuada para minimizar el rizado de la corriente total de entrada.

El control balanceado puede implementarse de manera relativamente sencilla para el modo TCM, puesto que todos los módulos operan con ciclos de trabajo similares y frecuencia de conmutación constante. Combinando ambos controles, es posible minimizar el rizado de la corriente de entrada en todo el rango de carga y se puede obtener un rendimiento relativamente elevado a plena carga. Sin embargo, este control balanceado no resuelve el problema del manejo de mayor nivel de reactiva a baja carga que impone TCM.

Por otro lado, el control balanceado en QSW-ZVS no es tan directo de implementar. Al tener que operar con frecuencia de conmutación variable, es necesario utilizar alguna técnica que obligue a que dicho cambio en la frecuencia de conmutación sea el mismo para todos los módulos. Una posible solución a este problema sería la técnica maestro-esclavo planteada en [32], en donde un módulo opera como maestro y el resto operan según el patrón de conmutación del maestro en el anterior periodo de conmutación. Utilizando esta técnica, sería posible garantizar que todos los módulos variasen su frecuencia de conmutación de manera idéntica. Por lo tanto, este control es el más sencillo para extender las ventajas del rendimiento a baja carga del modo QSW-ZVS gracias a los MOSFET de SiC a mayores niveles de potencia. Concretamente, es posible mantener un rendimiento elevado desde plena carga hasta un 10% de la potencia máxima, como se verá en la Sección V.

B. Encendido secuencial (phase-shedding).

La segunda técnica de control evaluada aquí es el encendido secuencial (comúnmente llamada *phase-shedding*) [33]. Con este control, para cada nivel de potencia procesada únicamente se utilizarían los módulos necesarios (y no todos simultáneamente). De esta forma, a medida que la potencia aumenta, también aumenta el número de módulos activos o que procesan potencia y viceversa.

Para adoptar esta técnica de control modular a los modos de operación TCM y QSW-ZVS, puede realizarse la estrategia planteada en [32]. Según esta técnica, un único módulo opera en lazo cerrado y tiene capacidad para variar su potencia. El resto de módulos operan en lazo abierto y únicamente pueden procesar su potencia máxima (si están activos) o no procesar potencia (si están desactivados), funcionando como fuentes de corriente. El control del convertidor modular irá incrementando el número de módulos activos en función de la potencia demandada (y viceversa).

Como es lógico, el encendido secuencial logra reducir las pérdidas a media y baja carga gracias a la reducción del número de módulos que se encuentran procesando potencia (y, por lo tanto, de las pérdidas de los mismos). No sólo eso, sino que además las pérdidas de los módulos que trabajan a potencia fija pueden optimizarse de forma que se pueda conseguir un rendimiento elevado. Por lo tanto, esta técnica de control es, potencialmente, mejor desde el punto de vista del rendimiento a baja y media carga en comparación con el control balanceado.

Concretamente, esta técnica permite extender aún más el rendimiento elevado (desde el 100% de carga hasta un 5% de carga, como se verá en la Sección V) que es posible conseguir gracias a QSW-ZVS y al uso de los transistores MOSFET de SiC.

Pese a esta ventaja, en este control el rizado de la corriente de entrada se ve afectado de manera sustancial, puesto que depende del número de módulos que están procesando potencia y, por lo tanto, del nivel de potencia procesada. Así pues, es esperable que el rizado de corriente de este control de encendido secuencial sea mayor que en el caso del control balanceado.

C. Comparativa cualitativa.

Teniendo en cuenta las características de cada modo de operación y de cada técnica de control modular, puede realizarse una comparativa teórica de manera cualitativa de cada una de las cuatro posibles combinaciones. Esta comparativa teórica se ha basado en cinco parámetros fundamentales: el rizado de corriente, las pérdidas a baja carga, las pérdidas a media carga, la complejidad del control y la variación de frecuencia de conmutación (o emisiones electromagnéticas, EMI). Para que la comparativa sea válida, se ha fijado siempre el mismo valor de inductancia para cualquier modo y técnica de control, así como un número de módulos idéntico en todos los casos. Los resultados de esta comparativa cualitativa pueden verse en la Fig. 3. Como puede verse en los resultados de la Fig. 3, en función de qué parámetros sean relevantes en el diseño, puede optarse por una de las cuatro opciones analizadas aquí. Así, por ejemplo, si el rizado de la corriente es un factor crítico, entonces TCM con control balanceado resultaría la opción más atractiva, siendo la peor QSW-ZVS con encendido secuencial. Si por el contrario las pérdidas a baja carga fueran el parámetro clave del diseño, entonces esta última opción sería la más interesante.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A. Descripción del prototipo.

Para validar las ventajas del uso de los transistores MOSFET de SiC en los modos de operación descritos anteriormente y para comparar las distintas técnicas de control modular planteadas en este artículo, se ha utilizado un convertidor modular IPOP formado por tres módulos de convertidores elevadores síncronos. Se ha utilizado el módulo CCS050M12CM2 de Wolfspeed, que empaqueta tres medios puentes para el total de los seis transistores MOSFET de SiC necesarios. Se ha empleado un medio puente por cada módulo. El resto de parámetros y componentes del convertidor modular se resumen en la Tabla I. Se ha utilizado fibra óptica para llevar las señales de control desde la FPGA hasta el driver. En la Fig. 4(a) puede verse un esquema del prototipo construido, mientras que en la Fig. 4(b) puede verse una fotografía del mismo.

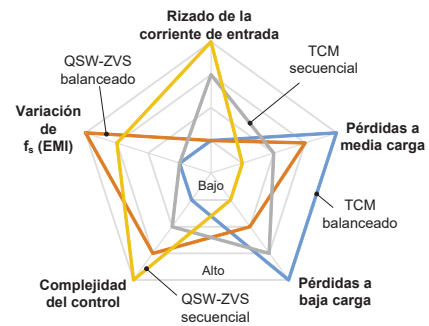


Fig. 3. Comparativa teórica de los dos modos de operación (TCM y QSW-ZVS) y de las dos técnicas de control (balanceado y encendido secuencial).

El rendimiento se ha medido en todos los casos una vez que la temperatura del convertidor se ha estabilizado. En ningún caso se han tenido en cuenta las pérdidas en el *driver*. Se ha empleado un radiador refrigerado por convección para la disipación térmica del módulo de SiC. Para la medida tanto de las tensiones como de las corrientes de entrada y de salida se han empleado multímetros digitales FLUKE 187. Los rendimientos medidos deben ser interpretados de manera comparativa entre unas técnicas y modos de operación y otros, puesto que en ningún caso se ha optimizado el diseño del convertidor, dejándose abierta la posibilidad de reducir aún más las pérdidas en este diseño. En la Fig. 5 se muestra el rendimiento teórico y medido de un único módulo para los modos de operación TCM y QSW-ZVS. El rendimiento teórico se ha calculado utilizando un modelo sencillo de pérdidas teniendo en cuenta las pérdidas de conducción, de conmutación y las pérdidas en la bobina del convertidor según los datos suministrados por los fabricantes. Como puede observarse, ambos modos de operación obtienen prácticamente el mismo rendimiento a plena carga (como cabría esperar), mientras que a media y baja carga el rendimiento de QSW-ZVS es mayor que el rendimiento obtenido por TCM. En la Fig. 6 se muestran las principales formas de onda medidas para un único módulo. En concreto, en la Fig. 6(a) se muestran las formas de onda a plena carga. Cabe destacar que estas formas de onda son idénticas tanto en TCM como en QSW-ZVS para este nivel de carga. Para aproximadamente el 20% de carga se muestran las mismas formas de onda para TCM (Fig. 6(b)) y para QSW-ZVS (Fig. 6(c)). En estas figuras pueden apreciarse las diferencias entre TCM y QSW-ZVS. Así, el primero mantiene la frecuencia de conmutación fija en 20kHz, pero maneja una mayor corriente reactiva, mientras que el segundo mantiene el mismo nivel de corriente reactiva pero aumenta su frecuencia hasta los 66kHz. Este hecho explica las diferencias en el rendimiento medido entre ambos modos y puede lograrse como consecuencia del uso de transistores MOSFET de SiC.

TABLA I. ESPECIFICACIONES Y COMPONENTES DEL PROTOTIPO

Parámetro	Valor
V_I	400V
V_O	800V
P_{MAX}	9kW (3kW por módulo)
f_s	20kHz (plena carga). 200kHz máximo
L	600μH por modulo. ETD59, 3F3. Hilo Litz.
MOSFET	CCS050M12CM2. Wolfspeed.
Driver	CGD15FB45P1. Wolfspeed.
FPGA	Spartan 3E, Xilinx

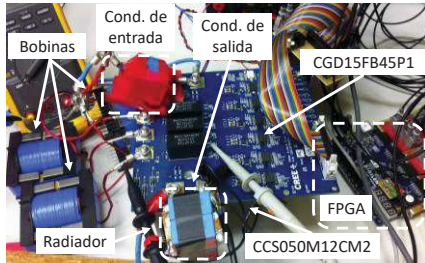
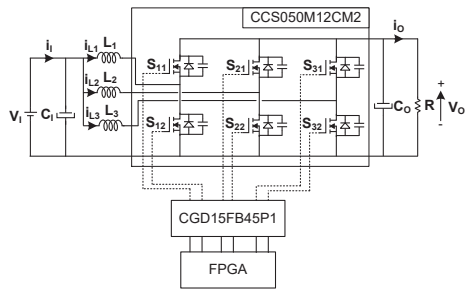


Fig. 4. (a) Esquema del prototipo. (b) Fotografía del prototipo.

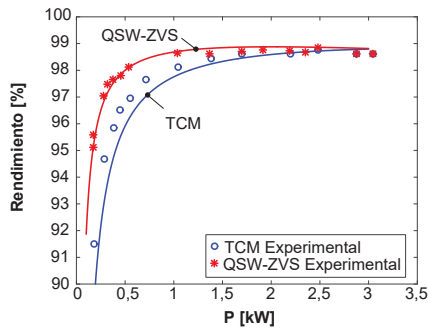


Fig. 5. Rendimiento teórico (línea continua) y medido para un único módulo en los modos de operación TCM (azul) y QSW-ZVS (rojo).

B. Control balanceado.

Una vez que se ha medido un único módulo, se pasa ahora a mostrar los resultados para el convertidor modular IPOP cuando se aplica un control balanceado. En la Fig. 7 se muestra el rendimiento teórico y medido para los dos modos de operación utilizando este control balanceado. Como puede observarse, las mismas conclusiones alcanzadas en el apartado anterior para el rendimiento de un único módulo son válidas en este caso. Además, como cabía esperar en el análisis teórico, la tendencia del rendimiento tanto en TCM como en QSW-ZVS se corresponde con la tendencia del rendimiento obtenido para un único módulo. Un ejemplo del rizado de la corriente de entrada del convertidor modular se muestra en la Fig. 8 para el modo QSW-ZVS para una potencia de 4,8kW. Como puede verse, el rizado total de la corriente es de aproximadamente 5A, lo que se corresponde con una reducción del 30% con respecto al rizado de corriente a plena potencia para un único módulo. Como se ha comentado anteriormente, el rendimiento para el modo QSW-ZVS se mantiene prácticamente constante (98%) desde el 100% al 10% de la potencia máxima. En el caso de TCM, este rendimiento es menor del 98% por debajo del 40% de la potencia máxima.

C. Encendido secuencial.

Por último, se muestran los resultados del encendido secuencial. Una vez más, los rendimientos teóricos y medidos para los dos modos de operación utilizando esta técnica de control se muestran en la Fig. 9.

En comparación con el control balanceado, el rango de potencia con rendimiento por encima del 98% es mayor. Para QSW-ZVS, este rendimiento se mantiene hasta un 5% de la potencia máxima. Para TCM, la mejora para mantener el rendimiento es mayor, pasando del 40% a un 10% de la potencia máxima.

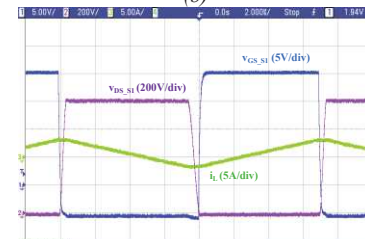
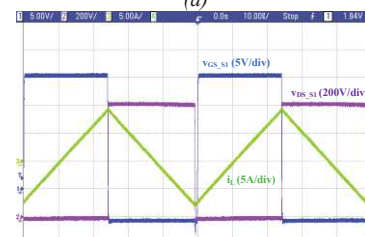
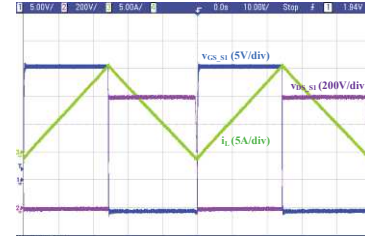


Fig. 6. Principales formas de onda de un único módulo. (a) A plena carga tanto para QSW-ZVS como para TCM. (b) A baja carga para TCM. (c) A baja carga para QSW-ZVS.

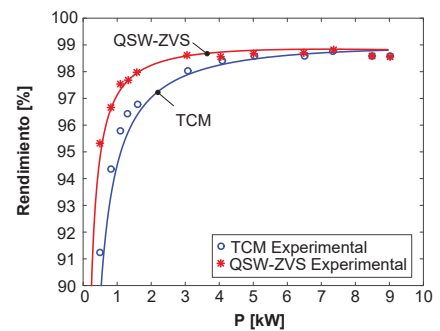


Fig. 7. Rendimiento teórico (línea continua) y medido para un el convertidor modular IPOP con control balanceado en los modos de operación TCM (azul) y QSW-ZVS (rojo).

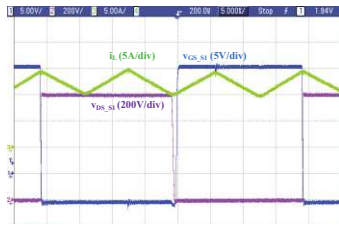


Fig. 8. Formas de onda del convertidor modular IPOP con control balanceado para QSW-ZVS a una potencia de 4,8kW. Detalle del rizado de la corriente de entrada.

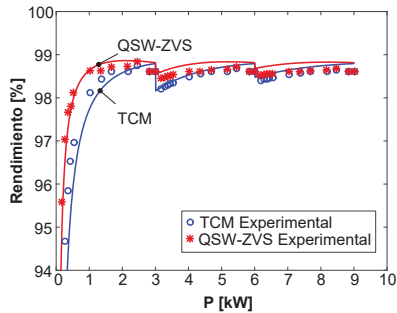


Fig. 9. Rendimiento teórico (línea continua) y medido para un el convertidor modular IPOP con encendido secuencial en los modos de operación TCM (azul) y QSW-ZVS (rojo).

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto y comprobado el uso de transistores MOSFET de SiC para mantener el rendimiento elevado a baja carga en convertidores bidireccionales de alta tensión para aplicaciones de almacenamiento de energía distribuido. Gracias a las propiedades de estos dispositivos, es posible incrementar la frecuencia de conmutación para mantener minimizada la corriente reactiva del convertidor. Por otro lado, se ha propuesto y comprobado la extensión de estas ventajas potenciales del uso de transistores MOSFET de SiC en el modo QSW-ZVS mediante el uso de un convertidor modular, que permite elevar la potencia y reducir el rizado. La mejora de rendimiento se ha comparado con el modo de operación TCM para ilustrar las mejoras conseguidas gracias al uso de estos dispositivos así como el uso de dos técnicas de control diferentes para potencia la mejora del rendimiento (encendido secuencial) o la reducción del rizado de la corriente (balanceado).

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía a través de los proyectos de investigación MINECO-13-DPI2013-47176-C2-2-R y MINECO-15-DPI2014-56358-JIN, así como a través de la beca FPI BES-2014-070785 y el Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto FC-15-GRUPIN14-143 y los fondos FEDER.

REFERENCIAS

- [1] Ronan, E.R.; Sudhoff, S.D.; Glover, S.F.; Galloway, D.L., "A power electronic-based distribution transformer," in Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.17, no.2, pp.537-543, Apr 2002
- [2] van der Merwe, J.W.; du T. Mouton, H.; , "The solid-state transformer concept: A new era in power distribution," AFRICON, 2009. AFRICON '09. , vol., no., pp.1-6, 23-25 Sept. 2009
- [3] Jih-Sheng Lai; Maitra, A.; Mansoor, A.; Goodman, F.; , "Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications," Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 , vol.3, no., pp. 1893- 1899 Vol. 3, 2-6 Oct. 2005
- [4] Xu She; Huang, A., "Solid state transformer in the future smart electrical system," in Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE , vol., no., pp.1-5, 21-25 July 2013.

- [5] J. Kolar and G. Ortiz, "Solid-state-transformers: key components of future traction and smart grid systems," in Proc. Of the International Power Electronics Conference (IPEC), Hiroshima, Japan, 2014
- [6] Falcones, S.; Xiaolin Mao; Ayyanar, R., "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE , vol., no., pp.1,8, 25-29 July 2010
- [7] Zhao, T.; Wang, G.; Bhattacharya, S.; Huang, A. Q., "Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.4, pp.1523,1532, April 2013
- [8] Xu She; Lukic, S.; Huang, A.Q.; Bhattacharya, S.; Baran, M.; , "Performance evaluation of solid state transformer based microgrid in FREEDM systems," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE , vol., no., pp.182-188, 6-11 March 2011
- [9] Shojaei, A.; Joos, G., "A topology for three-stage Solid State Transformer," in Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE , vol., no., pp.1-5, 21-25 July 2013
- [10] Briz, F.; Lopez, M.; Rodriguez, A.; Zapico, A.; Arias, M.; Diaz-Reigosa, D., "MMC based SST," in Industrial Informatics (INDIN), 2015 IEEE 13th International Conference on , vol., no., pp.1591-1598, 22-24 July 2015
- [11] A. Lesnicar, and R. Marquardt, "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range", IEEE PowerTech Conference, Junio 23-26, 2003.
- [12] Pefitsis, D.; Tolstoy, G.; Antonopoulos, A.; Rabkowski, J.; Lim, Jang-Kwon; Bakowski, M.; Angquist, L.; Nee, H-P, "High-power modular multilevel converters with SiC JFETs", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 2148-155, 12-16 Sept. 2010.
- [13] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, n. 4, p. 724-738. Ago. 2002.
- [14] Rohner, S.; Bernet, S.; Hiller, M.; Sommer, R.; "Analysis and Simulation of a 6 kV, 6 MVA Modular Multilevel Converter", IEEE Industrial Electronics Conference (IECON), p. 225-230, 3-5 Nov. 2009.
- [15] K. Young, C. Wang, L. Y. Wang and K. Strunz, "Chapter 2 – Electric Vehicle Battery Technologies," in Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks, New York, Springer New York, 2013, pp. 15-56.
- [16] José Millán; Philippe Godignon; Xavier Perpiñá; Amador Pérez-Tomás; José Rebollo, "A survey of wide bandgap power semiconductor devices", in Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.29, no.5, May 2014.
- [17] S. De Bruecker, K. Engelen, R. D'hulst and J. Driesen, "Impact of current ripple on Li-ion battery ageing," 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, 2013, pp. 1-9.
- [18] Vasiladiotis, M.; Rufer, A., "Analysis and Control of Modular Multilevel Converters With Integrated Battery Energy Storage," Power Electron., IEEE Trans. on , vol.30, no.1, pp.163,175, Jan. 2015
- [19] M. A. Perez, D. Arancibia, S. Kouro and J. Rodriguez, "Modular multilevel converter with integrated storage for solar photovoltaic applications," Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, Vienna, 2013, pp. 6993-6998.
- [20] R. Abhinav and N. M. Pindoriya, "Grid integration of wind turbine and battery energy storage system: Review and key challenges," 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), New Delhi, 2016, pp. 1-6.
- [21] A. F. Burke, "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," Proceedings of the IEEE , vol. 95, no. 4, pp. 806-820 , April 2007.
- [22] J. Miller, "Energy storage system technology challenges facing strong hybrid, plug-in and battery electric vehicles," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE , pp. 4-10, Sept. 2009.
- [23] Yang, L.; Zhang, Y.; Lee, C.Q., "A family of constant-switching-frequency quasi-square-wave converters," Electrical and Computer Engineering, 1993. Canadian Conference on, vol., no., pp.309,312 vol.1, 14-17 Sep 1993.
- [24] Yang, L.; Zhang, Y.F.; Lee, C.Q., "Analysis of the boost constant-frequency quasi-square-wave converters," Circuits and Systems, 1994., Proceedings of the 37th Midwest Symposium on, vol.2, no., pp.1172,1175 vol.2, 3-5 Aug 1994.
- [25] Maksimovic, D., "Design of the zero-voltage-switching quasi-square-wave resonant switch," Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, vol., no., pp.323,329, 20-24 Jun 1993.
- [26] C. Marxgut, J. Biela and J. W. Kolar, "Interleaved Triangular Current Mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density," Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, Sapporo, 2010, pp. 1725-1732.
- [27] Vorperian, V., "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.3, no.2, pp.183,191, Apr 1988.
- [28] Andreassen, Pal; Undeland, T.M., "Digital Control Techniques for Current Mode Control of Interleaved Quasi Square Wave Converter," Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, vol., no., pp.910,914, 16-16 June 2005.
- [29] Costa, J.M.F.D.; Silva, M.M., "Small-signal models and dynamic performance of quasi-square-wave ZVS converters with voltage-mode and current-mode control," Circuits and Systems, 1995., Proceedings., Proceedings of the 38th Midwest Symposium on, vol.2, no., pp.1183,1188 vol.2, 13-16 Aug 1995.
- [30] Knecht, O.; Bortis, D.; Kolar, J.W., "Comparative Evaluation of a Triangular Current Mode (TCM) and Clamp-Switch TCM DC-DC Boost Converters," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2016, IEEE), vol., no., pp., 18-22 September 2016.
- [31] S. Zhang, "Analysis and minimization of the input current ripple of Interleaved Boost Converter," 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, 2012, pp. 852-856.
- [32] A. Vazquez, A. Rodriguez, D. G. Lamar and M. M. Hernandez, "Master-slave technique for improving the efficiency of interleaved synchronous boost converters," 2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Santander, 2014, pp. 1-9.
- [33] Jen-Ta Su; Chih-Wen Liu, "A Novel Phase-Shedding Control Scheme for Improved Light Load Efficiency of Multiphase Interleaved DC-DC Converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.28, no.10, pp.4742,4752, Oct. 2013.