

Convertidor Híbrido de Capacidades Conmutadas para Conversiones de Alta Reducción de Tensión con Aislamiento

Juan Rodríguez, Juan R. García-Meré, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando y Javier Sebastián
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Campus de Viesques s/n, Universidad de Oviedo
33204 Gijón. España. Email: rodriguezjuan@uniovi.es

Resumen— Incorporar estructuras de capacidades conmutadas a convertidores CC-CC aislados es una estrategia prometedora para evitar las limitaciones de los transformadores con relaciones de transformación muy reductoras. En este artículo se propone combinar el convertidor directo con la estructura de condensador en serie, para lo que se añade una capacidad conmutada, una bobina, un interruptor y un diodo (o rectificador síncrono) a la versión convencional del convertidor. La topología propuesta permite una mayor reducción de tensión y ofrece un rizado de la tensión de salida muy bajo, característica que se puede utilizar para reducir el tamaño de las bobinas (mayor densidad de potencia) y/o la frecuencia de conmutación (mayor rendimiento). Además, el convertidor balancea automáticamente la corriente por las bobinas y la tensión en la capacidad conmutada. La operación del convertidor se valida con un prototipo de 100W que realiza una conversión de 48V a 5/3,3/2,5/1,8V y alcanza un rendimiento máximo y a plena carga de 95,8% y 91,1% respectivamente.

Palabras clave— Conversiones de alta reducción, convertidores híbridos de capacidades conmutadas, convertidores aislados.

I. INTRODUCCIÓN

EN la actualidad, existen muchas aplicaciones de electrónica de potencia donde es necesario realizar una gran reducción de tensión (centros de proceso de datos, sistemas de energías renovables, vehículos eléctricos, etc.). Típicamente se emplea un convertidor CC-CC aislado controlado mediante Modulación de Ancho de Pulsos (PWM, siglas de *Pulse-Width Modulated*), siendo un transformador el responsable principal de alcanzar la gran reducción de tensión requerida [1]. Sin embargo, los transformadores con relaciones de transformación muy reductoras condicionan enormemente tanto el tamaño del convertidor, como su rendimiento. Como alternativa, se pueden encontrar soluciones basadas en topologías resonantes, como es el caso del convertidor LLC [2], que permiten alcanzar mayores rendimientos y densidades de potencia a costa de penalizar la compatibilidad electromagnética debido al control mediante frecuencia variable.

Recientemente, ha aumentado el interés por los convertidores CC-CC de capacidades conmutadas para conversiones de alta reducción cuando no se requiere aislamiento [3]. Un convertidor puro de capacidades conmutadas realiza la conversión de tensión sin recurrir al uso de magnéticos, lo que le lleva a poder alcanzar, al menos de desde un punto de vista teórico, densidades de potencia muy elevadas.

Desafortunadamente, como la carga y descarga de los condensadores son realizadas directamente por una fuente de tensión u otros condensadores, las conmutaciones causan picos de corriente que reducen el rendimiento, aumentan los estreses en los interruptores y causan interferencias electromagnéticas. Además, los convertidores puros de capacidades conmutadas tan solo son capaces de conversiones con ratios fijos (es decir, 2 a 1, 4 a 1, 8 a 1, etc.) y no existe un método de control no disipativo para regular la tensión de salida. Los convertidores híbridos de capacidades conmutadas, como el convertidor reductor con condensador flotante [4] o condensador en serie [5], añaden pequeñas bobinas (mucho menores que en los casos de un convertidor convencional) para evitar los picos de corriente y permitir el control por PWM.

Teniendo en cuenta las limitaciones de los transformadores con relaciones de transformación muy reductoras y los beneficios de los convertidores híbridos de capacidades conmutadas, desarrollar nuevos convertidores CC-CC aislados que incorporen estructuras de capacidades conmutadas es una estrategia prometedora para aplicaciones que requieren una alta reducción de tensión y aislamiento. En la actualidad, existen algunos trabajos que ya han seguido esta estrategia. En [6] y [7] se combina la estructura de condensador flotante con un medio puente que incluye un doblador de corriente. En este caso, el condensador flotante realiza parte de la conversión de tensión, aliviando las limitaciones del transformador. Sin embargo, se requiere control activo para balancear tanto la tensión en el condensador como las corrientes por cada fase del doblador. Las estructuras de capacidades conmutadas también han sido incorporadas a convertidores resonantes CC-CC aislados [8], manteniendo las desventajas inherentes a este tipo de topologías (penalización en el filtro de compatibilidad electromagnética, disminución del rendimiento para puntos de operación distintos del óptimo, etc.).

En este artículo se presenta un nuevo convertidor CC-CC aislado con control PWM para alta reducción de tensión. La topología propuesta es el resultado de combinar la estructura de condensador en serie con un convertidor directo que incluye enclavamiento activo (Fig. 1). Además de la mayor capacidad para reducir tensión, el convertidor presentado alcanza una gran reducción del rizado de la tensión de salida, característica que se puede utilizar para reducir el tamaño de las bobinas (mayor

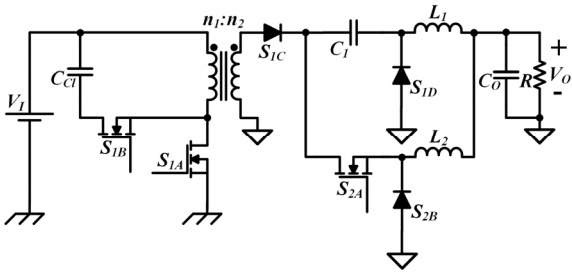


Fig. 1: Convertidor directo con enclavamiento activo y estructura de condensador en serie.

densidad de potencia) y/o la frecuencia de conmutación (mayor rendimiento). Además, la topología propuesta logra balancear de forma natural tanto la tensión sobre la capacidad conmutada como las corrientes por cada fase.

El resto del artículo se organiza como sigue. La topología propuesta es descrita y analizada en la Sección II. En la Sección III se incluye una comparativa con un convertidor directo con enclavamiento activo. La Sección IV muestra los principales resultados experimentales. Finalmente, la Sección V concluye este artículo

II. CONVERTIDOR DIRECTO CON CONDENSADOR EN SERIE

El convertidor propuesto surge de combinar la estructura de condensador en serie con un convertidor directo que incluye enclavamiento activo (Fig. 1). Como resultado de la combinación, se añade un condensador en serie (C_1), una bobina (L_2), un interruptor (S_{2A}) y un diodo (S_{2B}) a la versión convencional del convertidor directo [9]. Es importante señalar que, aunque el análisis que presentado en esta sección considera el uso de diodos, se recomienda el empleo de rectificación síncrona para reducir las pérdidas de conducción.

A. Principio de Operación

El lado primario del convertidor Directo con Condensador en Serie (D-CS) se compone del devanado primario del transformador, el interruptor principal del primario S_{1A} , el interruptor de enclavamiento S_{1B} y el condensador de enclavamiento C_C . El lado secundario incluye dos fases conectadas al condensador de salida C_O y a la carga resistiva R . La primera fase está formada por los diodos/rectificadores síncronos S_{1C} y S_{1D} , la bobina L_1 y el condensador en serie C_1 . La segunda fase se compone del interruptor principal del secundario S_{2A} , el diodo/rectificador síncrono S_{2B} y la bobina L_2 . La descripción del funcionamiento del convertidor se apoya en los sub-circuitos mostrados en la Fig. 2, la notación de tensiones y corrientes recogida en la Fig. 3 y las principales formas de

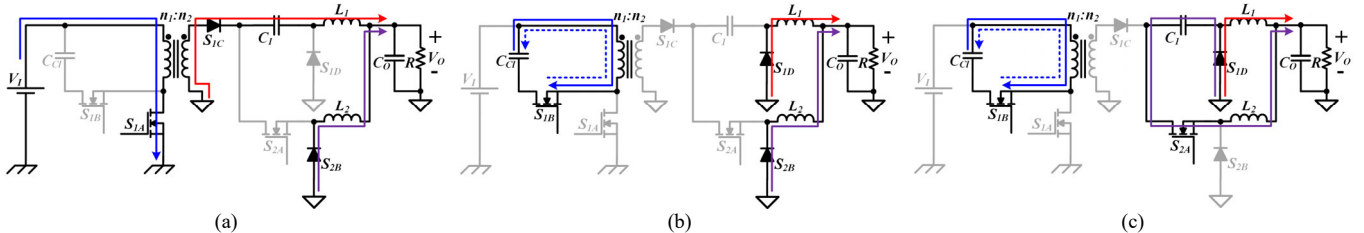


Fig. 2: Caminos de corriente del convertidor D-CS: a) Estado I. b) Estados II y IV. c) Estado III.

onda, mostradas en la Fig. 4. El análisis que sigue asume operación en modo de conducción continuo, ciclo de trabajo d menor que 0,5, interruptores ideales y tensión constante sobre el condensador en serie. Además, se omite el impacto de la inductancia de dispersión del transformador. Como muestra la Fig. 4, las señales de control de S_{1A} y S_{2A} tienen el mismo valor de d e incluyen un desfase de 180° . El periodo de conmutación (T_S) se puede describir a través de cuatro estados.

Durante el estado I ($0 < t < dT_S$), S_{1A} está encendido y S_{2A} está apagado. S_{1C} está polarizado directamente porque la tensión del devanado primario del transformador v_{Pri} es igual a la tensión de entrada V_I . De esta forma, el devanado secundario del transformador se conecta a L_1 a través de C_1 . Como resultado, la tensión del condensador en serie V_{C1} se resta a la del devanado secundario v_{Sec} , reduciendo la tensión aplicada a la bobina de la primera fase v_{L1} . Durante este estado, L_1 almacena energía y su corriente i_{L1} aumenta linealmente cargando C_1 . Al mismo tiempo, la corriente a través de la segunda bobina i_{L2} polariza directamente a S_{2B} conectando L_2 entre la masa del secundario y el terminal positivo de salida. Como resultado, L_2 entrega energía a la carga e i_{L2} decrece linealmente. En el lado primario, S_{1A} conduce la corriente reflejada de L_1 y la corriente magnetizante i_{LM} .

Durante el estado II ($dT_S < t < T_S/2$), S_{1A} y S_{2A} están apagados. i_{LM} polariza directamente S_{1B} y, como consecuencia, v_{Pri} es negativa, con lo que S_{1C} está polarizado inversamente. Al mismo tiempo, i_{L1} polariza directamente S_{1D} conectando L_1 entre la masa del secundario y el terminal de salida positivo. Por tanto, L_1 entrega energía a la carga, disminuyendo linealmente i_{L1} . Por su parte, S_{2B} sigue conduciendo i_{L2} , con lo que el único cambio en la segunda fase con respecto al estado I es que S_{2A} soporta menos tensión (la tensión del condensador en serie). C_1 conserva su carga durante este estado ya que no circula corriente a través de él.

Durante el estado III ($T_S/2 < t < T_S/2 + dT_S$), S_{1A} está apagado y S_{2A} está encendido. Como consecuencia, no hay cambios con respecto al estado II en el lado primario y S_{1C} continúa

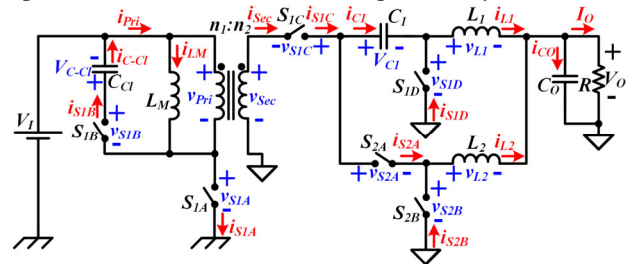


Fig. 3: Notación para las tensiones y corrientes.

polarizado inversamente. S_{1D} sigue conduciendo i_{L1} , que continúa disminuyendo de forma lineal mientras L_1 entrega energía a la carga. Al mismo tiempo, S_{2B} pasa a estar polarizado inversamente y S_{2A} , C_1 y S_{1D} conducen i_{L2} . En este estado, C_1 alimenta la segunda fase, L_2 almacena energía e i_{L2} aumenta linealmente.

El estado IV ($T_S/2 + dT_S < t < T_S$) es idéntico al estado II ya que S_{1A} y S_{2A} están apagados. Por tanto, S_{1D} y S_{2B} conducen i_{L1} e i_{L2} respectivamente.

Respecto al funcionamiento del mecanismo de enclavamiento activo, es idéntico al de un convertidor directo sin condensador en serie [9], [10].

B. Análisis en Régimen Permanente

En la topología propuesta existen tres elementos responsables de la conversión de tensión: el transformador (su contribución la determina el ratio entre el número de vueltas del devanado primario, n_1 , y del secundario, n_2), la técnica PWM (su contribución se regula con d) y el condensador en serie (su contribución se estudia, entre otros aspectos, en esta sección). Aplicando el balance voltios·segundos a L_1 y L_2 podemos obtener la relación de conversión

$$M = \frac{V_O}{V_I} = \frac{d n_2}{2 n_1} \quad (1)$$

y la tensión soportada por C_1

$$V_{C1} = \frac{n_2 V_I}{n_1 2} \quad (2)$$

Por tanto, se puede concluir que el condensador se balancea automáticamente, evitando así el uso de sensores de tensión y lazos de control para su regulación. Por otra parte, y de acuerdo con (1), la tensión de entrada equivalente para la primera fase durante el estado I es la mitad que en el caso de un convertidor directo. Esto es debido a que la tensión en el condensador en serie es la mitad que la que presenta el devanado secundario durante dicho estado y, además, la tensión del condensador se resta a la del devanado. Durante el estado III, la tensión de entrada equivalente de la segunda fase también es la mitad que la de un convertidor directo convencional ya que dicha fase está alimentada por el condensador en serie. Como resultado, la relación de conversión del convertidor D-CS es la mitad que la de la versión convencional considerando el mismo d y transformador. Es importante señalar que al considerar que d varía entre 0 y 0,5, la relación de conversión pertenecerá al rango

$$M \in \left(0, \frac{1 n_2}{4 n_1}\right). \quad (3)$$

Al igual que en el caso de un convertidor directo convencional con enclavamiento activo, la tensión sobre el condensador de enclavamiento se puede obtener aplicando el balance

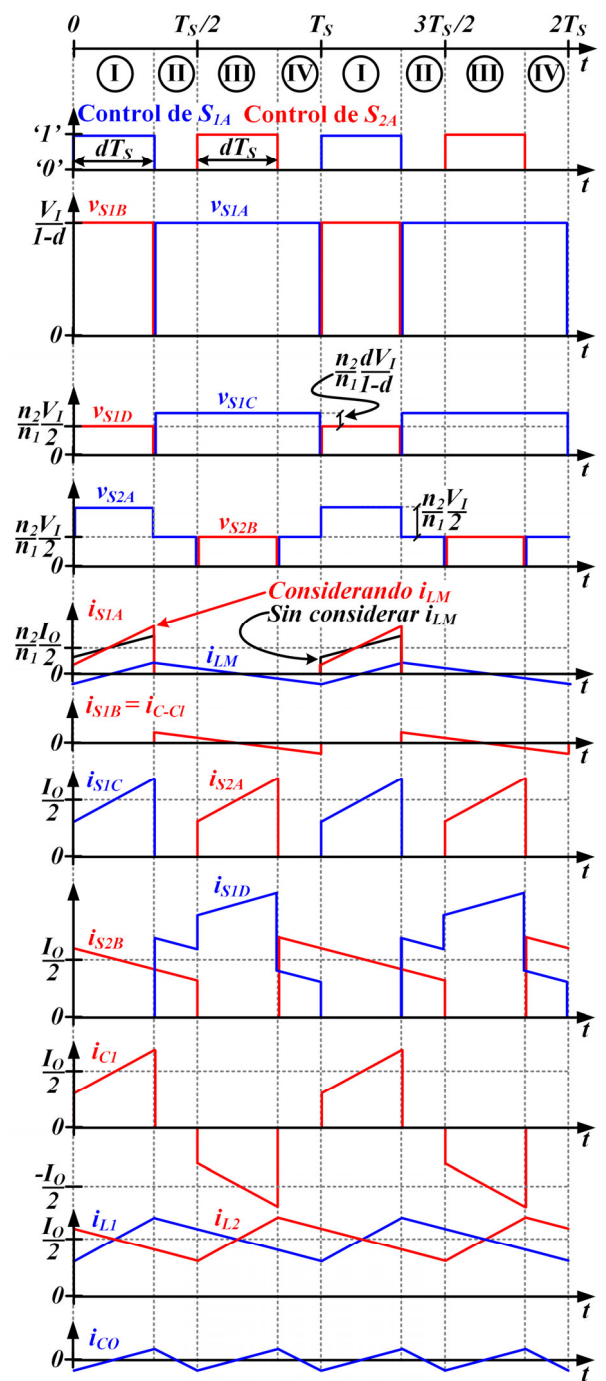


Fig. 4: Formas de onda principales de tensión y corriente. voltios·segundos a la inductancia magnetizante del transformador

$$V_{C-cl} = \frac{d V_I}{1 - d}. \quad (4)$$

El rizado de la corriente que circula por L_1 se puede expresar como

$$\Delta i_{L1} = \frac{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) MV_I}{L_1 f_s}, \quad (5)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación. De forma similar, el rizado de la corriente que circula por L_2 es

$$\Delta i_{L2} = \frac{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) MV_I}{L_2 f_s}. \quad (6)$$

Considerando $L_1 = L_2 = L$ y teniendo en cuenta el desfase de 180° existente entre las corrientes por las bobinas y que la frecuencia de la corriente que circula por C_O es $2f_s$, el rizado de la tensión de salida se puede modelar como

$$\Delta v_O = \frac{\left(1 - 4M \frac{n_1}{n_2}\right) MV_I}{16L C_O f_s^2}. \quad (7)$$

Como se mostrará en la Sección III, dicho rizado es mucho menor que el de un convertidor directo convencional.

Otra característica interesante del convertidor propuesto es que balancea automáticamente las corrientes de fase gracias al mecanismo de carga y descarga de C_I . Dado que V_{C_I} debe ser constante en régimen permanente, la carga almacenada durante la carga del condensador a través de la primera fase en el estado I debe ser igual a la carga entregada durante su descarga a través de la segunda fase en el estado III. La variación de carga durante el estado I es

$$\Delta Q_{C1-I} = \langle i_{L1} \rangle dT_s, \quad (8)$$

mientras que durante el estado III es

$$\Delta Q_{C1-III} = -\langle i_{L2} \rangle dT_s, \quad (9)$$

siendo $\langle i_{L1} \rangle$ y $\langle i_{L2} \rangle$ el valor medio de i_{L1} e i_{L2} respectivamente. Igualando (8) y (9) se demuestra el balanceo automático de las corrientes:

$$\langle i_{L1} \rangle = \langle i_{L2} \rangle = \frac{I_O}{2}, \quad (10)$$

siendo I_O la corriente de salida.

III. COMPARACIÓN CON UN CONVERTIDOR DIRECTO CONVENCIONAL CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO

Aparte de la mayor capacidad para reducir tensión, el gran beneficio del convertidor propuesto en comparación con un convertidor directo convencional con enclavamiento activo es el menor rizado de la tensión de salida. Esta mejora se logra debido a que se reduce el rizado de las corrientes al aplicar una menor tensión durante los estados de magnetización, a que el desfase de 180° entre i_{L1} e i_{L2} reduce el rizado de la corriente que circula por C_O y a que, además, la frecuencia de dicha

corriente es $2f_s$. En esta sección se comparan ambas topologías fijando unas condiciones de diseño que den lugar a dos transformadores distintos en términos de construcción, pero similares en cuanto a pérdidas y volumen. Para que la variación de flujo magnético sea idéntica, la tensión aplicada sobre el devanado primario debe ser igual, por lo que ambos convertidores deben operar con el mismo ciclo de trabajo. Además, el número de vueltas en el devanado primario del convertidor directo convencional (n_{1C}) debe ser igual al del convertidor D-CS (es decir, $n_{1C} = n_1$). Como ambos convertidores deben proporcionar la misma tensión de salida, y para compensar el hecho de que operen con el mismo ciclo de trabajo, el número de vueltas del devanado secundario del convencional debe ser la mitad del convertidor D-CS (es decir, $n_{2C} = n_2/2$). Bajo estas condiciones, la corriente que circula por el devanado secundario del convencional es el doble que la del convertidor D-CS, por lo que este último utilizará la mitad de sección en el conductor, compensando así la diferencia en cuanto a número de vueltas. De esta forma, se logra dos transformadores similares en cuanto a tamaño y pérdidas.

A. Reducción del Rizado de la Tensión de Salida

El rizado de la tensión de salida de un convertidor directo convencional que emplea el mismo condensador de salida que el convertidor D-CS es

$$\Delta v_{OC} = \frac{\left(1 - M \frac{n_{1C}}{n_{2C}}\right) MV_I}{8L_C C_O f_{SC}^2}, \quad (11)$$

donde L_C y f_{SC} son la inductancia y la frecuencia de conmutación del convencional. Considerando la misma frecuencia de conmutación y el diseño de transformador indicado anteriormente, (11) se puede escribir como

$$\Delta v_{OC} = \frac{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) MV_I}{8L_C C_O f_s^2}, \quad (12)$$

La Fig. 5 muestra una comparativa entre los rizados de la tensión de salida de ambos convertidores evaluando dos criterios para fijar las inductancias: mismas inductancias (es decir, $L = L_C$) o mismo ancho de banda en lazo abierto (es decir, $L = 2L_C$).

B. Comparación Considerando el Mismo Rizado de la Tensión de Salida

Si ambos convertidores son diseñados para cumplir la misma especificación de rizado de la tensión de salida, la ventaja reportada en la Sección III.A se puede traducir en una reducción de la energía almacenada por las bobinas (es decir, una reducción del tamaño) y/o una reducción de la frecuencia de conmutación (es decir, un aumento del rendimiento). En esta sección se evalúa este enfoque de diseño considerando tres escenarios.

En el escenario I las dos inductancias del convertidor D-CS

son iguales a la del convencional. El tamaño de una bobina es proporcional a la cantidad de energía que almacena. En el caso del convertidor D-CS la cantidad de energía total almacenada por las dos bobinas en el escenario I es

$$E_{L-I} = E_{L1-I} + E_{L2-I} \cong 2 \left[\frac{1}{2} L_C \left(\frac{I_O}{2} \right)^2 \right] = \frac{L I_O^2}{4}, \quad (13)$$

donde se ha despreciado el rizado de corriente. Dicha energía se puede expresar en función de la que almacena la bobina del convertidor directo convencional.

$$E_{L-I} = \frac{E_{LC}}{2}. \quad (14)$$

En el escenario I, la frecuencia de conmutación requerida para cumplir una cierta especificación de rizado de tensión de salida para el convertidor propuesto se puede expresar en función de la del convencional

$$f_{S-I} = \frac{\sqrt{\left(1 - 4M \frac{n_1}{n_2}\right) f_{SC}}}{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) \sqrt{2}} \quad (15)$$

En el escenario II, ambos convertidores tienen el mismo ancho de banda en lazo abierto (es decir, $L = 2L_C$) y la energía almacenada en bobinas por el propuesto es

$$E_{L-II} = E_{LC}. \quad (16)$$

En este escenario, la frecuencia de conmutación requerida es

$$f_{S-II} = \frac{\sqrt{\left(1 - 4M \frac{n_1}{n_2}\right) f_{SC}}}{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) 2}. \quad (17)$$

En el escenario III, ambos convertidores operan con la misma frecuencia de conmutación y se reduce las inductancias del convertidor propuesto para obtener el mismo rizado de tensión de salida. En este caso la energía total almacenada en bobinas es

$$E_{L-III} = \frac{\left(1 - 4M \frac{n_1}{n_2}\right) E_{LC}}{\left(1 - 2M \frac{n_1}{n_2}\right) 4}. \quad (18)$$

La Fig. 6 muestra las mejoras alcanzadas por el convertidor propuesto en cuanto a reducción de la energía total almacenada en bobinas y reducción de frecuencia de conmutación en los tres escenarios. En el escenario I, la energía total almacenada en bobinas se reduce a la mitad y también se reduce la frecuencia de conmutación requerida en todo el rango de conversión. En el

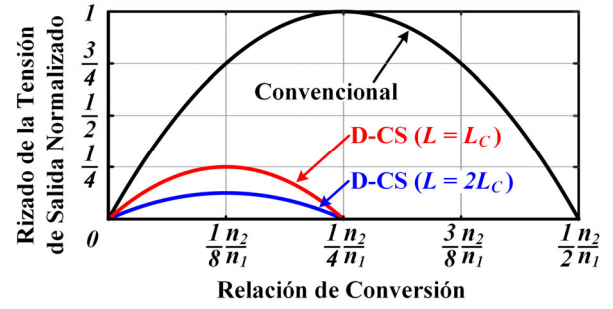


Fig. 5: Comparación entre el rizado de la tensión de salida de un convertidor directo convencional y el convertidor D-CS. Tenga en cuenta que la relación de conversión se expresa en función de la relación de transformación del transformador usado en el convertidor D-CS.

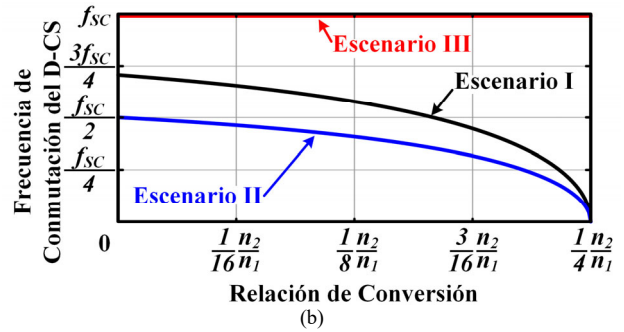
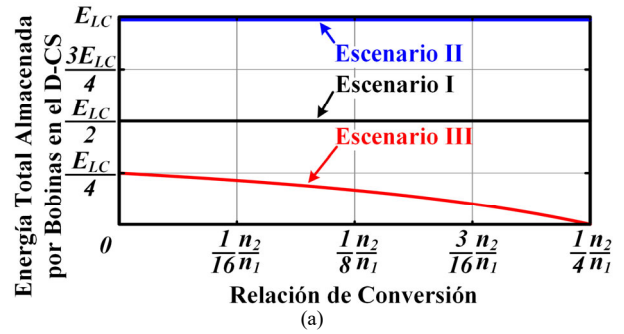


Fig. 6: Mejoras alcanzadas por el convertidor D-CS con respecto al convencional al considerar un mismo rizado de la tensión de salida: a) Energía total almacenadas por bobinas. b) Frecuencia de conmutación.

escenario II, no hay reducción de tamaño, pero la frecuencia de conmutación exigida es menor que en el escenario I. En el escenario III, no hay reducción de la frecuencia de conmutación, pero se logra una gran reducción del tamaño.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se construyó un prototipo de convertidor D-CS para validar su funcionamiento. La tensión de entrada, la corriente de salida máxima, la potencia máxima y la frecuencia de conmutación son 48V, 20A, 100W y 200kHz respectivamente. Su operación fue verificada para distintas tensiones de salida: 5V, 3,3V, 2,5V y 1,8V. La Tabla I muestra los principales componentes. Como puede comprobarse en dicha tabla, se empleó rectificación síncrona. A modo de ejemplo, la Fig. 7 muestra las principales formas de onda cuando la tensión de salida es 2,5V. Puede observarse que tanto la tensión en el condensador en serie como las corrientes de fase se balancean de forma natural.

TABLA I. COMPONENTES DEL PROTOTIPO.

Componente	Valor
Transformador	POE120PL-12L ($n_1 = 2, n_2 = 1, 23,37 \cdot 20,38 \cdot 8,94 \text{mm}^3$)
L_1, L_2	SER2211-822MED ($8,2 \mu\text{H}, 22,5 \cdot 19,2 \cdot 10,5 \text{mm}^3$)
C_1	$40 \mu\text{F}$
C_{Cl}	$1 \mu\text{F}$
C_o	$300 \mu\text{F}$
S_{1A}, S_{1B}	BSC160N15NS5 ($150\text{V}, R_{DS-ON, max} = 16\text{m}\Omega, Q_G = 19\text{nC}$)
S_{1C}, S_{2A}	ISC0703NLS ($60\text{V}, R_{DS-ON, max} = 6,9\text{m}\Omega, Q_G = 8,7\text{nC}$)
S_{1D}, S_{2B}	BSC028N06NS ($60\text{V}, R_{DS-ON, max} = 2,8\text{m}\Omega, Q_G = 37\text{nC}$)
Driver	EL7104CSZ

Por otra parte, el rendimiento del convertidor se midió de forma experimental. Como muestra la Fig. 8, dicho rendimiento es mayor cuanto menor conversión de tensión se realiza (es decir, cuando la tensión de salida es 5V). Además, también se construyó un prototipo de convertidor directo convencional con enclavamiento activo para comparar el rendimiento. Para hacer una comparativa lo más justa posible, este prototipo utiliza los mismos componentes que el prototipo del convertidor D-CS. La única diferencia es que la bobina se construyó paralelizando las dos bobinas del convertidor D-CS. De esta forma, ambos convertidores tienen el mismo ancho de banda en lazo abierto y ocupan un volumen similar. Siguiendo el razonamiento de la Sección III y teniendo en cuenta que ambos convertidores utilizan en este caso el mismo diseño de transformador, la frecuencia de conmutación del convencional se debe incrementar para alcanzar el mismo rizado de tensión de salida, por lo que el prototipo opera a 459,8kHz, 495,7kHz, 553,8kHz y 871,7kHz cuando la tensión de salida es 1,8V, 2,5V, 3,3V and 5V, respectivamente. Como muestra la Fig. 9, en todos los casos se logra una notable mejora del rendimiento.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha propuesto combinar la estructura de condensador en serie con un convertidor directo para lograr una mayor reducción de tensión y ofrecer un rizado de la tensión de salida muy bajo. Dicha característica se puede utilizar para aumentar la densidad de potencia reduciendo el tamaño de las bobinas y/o aumentar el rendimiento disminuyendo la frecuencia de conmutación. El convertidor propuesto balancea de forma natural la corriente por las bobinas y la tensión en la capacidad conmutada.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo recibió el apoyo económico del Principado de Asturias de los fondos FEDER a través del Proyecto SV-PA-21-AYUD/2021/51931 y del Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través del proyecto PID2022-136969OB-I00.

REFERENCIAS

[1] D. Costinett, D. Maksimovic y R. Zane, "Design and control for high efficiency in high step-down dual active bridge converters operating at high switching frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3931–3940, 2013.

[2] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, F. C. Lee y J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *APEC*, 2006.

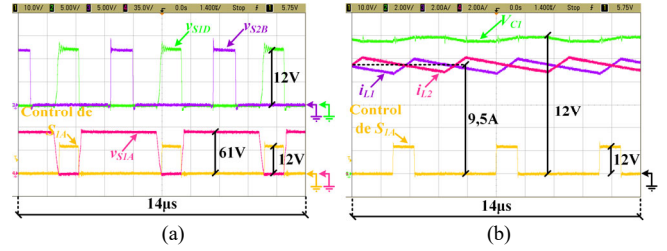


Fig. 7: Formas de onda principales para $V_o = 2,5\text{V}$: a) Nodos de conmutación. b) Corrientes de fase y tensión en condensador en serie.

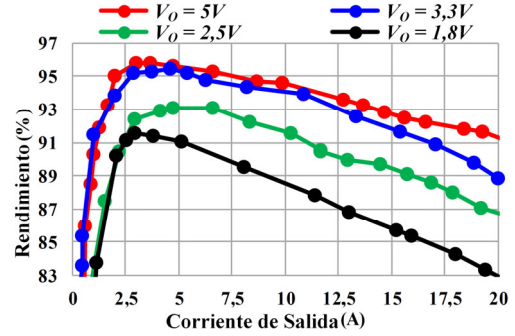


Fig. 8: Medida experimental del rendimiento.

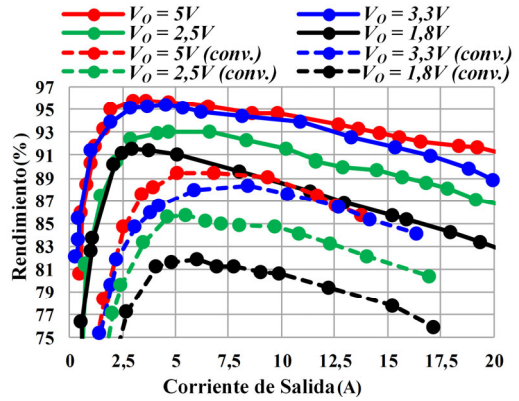


Fig. 9: Comparativa del rendimiento de ambos prototipos.

[3] M. D. Seeman y S. R. Sanders, "Analysis and optimization of switched capacitor dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 841–851, 2008.

[4] V. Yousefzadeh, E. Alarcon y D. Maksimovic, "Three-level buck converter for envelope tracking applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 549–552, 2006.

[5] P. S. Shenoy, M. Amaro, J. Morroni y D. Freeman, "Comparison of a buck converter and a series capacitor buck converter for high-frequency, high-conversion-ratio voltage regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7006–7015, 2016.

[6] M. Choi y D. -K. Jeong, "Design of High Step-Down Ratio Isolated Three-Level Half-Bridge DC–DC Converter With Balanced Voltage on Flying Capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, pp. 10213–10225, 2022.

[7] S. Khatua, D. Kastha y S. Kapat, "A New Single-Stage 48-V-Input VRM Topology Using an Isolated Stacked Half-Bridge Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 11976–11987, 2020.

[8] I. -O. Lee y G. -W. Moon, "Analysis and Design of a Three-Level LLC Series Resonant Converter for High- and Wide-Input-Voltage Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, 2012.

[9] F. D. Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary," *APEC*, 2002.

[10] Bor-Ren Lin, Kevin Huang y David Wang, "Analysis, design, and implementation of an active clamp forward converter with synchronous rectifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 6, pp. 1310–1319, 2006.