

Análisis del convertidor elevador síncrono bajo modo de operación TCM-ZVS y ratio de tensiones variable

María R. Rogina, Alberto Rodríguez, Diego G. Lamar, Aitor Vázquez
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación de la Universidad de Oviedo, Gijón, España
rodriguezrmaria@uniovi.es

Abstract—En este trabajo se presenta el estudio del diseño de un convertidor elevador bidireccional de 800 V basado en SiC. El principal objetivo es obtener alto rendimiento en un rango amplio de carga por medio de conmutaciones a tensión cero (ZVS) aplicando modo de operación de corriente triangular (TCM). Aplicar TCM implica frecuencia de conmutación variable y un gran rizado de corriente por la bobina. Estos dos inconvenientes se pueden solventar gracias al uso de MOSFET de SiC y de técnicas de entrelazado aplicadas a una agrupación modular de convertidores elevadores.

Para operar en TCM y conseguir ZVS se necesita, además, una selección adecuada de los valores corriente de valle y tiempo muerto. Por ello, en este trabajo se presenta un estudio analítico de cómo escoger apropiadamente dicho par de valores y así minimizar las pérdidas de potencia durante el tiempo muerto cuando el ratio de tensiones es variable. Tradicionalmente, este tipo de pérdidas no se tienen en cuenta por su bajo impacto. Sin embargo, si se trabaja a alta frecuencia de conmutación, especialmente con MOSFET de SiC con alta caída de tensión en inversa, parece necesario incluir esta fuente de pérdidas durante el intervalo resonante al modelo de pérdidas tradicional.

Index Terms—Convertidor dc-dc bidireccional, elevador, MOSFET SiC, rendimiento, TCM.

I. INTRODUCCIÓN

ACTUALMENTE, algunas aplicaciones del ámbito de la electrónica de potencia requieren sistemas de almacenamiento de energía y convertidores de potencia dc-dc bidireccionales, como pueden ser los: sistemas de recuperación de energía, sistemas de almacenamiento de energía distribuidos basados en supercondensadores o baterías, integración de fuentes de energía renovables, microrredes o transformadores de estado sólido [1]-[6]. Además, para los convertidores dc-dc bidireccionales usados como interfaz con baterías se necesita un alto rendimiento en un amplio rango de potencia ya que la carga de las baterías puede tener lugar en condiciones de trabajo muy distintas. Este requisito viene impuesto por la etapa final del proceso de carga de las baterías [7], realizado normalmente a muy baja carga.

Concretamente, la integración de baterías, de paneles solares o turbinas eólicas en convertidores multinivel se realiza normalmente a nivel de celda, siendo el rango de tensiones de celda típico de hasta 1 kV (Fig.1) [8]-[10].

Por tanto, el convertidor dc-dc bidireccional que se diseñe debe soportar tensiones altas y ser capaz de mantener un rendimiento elevado en todo el rango de carga. Estas dos especificaciones se pueden solventar usando dispositivos de potencia de banda prohibida ancha (*Wide-BandGap*, WBG) junto a estrategias de control que consigan conmutaciones a tensión cero (ZVS) [11]-[13]. En primer lugar, el uso de dispositivos WBG y, en concreto, de Carburo de Silicio (SiC), permite a los convertidores de potencia operar a altas frecuencias de conmutación y tensiones de varios kV obteniendo buenos rendimientos. En segundo lugar, la combinación de dispositivos SiC con técnicas de control basadas en frecuencia de conmutación variable (i.e. modo cuasi-resonante QSW-ZVS o modo de corriente triangular TCM-ZVS) puede obtener ese rendimiento alto tanto a media como a baja carga manteniendo frecuencia de conmutación de varios kHz.

En el caso concreto de TCM-ZVS a baja carga es necesario, por un lado, alta frecuencia de conmutación y, por otro lado, tanto un mínimo valor de corriente negativa ($i_{L,v}$) por la bobina como un cierto valor de tiempo muerto (t_D) para conseguir ZVS [14], minimizando las pérdidas asociadas al tiempo muerto. Teniendo en cuenta que las pérdidas por conmutación son las predominantes en estas condiciones de trabajo, estas pérdidas extra han de ser consideradas en el modelo general de pérdidas para así poder predecir su impacto en el modo TCM. Por esta razón, este artículo propone, primero, la inclusión de las pérdidas de tiempo muerto en el modelo de pérdidas tradicional y, en segundo lugar, cómo han de calcularse de forma óptima los valores $I_{L,v}$ y t_D . Finalmente, estos modelos se validan con un convertidor con comportamiento elevador y reductor bajo distintos ratios de tensión.

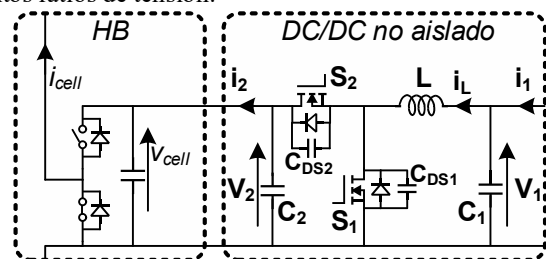


Fig. 1. Estructura de celda compuesta de medio puente (HB) en cascada con el convertidor dc-dc elevador bidireccional.

II. ALTO RENDIMIENTO EN UN RANGO AMPLIO DE CARGA

Se realiza el modelado de pérdidas para poder comparar los modos de conducción bajo estudio y así escoger el que más rendimiento ofrezca en un mayor rango de potencia.

A. Breve análisis de los modos de conducción

Dos modos de conducción continuos (CCM) se presentan (y sus formas de onda principales se muestran en la Fig.2):

1) CCM con conmutaciones duras (CCM-HS). Se caracteriza por su frecuencia de conmutación constante (f) y rizado de corriente bajo. Esto lo hace un buen candidato para la carga y descarga de sistemas de almacenamiento de energía, ya que sus pérdidas por conducción son bajas. Sin embargo, las pérdidas por conmutación son elevadas. Sólo se pueden conseguir conmutaciones ZVS para un bajo rango de carga (i.e. TCM-frecuencia fija).

2) TCM con un i_{L_V} y t_D predeterminados y frecuencia de conmutación variable para conseguir ZVS (TCM-ZVS). Se caracteriza por su alto rizado de corriente, lo cual desfavorece a las pérdidas de conducción. Sin embargo, se pueden conseguir bajas pérdidas de conmutación [14], [15]. Un caso particular de este modo cuando la tensión de salida (V_2) es el doble de la tensión de entrada (V_1), es el modo cuasi-resonante (QSW-ZVS) [15]-[18].

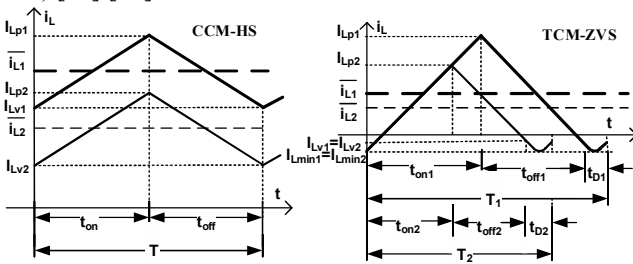


Fig. 2 Corriente por la inductancia, $i_L(t)$ para CCM-HS y TCM-ZVS, donde se especifica la corriente de pico ($I_{Lp,x}$), valor medio ($\overline{I_{L,x}}$), valor de valle ($I_{LV,x}$) y valor mínimo ($I_{Lmin,x}$) para dos valores de carga (1 y 2). $t_{on,x}$ y $t_{off,x}$ se definen como el tiempo donde S_1 está en ON y S_2 en OFF y el tiempo donde S_1 está en OFF y S_2 está ON, respectivamente.

B. Modelos de pérdidas

Teniendo en cuenta las especificaciones del prototipo desarrollado (que se presenta en la Sección IV), se estima la distribución de los distintos tipos de pérdidas correspondientes para los modos de conducción presentados para todo el rango de carga (Fig. 3). Como se puede ver, el modo de conducción más eficiente cambia con el nivel de carga demandado [19]. Dicho modelado de pérdidas se caracteriza en detalle en [20] y en él se incluyen las pérdidas por conducción, de puerta, de conmutación y por la bobina.

A raíz de los resultados obtenidos en la Fig. 3, se estudia cuál es el mejor esquema de operación. De hecho, en [19] se propone el uso de CCM-HS para potencias de más de 5 kW y el TCM-ZVS para baja carga, teniendo en cuenta tanto el factor rendimiento como el estrés de corriente de los MOSFET de SiC, de manera que prima el rendimiento a baja carga y un rizado de corriente menor (o menor corriente de pico) a media y alta carga. Se emplea una frecuencia de conmutación de 60 kHz para el caso CCM-HS, de manera que la corriente por la

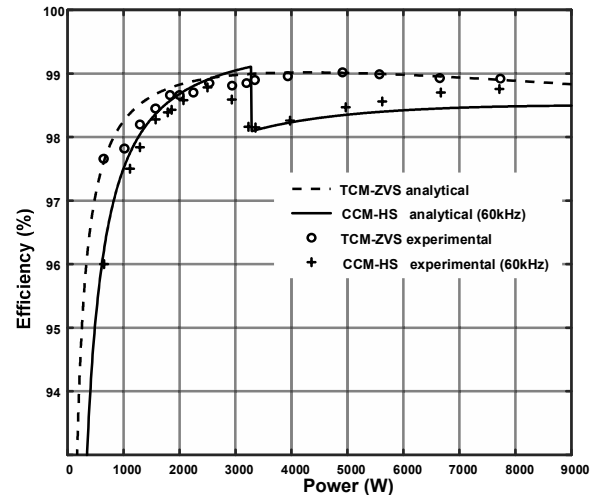


Fig. 3 Comparación de rendimientos entre TCM-ZVS y CCM-HS [20].

bobina es siempre positiva para cargas de más de 3 kW y TCM para cargas menores.

Cuando en CCM-HS se reduce la potencia demandada por debajo de 3 kW, el rendimiento se incrementa de manera abrupta porque se entra en modo TCM y se consigue ZVS. Sin embargo, a medida que baja el nivel de carga, el rendimiento cae de manera importante debido a la aparición de corrientes reactivas. Además, es importante remarcar que en el caso del modo TCM-ZVS, la frecuencia de conmutación aumenta a medida que el nivel de carga disminuye para conseguir conmutaciones ZVS con el mínimo nivel posible de corriente reactiva.

Los resultados analíticos y experimentales de la Fig. 3 se corresponden con el caso $V_1=400$ V y $V_2=800$ V (caso QSW-ZVS). Ahora, la idea es analizar las conmutaciones ZVS para distintos ratios de tensión basándose en la operación TCM-ZVS. Por esta razón, se analiza en detalle el intervalo resonante en la Sección III, buscando un compromiso entre I_{L_V} y t_D para distintos ratios de tensión. Y en la Sección IV se valida experimentalmente la validez de los mismos.

III. COMPROMISO ENTRE TIEMPO MUERTO Y CORRIENTE DE VALLE

Como se menciona en la Sección II, los rendimientos de la Fig. 3 dependen del ratio de tensiones entrada/salida. Si V_2 no es el doble de V_1 , hay ciertas variables que han de calcularse de forma adecuada, como son la corriente negativa de valle por la bobina y el tiempo muerto correspondiente (i_{L_V} y t_D en la Fig. 4) para asegurar conmutación ZVS. t_D se define como el tiempo entre el flanco negativo de V_{GS2} y el flanco positivo de V_{GS1} . Durante este tiempo, la capacidad parásita de salida de S_1 debe ser descargada para obtener ZVS.

A. Intervalo resonante en TCM-ZVS

Para entender completamente las diferencias entre QSW-ZVS ($V_2=2 \cdot V_1$) y TCM-ZVS ($V_2 \neq 2 \cdot V_1$), es importante analizar el intervalo resonante, normalmente obviado en la literatura debido a su bajo impacto en comparación con los intervalos lineales.

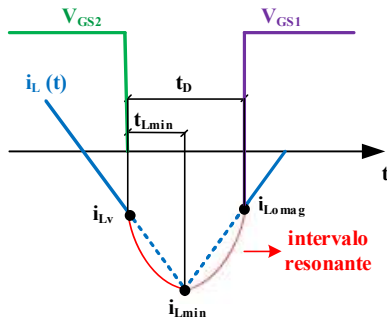


Fig. 4 Definición de las variables principales y detalle de $i_L(t)$ durante el intervalo resonante.

Debe remarcarse que en el convertidor propuesto la potencia puede circular en ambas direcciones. Consecuentemente, en este trabajo, se considera comportamiento elevador cuando la potencia va desde V_1 hacia V_2 . Y, en oposición, se considera comportamiento como reductor cuando el flujo de potencia va de V_2 hacia V_1 . En esta sección, solo se estudia en detalle el comportamiento como elevador, pudiendo extrapolarse a posteriori el comportamiento como reductor.

La tensión en el nodo de conmutación ($V_c(t)$) y la corriente por la bobina $i_L(t)$ durante el intervalo resonante se pueden calcular a través de (1) y (2) para el comportamiento como elevador (ver Tabla I). Además, la evolución de $V_c(t)$ e $i_L(t)$ para las especificaciones detalladas en la Sección IV y para distintos ratios de tensión y valores de $|i_{Lv}|$ se muestran en la Fig. 5.

TABLA I ECUACIONES DURANTE EL INTERVALO RESONANTE.

$$V_c(t) = (V_2 - V_1) \cdot \cos(\omega_o t) + \left(\frac{i_{Lv}}{C_{sw} \cdot \omega_o} \right) \cdot \sin(\omega_o t) + V_1 \quad (1)$$

$$i_L(t) = i_{Lv} \cdot \cos(\omega_o t) - C_{sw} \cdot \omega_o \cdot (V_2 - V_1) \cdot \sin(\omega_o t) \quad (2)$$

$$i_{Lv} = C_{sw} \cdot \omega_o \cdot \sqrt{2 \cdot V_2 \cdot V_1 - V_2^2} \quad (3)$$

$$t_D = \frac{1}{\omega_o} \cdot \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_1}{\sqrt{(V_2 - V_1)^2 + \left(\frac{i_{Lv}}{C_{sw} \cdot \omega_o} \right)^2}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{C_{sw} \cdot \omega_o}{i_{Lv}} \cdot (V_2 - V_1) \right) \right] \quad (4)$$

$$i_{Lmin} = i_{Lv} \cdot \cos(\omega_o t_{iLmin}) - C_{sw} \cdot \omega_o \cdot (V_2 - V_1) \cdot \sin(\omega_o t_{iLmin}) + V_1 \quad (5)$$

$$t_{iLmin} = \frac{1}{\omega_o} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{C_{sw} \cdot \omega_o}{i_{Lv}} \cdot (V_2 - V_1) \right)^2} \right) \quad (6)$$

En la Fig. 5 (a), se muestra el intervalo resonante para el caso $V_2=2 \cdot V_1$ (i.e. QSW-ZVS). Como se puede ver, se consigue ZVS para cualquier valor de i_{Lv} menor o igual a 0 A, siempre y cuando se asegure un cierto t_D mínimo. El t_D necesario se puede reducir, decrementando el valor de i_{Lv} (valor de la corriente al inicio del intervalo resonante).

En la Fig. 5 (b), se aplica un ratio de tensiones $V_2 > 2 \cdot V_1$ y se puede conseguir ZVS (i.e. TCM-ZVS) para cualquier valor de i_{Lv} menor o igual a 0 A, asegurado un t_D mínimo. El valor necesario de t_D en esta situación es menor que en el caso anterior (QSW-ZVS).

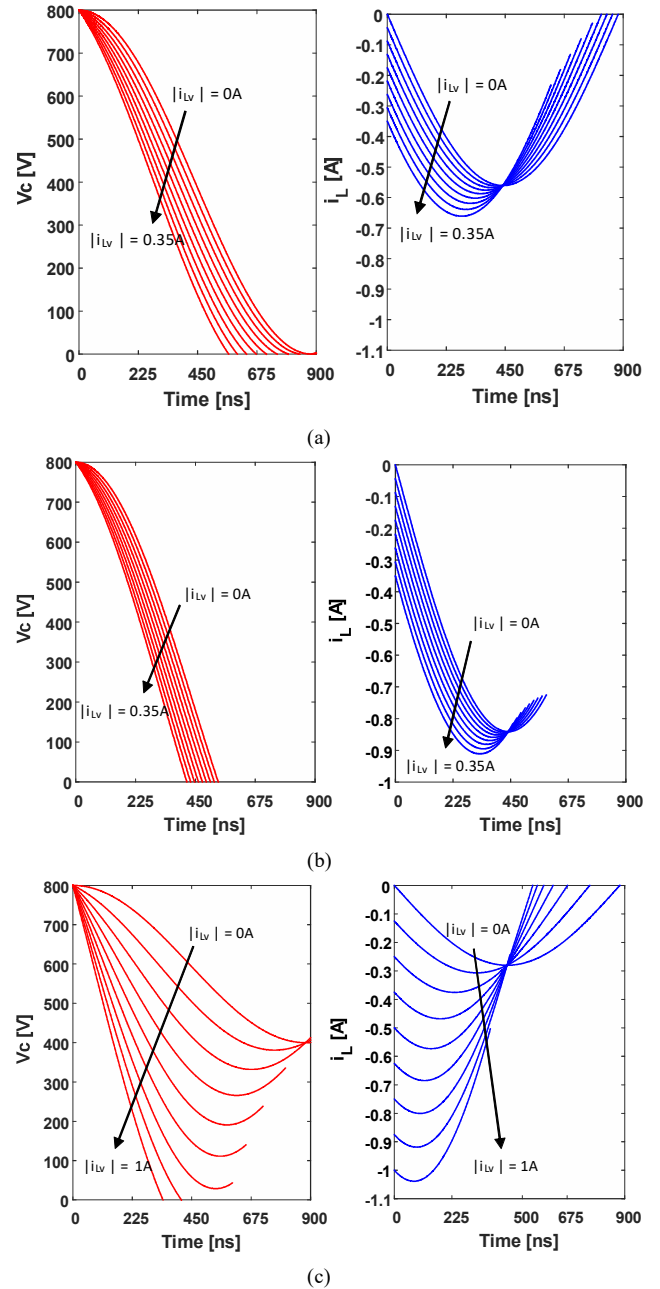


Fig. 5 $V_c(t)$ en rojo y $i_L(t)$ en azul para distintos ratios de tensión V_1/V_2 con comportamiento elevador. (a) 400V/800V (b) 200V/800V and (c) 600V/800V.

En la Fig. 5 (c), el ratio de tensiones es $V_2 < 2 \cdot V_1$. Esta figura muestra que no todos los valores de i_{Lv} permiten una descarga completa de la capacidad parásita de S_1 . Por medio de (3) y (4) se pueden calcular los valores de i_{Lv} y t_D , respectivamente, que permiten conseguir ZVS (i.e. TCM-ZVS).

B. Selección de los valores de i_{Lv} y t_D para reducir las pérdidas en el intervalo resonante

Dependiendo del ratio V_1/V_2 , los valores i_{Lv} y t_D han de ser calculados de forma precisa. Además, siguiendo la expresión de $i_L(t)$ (2), es posible calcular el valor mínimo de corriente durante el intervalo resonante i_{Lmin} (5) y el tiempo necesario para alcanzarlo t_{iLmin} (6). Estos dos valores son útiles para estimar las pérdidas extra de potencia durante el intervalo en el que $i_L(t)$

toma valores negativos:

$$P_{dT} = V_d \cdot \bar{I}_{L_{TD}} + I_{L_{rms,TD}}^2 \cdot R_d \quad (7)$$

Estas pérdidas extra, normalmente obviadas, se incluyen en el modelo de pérdidas modificado propuesto en este trabajo. Estas pérdidas pueden ser relevantes sobre todo debido al alto valor de la tensión de codo de los diodos de SiC. Es importante remarcar, que el resto de los tipos de pérdidas a baja carga y con ZVS no son prácticamente relevantes en comparación con estas.

La mayor parte de las pérdidas viene causada por la corriente negativa que pasa por el diodo en antiparalelo al MOSFET de SiC y para su cálculo se parte de su curva I-V característica [24]. Los valores obtenidos se usan en (7), donde V_d y R_d son la tensión de codo y la resistencia en conducción del diodo de SiC, respectivamente, y $I_{L_{TD}}$ e $I_{L_{rms,TD}}$, la corriente media y rms a través de la bobina durante el tiempo muerto.

El nuevo modelo de pérdidas se aplica al caso $V_2 > 2 \cdot V_1$ para conseguir el máximo rendimiento posible. En ese caso el valor óptimo de t_D (t_{D_OPT}) se debe calcular manteniendo siempre i_{LV_OPT} igual a 0 A para reducir las pérdidas extra durante el tiempo muerto.

Por el contrario, en el caso $V_2 < 2 \cdot V_1$, el par de valores t_{D_OPT} - i_{LV_OPT} no es tan obvio. Ambos han de calcularse para asegurar el máximo rendimiento alcanzable. Como se puede observar en la Fig. 5 y se deduce de (3), estos valores no dependen de la potencia demandada. Solamente dependen de las tensiones de entrada y de salida, de la capacidad parásita de salida equivalente (C_{sw}) y de ω_o (definida como $\frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{sw}}}$).

Los valores teóricos y prácticos que se han necesitado durante las pruebas experimentales se incluyen en la Tabla II. Existe una cierta desviación entre ambos, ya que el control digital implementado solo permite saltos de 10 ns para la variable t_D . Además, no siempre es posible hacer que coincida la frecuencia de conmutación teórica con el valor óptimo de corriente de valle.

Además, se han explorado otros pares de valores t_D - i_{LV} no óptimos, incrementando el valor de $|i_{LV}|$ y decrementando el de t_D correspondientemente. Aún consiguiendo conmutaciones ZVS, los rendimientos obtenidos en tales casos son inferiores. Esto valida el estudio realizado, ya que valores de t_D - i_{LV}

distintos de t_{D_OPT} - i_{LV_OPT} no proporcionan mejores resultados.

TABLA II VALORES DE i_{LV} Y t_D PARA CONSEGUIR EL MÁXIMO RENDIMIENTO EN EL CASO DE RELACIÓN DE TENSIONES 600 V/ 800 V Y COMPORTAMIENTO COMO ELEVADOR.

Potencia (W)	i_{LV_OPT} (A)	t_{D_OPT} (ns)	i_{LV_PRACT} (A)	t_{D_PRACT} (ns)
500	-0.795	533	-0.8	520
1000	-0.795	533	-0.79	550
2000	-0.795	533	-0.8	530
3000	-0.795	533	-0.85	510
4000	-0.795	533	-0.9	510

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y RENDIMIENTOS

A. Prototipo del convertidor dc-dc elevador bidireccional basado en SiC y montaje experimental

Se ha desarrollado un prototipo del convertidor dc-dc elevador basado en SiC en el laboratorio junto con toda la circuitería adicional necesaria y la etapa de control digital (Fig 6) para validar y comparar el estudio analítico y experimental y los rendimientos asociados al mismo.

La máxima potencia de trabajo se fija en 10 kW, con una tensión de salida V_2 constante de 800 V, mientras que la tensión de entrada V_1 puede variar entre 200 y 600 V. Se ha seleccionado el módulo de potencia CCS050M12CM2 (3 fases medio puente (HB), en total 6 dispositivos) de Wolfspeed®. Dicho módulo permite la aplicación de técnicas de modularidad y entrelazado (si bien no se muestran los resultados referentes a dichas técnicas en este trabajo), ya que los 3 HB reciben las mismas señales de control. Por lo tanto, los 3 HB soportarán los mismos niveles de tensión, corriente y potencia (lo cual es equivalente a tener un único convertidor, con una bobina y unos MOSFET formado por el paralelo de las 3 ramas). Además, se ha utilizado un *driver* comercial (CGD15FB45P1) también de Wolfspeed. Por último, se han construido 3 bobinas usando hilo Litz y un carrete ETD59 con núcleo de ferrita 3F3 para cada módulo. Todos los componentes (que conforman tanto la etapa de potencia como la de control) se muestran en la Fig. 6.

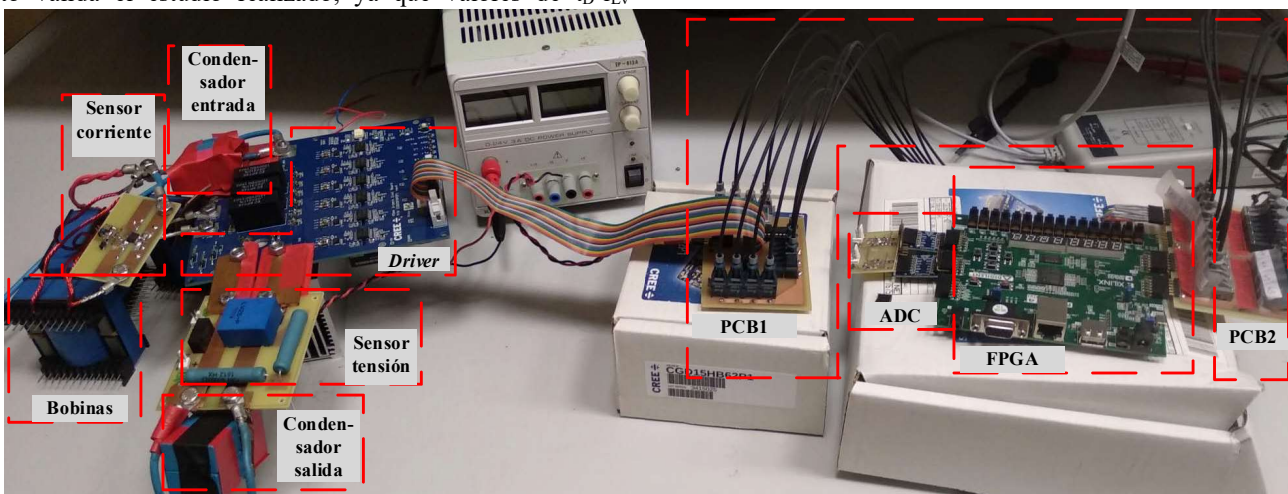


Fig. 6 Montaje experimental.

B. Comparación de rendimientos

Inicialmente, para un ratio de tensiones 400 V/800 V, se diseñó el prototipo para funcionar con una frecuencia de conmutación máxima de 200 kHz (limitada por el *driver*) a muy baja carga, y una frecuencia de conmutación mínima de 20 kHz, por encima de los niveles audibles, a alta carga.

La Fig. 7 muestra formas de onda experimentales para el ratio de tensiones 500 V/800 V, donde i_{LV_OPT} es -0,525 A y t_{D_OPT} es 500 ns. Además, estas se comparan con las formas de onda teóricas V_{DS} e i_L (en trazo discontinuo), mostrando buena coincidencia entre ambas.

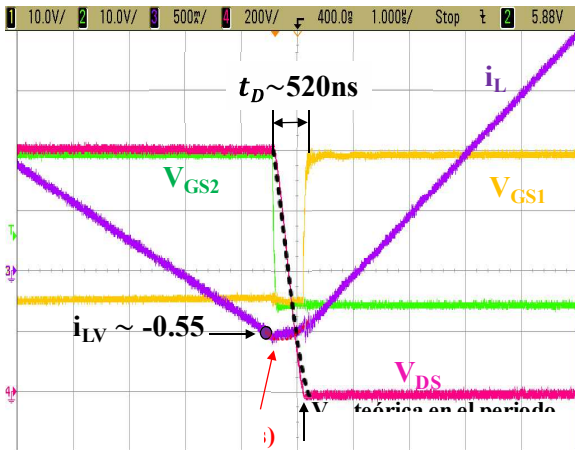


Fig. 7 Formas de onda experimentales durante el intervalo resonante. V_{GS1} (en amarillo), V_{GS2} (en verde), i_L (en violeta), V_{DS} (en rosa), i_L teórica (línea roja a trazos) y V_{DS} (línea negra a trazos) para un ratio de tensiones $V_1/V_2 = 500V/800V$.

Por otro lado, la Fig. 8 muestra la comparación entre los rendimientos analíticos y los experimentales para la condición de ratio de tensiones $V_2 > 2 \cdot V_1$ (concretamente, 200 V/800 V). En dicha figura se resaltan dos tipos de pruebas: en primer lugar, resultados de rendimiento aplicando los pares de valores t_{D_OPT} - i_{LV_OPT} , los cuales concuerdan en gran medida con la estimación teórica y, en segundo lugar, resultados en los que se toma un valor de i_{LV} distinto del óptimo. En este último caso si bien la tendencia es similar, los rendimientos son ligeramente inferiores.

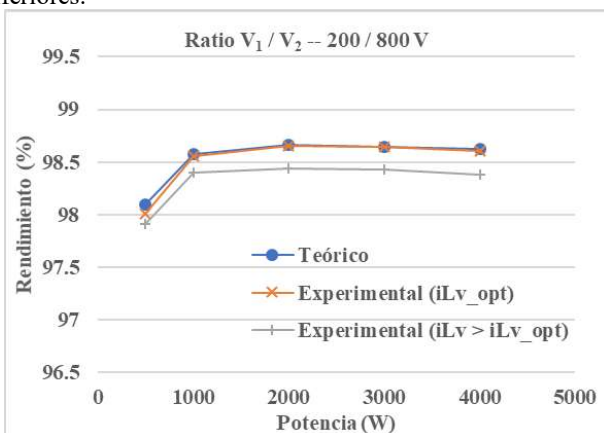


Fig. 8 Rendimientos teóricos y experimentales para un ratio V_1/V_2 de 200V/800V y comportamiento elevador.

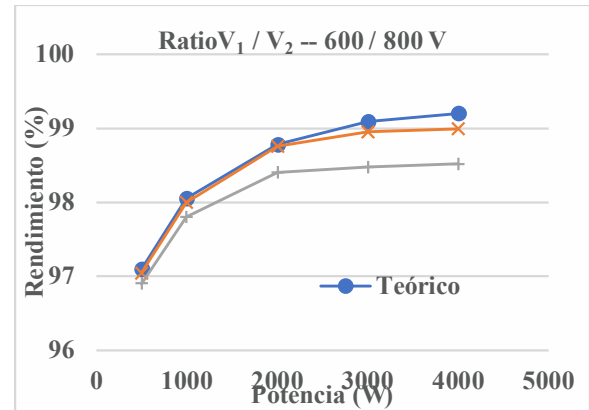


Fig. 9 Rendimientos teóricos y experimentales para un ratio V_1/V_2 de 600V/800V y comportamiento elevador.

También cabe remarcar que los rendimientos son cuantitativamente próximos a los obtenidos para las condiciones iniciales presentadas en este trabajo (Fig. 3) donde se trabajaba en QSW-ZVS puro ($V_1=400$ V y $V_2=800$ V), consiguiendo por tanto que los rendimientos permanezcan elevados a pesar del cambio de condiciones de trabajo en lo relativo a las tensiones de entrada/salida.

De forma equivalente, en la Fig. 9 se muestra el caso en que $V_2 < 2 \cdot V_1$ (concretamente para el ratio 600 V/800 V). De nuevo, los valores estimados analíticamente muestran buena concordancia con los medidos de forma experimental (i.e. $i_{LV}=i_{LV_OPT}$).

Ya que los niveles de media y baja potencia son los más interesantes (es donde es más difícil mantener el rendimiento plano y elevado), los rendimientos de las Fig. 8 y Fig. 9 sólo se muestran para hasta 5 kW. Para estos niveles de potencia es cuando la frecuencia de conmutación es mayor y, por lo tanto, es especialmente importante evaluar cómo son las pérdidas por conmutación y durante el tiempo muerto (ya que el porcentaje tiempo muerto / periodo de conmutación aumenta a medida que sube la frecuencia).

Además, incluso si las pérdidas estimadas asociadas al tiempo muerto pueden no parecer muy significantes, estas pueden llegar a poner en riesgo el diseño y funcionamiento del sistema completo.

V. CONCLUSIONES

Se han estudiado distintos modos de conducción aplicables a un convertidor dc-dc elevador bidireccional basado en SiC y se ha propuesto un esquema para conseguir el máximo rendimiento posible en todo el rango de carga combinando dichos modos. Este esquema se basa en el desarrollo de un modelo de pérdidas muy preciso. Sin embargo, este estudio solo es válido, en principio, para un ratio de tensiones $V_2/V_1=2$.

Para poder extender este estudio al modo TCM-ZVS (i.e. $V_2/V_1 \neq 2$), se hace un estudio analítico del intervalo resonante en una transición ZVS. Basado en este estudio, se necesitan unos valores concretos del valor de la corriente de valle y del tiempo muerto para conseguir ZVS. Este hecho permite que se optimice el esquema de operación y así extender la posibilidad de funcionamiento con alto rendimiento para ratios de tensiones

distintos.

Finalmente, usando los resultados del estudio analítico del modo TCM-ZVS, se desarrolla un modelo de pérdidas mejorado, donde se consideran también las pérdidas extra durante el intervalo resonante, especialmente relevante a baja carga.

APÉNDICE A

Todos los cálculos y estimaciones relativas al intervalo resonante para comportamiento del convertidor en modo elevador son también extensibles para el caso de comportamiento como reductor [25].

En dicho caso, la situación más favorable de funcionamiento se da para los ratios $V_2 < 2 \cdot V_1$ ya que cualquier valor de i_{LV} menor de 0 A permite ZVS, mientras que para los ratios donde $V_2 > 2 \cdot V_1$ los pares de valores i_{LV} - t_D se han de escoger de manera más cuidadosa (al contrario que en el caso con comportamiento elevador).

Las ecuaciones que definen las tensiones y corrientes durante el intervalo resonante se detallan en [25], así como los resultados experimentales correspondientes que validan el estudio.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado gracias al gobierno del Principado de Asturias mediante el proyecto FC-GRUPIN-IDI/2018/000179, así como a través del Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades mediante el proyecto MCIU-19-RTI2018-099682-A-I00.

REFERENCIAS

- [1] J. Cao and A. Emadi, "A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, Jan. 2012.
- [2] A.R. Sparacino, G.F. Reed, R.J. Kerestes, B.M. Grainger, and Z.T. Smith, "Survey of battery energy storage systems and modelling techniques", in *Proc. 2012 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting*, Jul. 2012, pp. 1, 8,22–26.
- [3] Affanni, A. Bellini, G. Franceschini, P. Guglielmi, and C. Tassoni, "Battery choice and management for new-generation electric vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1343–1349, Oct. 2005.
- [4] F. Blaabjerg, F. Iov, T. Kerekes, and R. Teodorescu, "Trends in power electronics and control of renewable energy systems", in *Proc. 2010 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Sep. 2010, pp. K-1–K-19.
- [5] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC microgrids—Part I: A review of control strategies and stabilization techniques", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, Jul. 2016.
- [6] Y. Li and Y. Han, "A module-integrated distributed battery energy storage and management system", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8260–8270, Dec. 2016.
- [7] 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.
- [8] 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
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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
- [13] 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. 65, no. 1, pp. 386-393, Jan. 2018.
- [14] M. R. Rogina, A. Rodriguez, A. Vazquez and D. G. Lamar, "Improving the Efficiency of SiC-Based Synchronous Boost Converter Under Variable Switching Frequency TCM and Different Input/Output Voltage Ratios," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 7757-7764, Nov.-Dec. 2019.
- [15] Vorperian, V., "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis," *Power Electronics*, *IEEE Transactions on* , vol.3, no.2, pp.183,191, Apr 1988.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] Maria R. Rogina, Alberto Rodriguez, Aitor Vazquez, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando, "Event-focused control strategy for a SiC-based synchronous boost converter working at different conduction modes", *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) 2018 IEEE 19th Workshop on*, pp. 1-7, 2018.
- [20] M. R. Rogina, A. Rodriguez, A. Vazquez, D. G. Lamar and M. M. Hernando, "Modelling the performance of a SiC-based synchronous boost converter using different conduction modes", *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, 2018, pp. 2242-2248.
- [21] S. Zhang, "Analysis and minimization of the input current ripple of interleaved boost converter" in *Proc. 2012 27th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Orlando, FL, USA, 2012, pp. 852–856.
- [22] Vazquez, A. Rodriguez, D. G. Lamar, and M. M. Hernando, "Master-slave technique for improving the efficiency of interleaved synchronous boost converters" in *Proc. 2014 IEEE 15th Workshop Contr. Modeling Power Electron.*, Santander, Spain, 2014, pp. 1–9.
- [23] J.-T. Su and C.-W. Liu, "A novel phase-shedding control scheme for improved light load efficiency of multiphase interleaved DC–DC converters" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4742–4752, Oct. 2013.
- [24] <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/189/product/104/ccs050m12cm2.pdf> last visited: November, 2019
- [25] M.R. Rogina, A. Rodriguez, A. Vazquez, M. Arias, D.G. Lamar, "Efficiency Evaluation of a SiC-Based Bidirectional Boost Converter Using TCM-ZVS with Different Voltage Conversion Ratios", *APEC 2020*, New Orleans, LA.