

Modelado del rendimiento de un convertidor elevador síncrono basado en SiC para distintos modos de conducción

Maria R. Rogina, Alberto Rodriguez, Aitor Vazquez, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando.
 Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación de la Universidad de Oviedo, Gijón, España
rodriguezmaria@uniovi.es

Resumen— Se presenta el diseño y desarrollo de un convertidor elevador *DC/DC* síncrono basado en semiconductores de Carburo de Silicio (*SiC*), para unas tensiones de trabajo de 400V a 800V y una potencia máxima de 10kW con alto rendimiento en un rango de potencia amplio, especialmente a media y baja carga. El buen comportamiento que presentan los *MOSFET* de *SiC* permite el uso de altas frecuencias de conmutación en distintos modos de operación, incluso para tensiones cercanas a 1 kV (antes evitadas debido a las altas pérdidas de conmutación que presentan los *IGBT* de silicio). Se evalúa la distribución de pérdidas del convertidor para distintas frecuencias y modos de conducción. Además, el control digital hace más sencillo el cambio entre modos de operación para poder mantener el rendimiento ante distintas demandas de potencia. Se comparan distintos modos de operación y se proporciona una guía de diseño para optimizar el rendimiento del convertidor en todo el rango de operación.

Palabras clave— Convertidor bidireccional *DC/DC*, operación a baja carga, *QSW-ZVS*, *MOSFET* de *SiC*

I. INTRODUCCIÓN

LOS transformadores electrónicos de potencia (*Power Electronic Transformers, PET*) se han propuesto como alternativa basada en semiconductores a los transformadores de línea (*Line-Frequency Transformers, LFT*) convencionales [1]-[4]. Actualmente, una estructura modular de tres etapas (*AC/DC + DC/DC + DC/AC*) es la opción más utilizada para el desarrollo de *PET* [2], [5]-[9]. 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 el caso del *PET* basado en medio puentes en cascada (*Cascaded Half-Bridge, CHB*) [9] o en convertidores modulares multinivel (*Modular Multilevel Converter, MMC*) [10], [11]. Son muchas las ventajas de los convertidores multinivel, 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 [12]. Además, mediante un diseño adecuado de las celdas, es posible integrar baterías a nivel de celda, proporcionando al *PET* capacidad de almacenamiento de manera distribuida [13]-[15]. Por otro lado, la interconexión

de las baterías a la celda requerirá de un convertidor bidireccional que regule su carga y descarga (Figura 1). El proceso de carga de una batería se suele realizar en tres etapas [16], con una corriente de carga muy baja en la etapa final. Esta es la razón principal por la que el convertidor encargado de esa carga debe tener un elevado rendimiento no solo a altas potencias, sino también a media y baja carga.

Como ha sido previamente reportado, el uso de semiconductores de potencia de banda prohibida ancha (*Wide Band Gap, WBG*), especialmente Carburo de Silicio (*Silicon Carbide, SiC*) o Nitruro de Galio (*Gallium nitride, GaN*) permiten soportar elevados niveles de tensión y conmutando a altas frecuencias manteniendo bajas pérdidas en comparación con dispositivos similares de silicio [18], [19].

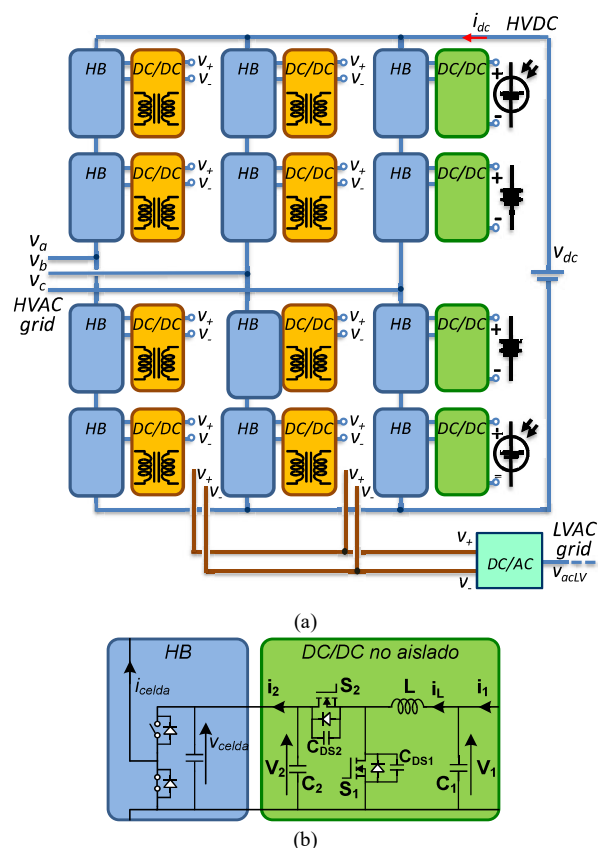


Figura 1.(a) Integración de las fuentes de energía distribuida en un MCC. (b) Estructura de la celda

Hoy en día, la mayoría de los convertidores que manejan alta potencia se controlan digitalmente, permitiendo modificaciones en su modo de operación en tiempo real. En este artículo, se evalúa cuál es el modo de conducción más adecuado para conseguir el máximo rendimiento de un convertidor elevador síncrono basado en *SiC*. Se propone un diseño de la inductancia, el modo de conducción y la frecuencia de conmutación para distintos rangos de potencia. Aunque este trabajo está orientado al desarrollo de un convertidor bidireccional capaz de dar capacidad de almacenamiento de energía a un *PET*, las conclusiones extraídas se pueden aplicar también a otras aplicaciones donde se necesite un convertidor bidireccional con alta eficiencia en un amplio rango de potencias y con altas tensiones de trabajo.

En este trabajo se propone la evaluación de la viabilidad de un convertidor elevador síncrono que se valga de distintos modos de conducción y frecuencias de conmutación, dependiendo de la potencia a transferir para mejorar su rendimiento en un margen de potencia extenso.

II. ANÁLISIS DE LOS MODOS DE CONDUCCIÓN

A. Características de los modos de conducción bajo estudio

Se presenta un resumen de las características de los tres modos de conducción continuo (*Continuous Conduction Mode, CCM*) considerados y sus formas de onda características (Figura 2).

1) *CCM* con conmutación dura (*CCM-Hard Switching, CCM-HS*). Rizado de corriente reducido (corriente por la inductancia siempre positiva) y frecuencia de conmutación constante (f). Su principal ventaja es su bajo rizado (muy beneficioso para la carga y descarga de sistemas de almacenamiento de energía), consiguiendo bajas pérdidas de conducción. Las pérdidas de conmutación son, sin embargo, su mayor desventaja. A baja carga, este modo consigue conmutación a tensión cero (*Zero Voltage Switching, ZVS*), pasando a ser denominado modo de conducción triangular (*Triangular Conduction Mode, TCM*).

2) Modo de conducción límite con conmutación a corriente cero (*Boundary Conduction Mode-Zero Current Switching, BCM-ZCS*). Gran rizado de corriente (la corriente por la inductancia es cero en el encendido de S_1) y frecuencia de conmutación variable. Se reducen las pérdidas por conmutación, pero aumentan las de conducción [20]-[23].

3) Modo cuasi-resonante con *ZVS* (*Quasi-Square Wave, QSW*) [24]-[27]. Alto rizado de corriente (la corriente por la inductancia es negativa en el encendido de S_1) y frecuencia de conmutación variable. Se puede conseguir *ZVS* para ciertas relaciones entre la tensión de entrada y la tensión de salida [24], reduciendo las pérdidas de conmutación, pero también incrementando las pérdidas de conducción.

Los modelos analíticos que estiman el rendimiento de los tres modos de conducción especificados se desarrollan y validan experimentalmente.

B. Distribución de las pérdidas del convertidor

Las fuentes de pérdidas consideradas en este trabajo son las pérdidas por conducción, conmutación, de puerta y en la inductancia. En la TABLA I, las pérdidas de conmutación se detallan para distintos modos de operación. No se han tenido en cuenta las pérdidas debidas a la recuperación inversa, ya que al estar trabajando con un convertidor elevador síncrono con *MOSFET* de *SiC* que incluyen diodos de *SiC* en antiparalelo, se pueden considerar insignificantes.

Las pérdidas de conducción de S_1 y S_2 se calculan teniendo en cuenta la resistencia de conducción (R_{dson}) y la corriente eficaz (I_{rms}) que pasa por cada *MOSFET*, y que son, respectivamente:

$$P_{e_S1} = R_{dson_S1} \cdot I_{rms_S1}^2 \quad (1)$$

$$P_{e_S2} = R_{dson_S2} \cdot I_{rms_S2}^2 \quad (2)$$

La principal diferencia en rendimiento entre los distintos modos para una carga concreta viene dada por las pérdidas de conmutación, que se estiman:

$$P_{sw_S1} = f \cdot (k_1 \cdot E_{on_S1} + k_2 \cdot E_{off_S1}) \quad (3)$$

$$P_{sw_S2} = f \cdot (k_3 \cdot E_{on_S2} + k_4 \cdot E_{off_S2}) \quad (4)$$

donde k_i tomará el valor 0 ó 1 dependiendo del modo de conducción (ver TABLA I). Si k_i es 0, las pérdidas de conmutación en esa transición (encendido/*ON* o apagado/*OFF*) se consideran desdeñables. Por el contrario, si k_i es 1, se tienen en cuenta en dicho modelo.

Tradicionalmente estas pérdidas de conmutación se estimaban a través de la capacidad parásita de salida (C_{sw} , valor estimable a partir de los datos de las hojas de características de algunos fabricantes sobre la capacidad parásita no lineal, C_{oss}) y los tiempos de encendido y apagado (t_{on} y t_{off} , incluyendo tiempos de subida/bajada y retardos). Sin

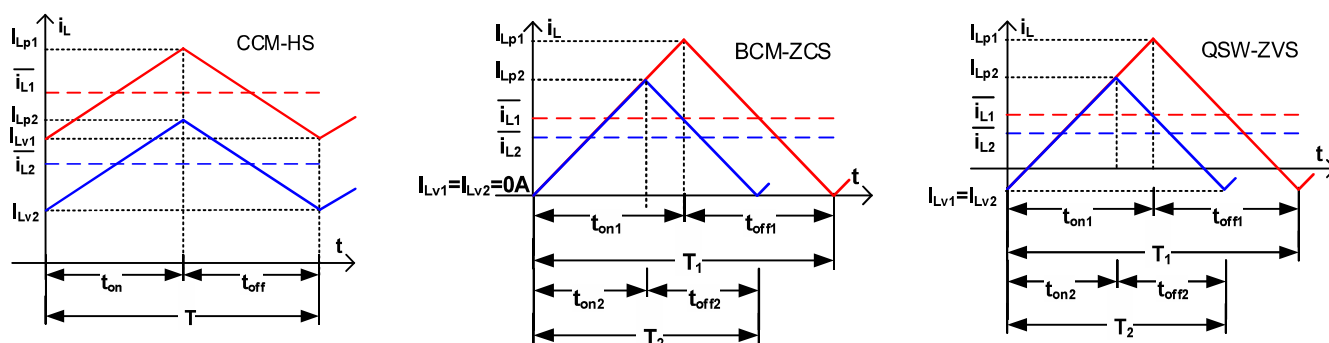


Figura 2. Forma de onda de la corriente por la inductancia para dos niveles de potencia distintos.

TABLA I. Distribución de las pérdidas de conmutación

	Conmutación			
	S ₁		S ₂	
	ON (k1)	OFF (k2)	ON (k3)	OFF (k4)
CCM-HS	1	1	0	1
TCM	0	1	0	1
BCM-ZCS	1	1	0	1
QSW-ZVS	0	1	0	0

embargo, todos estos valores no son constantes y pueden cambiar con la tensión instantánea o las condiciones de trabajo.

Por otro lado, las energías disipadas por el MOSFET en el encendido y apagado (E_{on} y E_{off} , respectivamente) dan una idea más ajustada de cómo estimar las pérdidas de conmutación ya que esos valores se pueden obtener fácilmente a través de los datos que da el fabricante, como se muestra en la Figura 3. Estas energías se calculan usando (5)-(8)

$$E_{on_S1} = (|I_{L_V}| \cdot E_{on_Slope}) + E_{on_constant} \quad (5)$$

$$E_{off_S1} = (|I_{L_p}| \cdot E_{off_Slope}) + E_{off_constant} \quad (6)$$

$$E_{on_S2} = (|I_{L_p}| \cdot E_{on_Slope}) + E_{on_constant} \quad (7)$$

$$E_{off_S2} = (|I_{L_V}| \cdot E_{off_Slope}) + E_{off_constant} \quad (8)$$

siendo I_{L_p} y I_{L_V} las corrientes máxima y mínima por la inductancia (Figura 2).

En cuanto a las pérdidas de puerta, estas se encuentran en todos los modos de conducción y se calculan para cada dispositivo como:

$$P_{gate} = f \cdot Q_g \cdot \Delta V_{gs} \quad (9)$$

siendo Q_g la suma de Q_{gd} y Q_{gs} , y ΔV_{gs} la diferencia entre las tensiones positiva y negativa aplicadas entre los terminales puerta-fuente.

Con respecto a las pérdidas por la inductancia, se han tenido en cuenta tanto las pérdidas en el cobre (C_u) como las pérdidas en el núcleo (C_o), las cuales se definen como:

$$P_{C_o} = (V_e \cdot \alpha \cdot f^\beta) [(L \cdot \Delta I_L) / (2 \cdot N \cdot A_e)]^\gamma \quad (10)$$

$$P_{C_u} = \rho_o \cdot I_m \cdot I_{L_{rms}}^2 \cdot N / S_e \quad (11)$$

donde V_e es el volumen efectivo del carrete, α , β y γ son constantes dependientes del material del núcleo, L es el valor de la inductancia, ΔI_L es el rizado de corriente, N el número de vueltas y A_e el área efectiva del carrete.

La sección del cobre, S_e , se define como:

$$S_e = N_p \cdot \pi \cdot d^2 / 4 \quad (12)$$

siendo ρ_o la resistividad del cobre, I_m la longitud de cada vuelta de cobre, N_p el número de hilos en paralelo y d el diámetro del hilo.

Es importante mencionar que en el caso del BCM-ZCS y QSW-ZVS, la frecuencia de conmutación varía de manera inversamente proporcional a la potencia de salida, estando limitada la frecuencia de conmutación máxima (f_{max}) por la capacidad de salida de los transistores de potencia. f_{max} determina la potencia mínima para los modos BCM-ZCS y QSW-ZVS:

$$P_{BCM\ min} = V_1^2 \cdot D / 2 \cdot L / f_{max} \quad (13)$$

$$P_{QSW\ min} = (V_1 / 2) \cdot [(D+B-A) \cdot I_{L_p} - (A-D+B) \cdot I_{L_V}] \quad (14)$$

siendo D el ciclo de trabajo y A y B se definen como:

$$A = -I_{L_V} \cdot L / (V_1 / f_{max}) \quad (15)$$

$$B = I_{L_p} \cdot L / [(V_2 - V_1) / f_{max}] \quad (16)$$

Gracias a la baja capacidad parásita de los MOSFET de SiC y a las conmutaciones suaves, la máxima frecuencia de conmutación es considerablemente alta (incluso trabajando con altas tensiones se llega a los 200 kHz), permitiendo el uso de los modos BCM-ZCS y QSW-ZVS con cargas muy bajas.

Además, el uso de MOSFET de SiC es necesario debido a los valores de tensión requeridos y a las frecuencias de conmutación propuestas para esta aplicación.

Las Figura 4 y Figura 5 (como ejemplos de la información proporcionada por los modelos) muestran la variación de la frecuencia y del rizado de corriente por la inductancia en función de la potencia para los tres modos de conducción analizados. Como puede verse, para distintos rangos de potencia, la frecuencia de conmutación y el rizado de corriente por la inductancia son distintos para cada modo de conducción y por tanto hay diferencias en las pérdidas del convertidor.

Una estimación analítica de las pérdidas puede determinar cuál es el modo de conducción más eficiente para cada rango de potencia. Otro posible criterio de diseño a tener en cuenta podría venir dado por el máximo nivel de EMI (*ElectroMagnetic Interference*) generado/permitido, aunque en este trabajo no será un factor a tener en cuenta. Sabiendo cuál es el modo de conducción más adecuado y teniendo un control central que permita variar entre ellos, el convertidor se puede diseñar para conseguir un alto rendimiento en un gran rango de potencia.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha diseñado y construido un prototipo de un convertidor elevador síncrono bidireccional (Figura 6) siguiendo las especificaciones de la TABLA II. Ya que uno de los objetivos de este trabajo es conseguir alto rendimiento en un extenso rango de potencia, sobre todo para media y baja carga, se comparan los resultados de rendimiento analíticos y experimentales (Figura 7). Para grandes cargas, los rendimientos son muy similares para los tres modos de conducción considerados, por lo que se muestran resultados para hasta un 80% de la máxima carga.

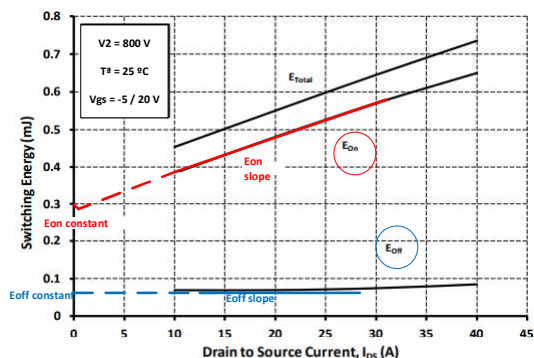


Figura3. Energías dadas por el fabricante® Wolfspeed

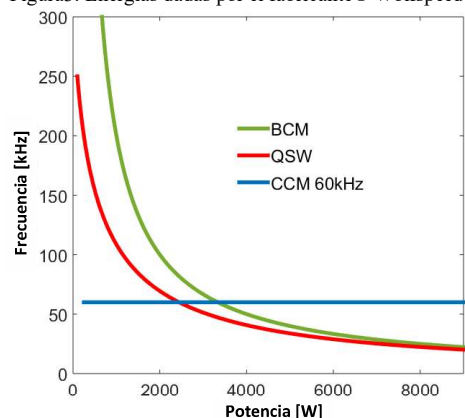


Figura 4. Frecuencia de conmutación para distintas cargas y distintos modos de conducción.

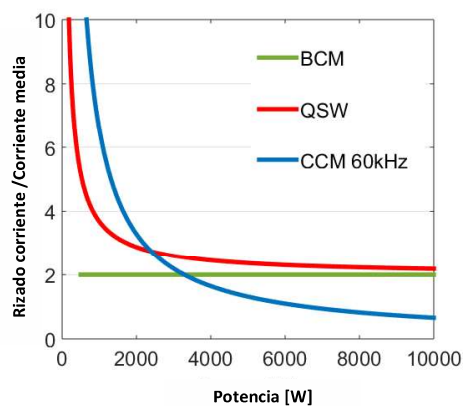


Figura 5. Rizado de corriente para distintas cargas y distintos modos de conducción

TABLA II. Especificaciones del convertidor

Parámetro	Valor
Tensión entrada/salida (V_1 / V_2)	400 V / 800 V
Potencia máxima (P_{max})	10 kW
Mínima/ máxima frecuencia de conmutación (f_{min} / f_{max})	20 kHz / 200 kHz
Inductancia (L)	200 μ H carrete ETD 59
MOSFET	CCS020M12CM2
Driver	CGD15FB45P1

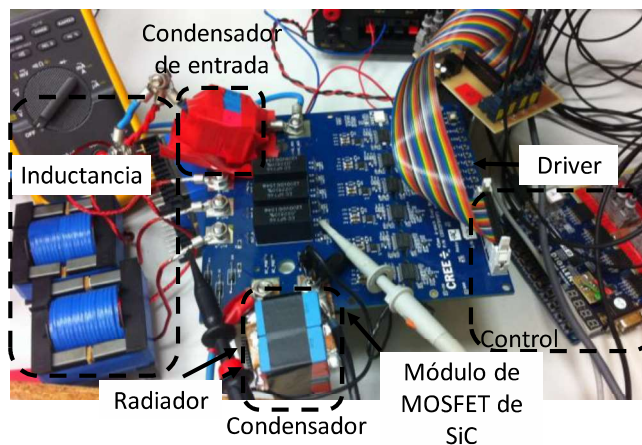


Figura 6. Prototipo experimental

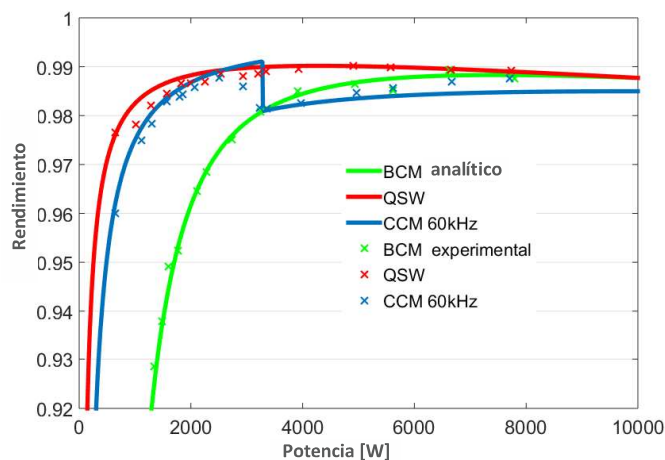


Figura 7. Comparación de eficiencias analítica y experimental.

Como se puede observar, el rendimiento más alto se consigue con *QSW-ZVS*, a costa de un alto rizado de corriente. Sin embargo, para obtener *QSW-ZVS* en ambos sentidos de potencia, V_2 debe ser el doble de V_1 , en caso contrario, sólo se conseguiría *ZVS* parcial [28]. *BCM-ZCS* se consigue para cualquier relación de tensiones y su implementación práctica es más sencilla (detención de corriente cero). No se añaden medidas para este modo para potencias menores de 1500 W por el bajo rendimiento obtenido (menor del 92 % a 1 kW). Si se utilizase una frecuencia de conmutación mayor, se consigue un rizado de corriente menor en *CCM-HS* sin penalizar demasiado el rendimiento a alta carga. Sin embargo, se pierde el modo *CCM-HS* para cargas bajas, convirtiéndose en *TCM* (se aprecia en el cambio brusco de rendimiento para una potencia de unos 3 kW), lo cual hace que se consiga *ZVS* a expensas de trabajar con un mayor nivel de corriente reactiva. Para seleccionar el modo de conducción más apropiado se han de tener en cuenta tanto el rendimiento como otras variables que entran en juego para una cierta aplicación. Estos modelos permiten una comparación de los distintos modos de conducción para distintas cargas. Como prueba de concepto en la Figura 8 se muestran formas de onda correspondientes a un nivel de carga de 7700W para dos de los tres modos de conducción.

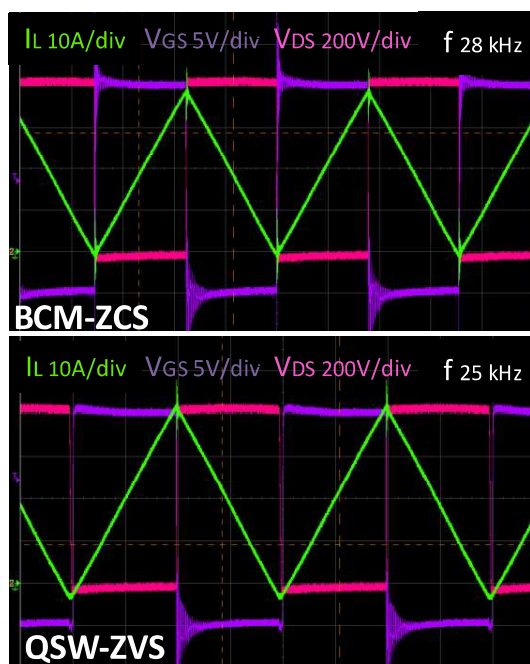


Figura 8. Formas de onda experimentales de 2 modos analizados para 7700W

IV. ESTRATEGIA DE CONTROL

Con el objetivo de optimizar el rendimiento para todo el rango de potencia, se aplica un control basado en el cambio entre los modos de conducción para distintos niveles de carga.

Dado que los rendimientos a alta carga para los distintos modos de conducción son similares para esta aplicación (Figura 7), la estrategia de control se puede basar en otros aspectos, tales como, el rizado de corriente o el valor de la corriente de pico.

Por tanto, para reducir el rizado de corriente y el valor de la corriente de pico a través de los *MOSFET*, se prefiere el modo *CCM-HS* para alta carga (su control es más sencillo, ya que la frecuencia de conmutación es constante), cambiando a *QSW-ZVS* cuando el pico de corriente es similar al que habría en *CCM-HS* a plena carga. Por ejemplo, si la corriente de pico a 9kW en *CCM-HS* es de 30A, el control saltaría a *QSW-ZVS* cuando la carga sea menor de 5,5kW (la cual corresponde a 30A de corriente de pico para ese modo de conducción).

Se muestra como ejemplo un salto de carga de 3,5kW a 5kW. Se pueden escoger distintas estrategias. En este caso, se mide sólo la tensión de salida, aunque existe la posibilidad de basar el control en la medida de corriente. Si la tensión nominal desciende/aumenta de un cierto umbral preestablecido, la frecuencia y el ciclo de trabajo del convertidor cambia de manera que se cumplan los nuevos requisitos de carga, garantizando una tensión de salida de 800V.

En la Figura 9 a, se muestran V_{DS} , I_L y V_{OUT} . Se aprecia cómo, aunque la detección del salto de carga tiene lugar en los primeros 200 μ s, existe un ligero desbalance de la tensión durante unos 7ms. En la Figura 9 b, se ve una transición suave en el paso de *QSW-ZVS* a 43kHz y 3,5kW a *CCM-HS* a 60kHz y 5kW. Además, en las Figura 9 c y 9 d se muestran dos zooms

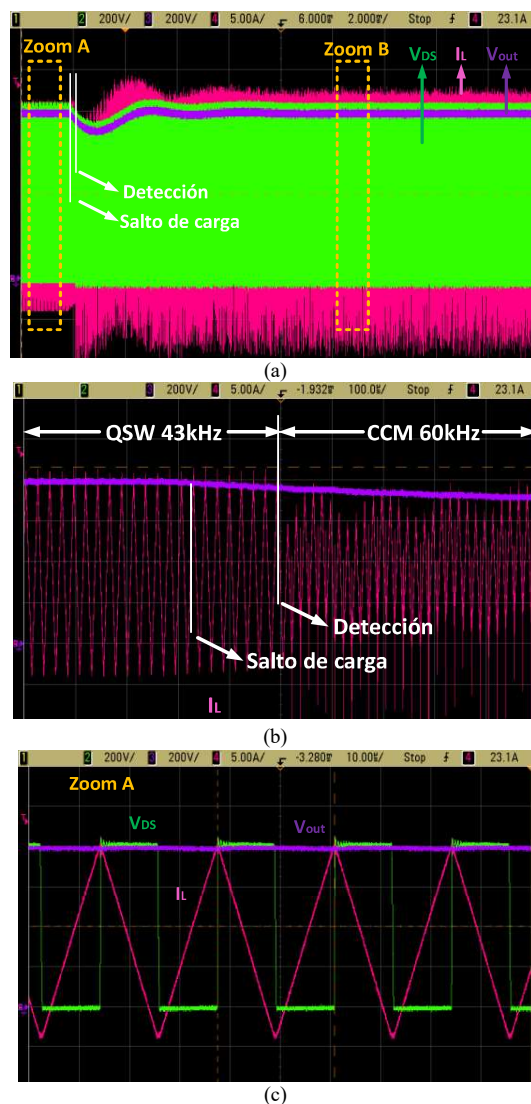
de los modos *QSW-ZVS* y *CCM-HS*, respectivamente.

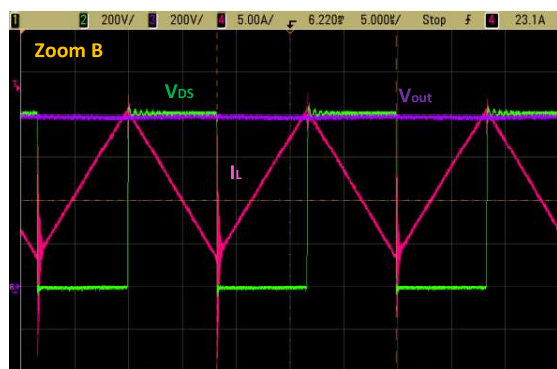
V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentan y comparan tres modos de conducción diferentes para un convertidor elevador síncrono con tecnología *SiC*. Se muestran tanto resultados teóricos como experimentales, mostrando buena concordancia entre ambos.

Los modelos ayudan al diseñador en la selección del modo de conducción adecuado para distintas especificaciones. El mayor rendimiento se consigue con *QSW-ZVS*, pero su alto rizado de corriente, especialmente a altas cargas, puede disminuir el rendimiento del convertidor en ciertas condiciones. En el caso de esta aplicación, se propone el uso de *CCM-HS* para alta carga (debido a su bajo rizado), pasando a *QSW-ZVS* (o a *BCM-ZCS* si no se cumplen las especificaciones $V_2 = 2 \cdot V_1$) para media y baja carga.

Como prueba de concepto, se realiza un salto de carga entre dos niveles de potencia distintos, evidenciando que la transición de un modo de conducción a otro puede realizarse automáticamente de forma exitosa.





(d)
 Figura 9. (a) Salto de carga: V_{DS} (V) en verde, I_L (A) en rosa, V_{OUT} (V) en morado. (b) Detalle del salto de carga cambiando entre los dos modos. (c) Modo *QSW-ZVS* a 3.5 kW / 43 kHz. (d) Modo *CCM-HS* a 5 kW / 60 kHz.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía a través del proyecto MINECO-17-DPI2016-75760-R, el proyecto DPI2014-56358-JIN y la beca FPI BES-2014-070785 y el Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto SV-PA-17-RIS3-4 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] Advanced Power Converter for Universal and Flexible Power Management in Future Electricity Networks, UNIFLEX. FP6, EC Contract n: 019794 (SES6) EUROPEAN COMMISSION, DIRECTORATE J-ENERGY

[8] 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

[9] 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

[10] 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

[11] 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

[12] 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.

[13] 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

[14] 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.

[15] 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.

[16] 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.

[17] José Millán; Philippe Godignon; Xavier Perpiñà; 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.

[18] A. Vazquez; A. Rodriguez; M. R. Rogina; D. G. Lamar, "Different Modular Techniques Applied in a Synchronous Boost Converter with SiC MOSFETs to Obtain High Efficiency at Light Load and Low Current Ripple," in IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol.PP, no.99, pp.1-1

[19] A. Rodriguez; A. Vazquez; M. R. Rogina; F. Briz, "Synchronous Boost Converter with High Efficiency at Light Load using QSW-ZVS and SiC MOSFETs," in IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol.PP, no.99, pp.1-1

[20] 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.

[21] 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.

[22] 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.

[23] 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.

[24] Vorperian, V., "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.3, no.2, pp.183,191, Apr 1988.

[25] 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.

[26] Jong-Bok Baek; Woo-In Choi; Bo-Hyung Cho, "Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.60, no.11, pp.5167,5176, Nov. 2013.

[27] 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.

[28] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy and J. W. Kolar, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8063-8067, Dec. 2016.