Modulación optimizada del convertidor reductor-elevador no inversor con reducción de rizado y corriente máxima por la bobina

Víctor Díaz
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)
Universidad Carlos III de Madrid
Avda. Universidad 30 28911
Leganés (España)
victor.diaz@uc3m.es

Andrés Barrado
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)
Universidad Carlos III de Madrid
Avda. Universidad 30 28911
Leganés (España)
andres.barrado@uc3m.es

Antonio Lázaro
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)
Universidad Carlos III de Madrid
Avda. Universidad 30 28911
Leganés (España)
alazaro@ing.uc3m.es

Marina Sanz
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)
Universidad Carlos III de Madrid
Avda. Universidad 30 28911
Leganés (España)
cmsanz@ing.uc3m.es

***Resumen*— El convertidor reductor elevador de cuatro interruptores (*Four Switch Buck Boost-FSBB*) o reductor elevador no inversor (*Non Inverting Buck Boost-NIBB*) es un convertidor muy utilizado debido a su bidireccionalidad y a la capacidad de trabajar con un amplio rango de tensiones de entrada y salida. Este convertidor puede utilizarse para cargar y descargar baterías, en aplicaciones fotovoltaicas o en redes inteligentes (*Smart Grid*), entre otras aplicaciones.**

Este trabajo presenta una modulación mejorada que consigue la reducción del rizado de corriente a través de la bobina del FSBB, con el fin de minimizar la corriente de pico y las pérdidas de potencia en el núcleo. En primer lugar, se analizará el modulador de referencia procedente del estado de la técnica. A continuación, se mostrarán las modificaciones implementadas y se compararán analíticamente ambos moduladores. Por último, se mostrarán los resultados experimentales obtenidos, comprobándose las mejoras conseguidas en la operación y características del convertidor.

Palabras clave—FSBB, NIBB, Modulador, Rizado de corriente, CC-CC, Eficiencia, Pérdidas.

I. INTRODUCCIÓN

El convertidor reductor elevador de cuatro interruptores (FSBB) es un convertidor muy utilizado. Su capacidad para trabajar en un amplio rango de tensiones de entrada y salida lo hace apropiado para aplicaciones fotovoltaicas [1], [2], [3]. Esta característica, combinada con su bidireccionalidad, lo convierte también en una opción muy adecuada para cargadores de baterías [4], [5], [6] y aplicaciones en smart grids [7].

El FSBB funciona como un convertidor reductor síncrono en serie con un convertidor elevador síncrono [8]. Esto permite a este convertidor reducir el número de componentes necesarios y mejorar el rendimiento general en comparación con otros convertidores CC-CC similares [9].

El puente de entrada del convertidor FSBB (S_1 y S_{1N}) actúa como ganancia reductora del convertidor. El puente de salida (S_2 y S_{2N}) suministra la ganancia elevadora. La ganancia reductora está controlada por el interruptor S_1, con un ciclo de trabajo igual a d_1. S_2 controla la ganancia elevadora del convertidor con un ciclo de trabajo igual a d_2 . S_{1N} y S_{2N} están controlados por señales complementarias.

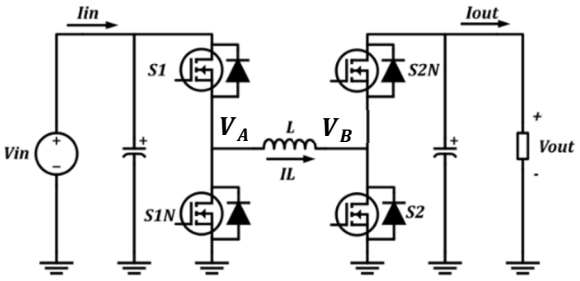


Fig. 1. Convertidor reductor elevador de cuatro interruptores (FSBB)

Sabiendo esto se pueden deducir la tensión media en los puntos centrarles de cada rama, (1) y (2). La tensión media por la bobina se representa con (3), y la función de transferencia global del convertidor se muestra en (4).

$$\mathrm{V_A} = \mathrm{V_{in}} \cdot \mathrm{d_1} \tag{1}$$

$$\mathrm{V}_B = \mathrm{V}_{out} \cdot (1 - \mathrm{d_2}) \tag{2}$$

$$\mathrm{V}_L = \mathrm{V}_A - \mathrm{V_B} \tag{3}$$

$$G_v = \frac{\mathrm{V}_{out}}{\mathrm{V_{in}}} = \frac{d_1}{1 - d_2} \tag{4}$$

$$I_L = \frac{I_{out}}{1 - d_2} \tag{5}$$

La optimización de la eficiencia de este convertidor ha sido ampliamente estudiada en diferentes trabajos [10], [11], [12], [13]. Estas estrategias de optimización tienen como objetivo reducir la corriente media a través de la bobina, calculada como se presenta en (5). Esta eficiencia suele ser más desfavorable cuando $V_{in} \simeq V_{out}$.

Este trabajo propone un método para reducir el rizado de corriente a través de la bobina para minimizar las pérdidas de potencia del núcleo. En la sección II se analiza la modulación de corriente presentada en el estado del arte. En la sección III se expone y compara analíticamente la nueva estrategia de modulación con la original. En la sección IV, se implementan ambas modulaciones y se

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades de España a través del proyecto de investigación HIDRON (PID2020-116500RB-I00 / AEI / 10.13039/501100011033), y por la Unión Europea-NextGenerationEU/PRTR-C17.I1, la Comunidad de Madrid y MCIN / AEI / 10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación GREENH2CM.

prueban en el laboratorio. En la sección V se comparan los resultados experimentales obtenidos. Por último, en la sección VI se presentan las conclusiones de este estudio.

II. MODULACIÓN DEL REDUCTOR ELEVADOR

Con el objetivo de minimizar la ecuación (5), d_2 debe seleccionarse siempre como el menor valor posible. Para conseguirlo, siempre que el convertidor trabaje reduciendo tensiones d_2 debe fijarse a cero. Esto implica que el interruptor S_{2N} esté siempre en conducción, de manera que el convertidor FSBB trabaje como un reductor.

Además, siempre que el FSBB trabaje elevando tensiones, analizando la ecuación (4), se puede deducir que d_1 debe ser igual a uno para minimizar el valor de d_2. De tal modo que S_1 se encuentre siempre en conducción; de manera que el convertidor FSBB trabaje de forma análoga a un convertidor elevador Fig. 2 A.

Esta estrategia de modulación presenta ciertas inestabilidades cuando $G_v = 1$, ya que ambas variables de control d_1 y d_2 se encuentran en condiciones límites. Una de las estrategias presentadas en el estado de la técnica para solucionarlo consiste en incrementar d_2 antes de que d_1 alcance su valor máximo, [14] and [15], creando de esta manera una tercera región de funcionamiento Fig. 2 B.

Para conseguir este nuevo modo de trabajo se implementan dos señales portadoras, Fig. 3. La comparación de V_{mod} con V_{car1} conmuta el Puente de entrada, mientras que comparando V_{mod} con V_{car2} se conmuta el puente de salida. Mientras el convertidor trabaja en modo reductor ($V_{mod} \leq V_l$), V_{mod} solo se cruza con V_{car1}, conmutando el primer puente y manteniendo el puente de salida fijo. De manera similar, cuando el convertidor trabaja en modo elevador ($V_{mod} \geq V_h$), el modulador, de manera natural, conmuta el puente de salida y mantiene el puente de entrada fijo. Tan solo cuando $V_l \leq V_{mod} \leq V_h$ conmutan todos los interruptores y se trabaja en la región de reductor-elevador (RE).

Añadir esta región extra modifica ligeramente la función de transferencia del convertidor como se muestra en la Fig. 4. Con esta estrategia de modulación, d_1 y d_2 se pueden expresar de la siguiente manera:

$$d_1 = \frac{V_{mod}}{V_h} \tag{6}$$

$$d_2 = \frac{V_{mod} - V_l}{V_{max} - V_l} \tag{7}$$

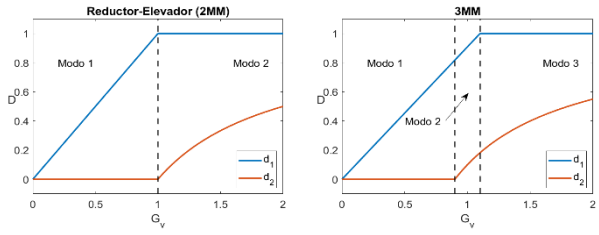
En la Fig. 5 se muestra la forma de onda de la corriente a través de la bobina en esta nueva región RE, operando en modo reductor y en modo elevador. Analizando estas formas de onda, puede deducirse el rizado de corriente a través de la bobina para esta región.

Se puede distinguir entre el rizado de corriente en modo elevador y reductor. Obsérvese que esto no significa que el convertidor esté funcionando en modo reductor o elevador, sino que está funcionando en la región RE, aumentando o disminuyendo ligeramente las tensiones. El rizado es igual a (8) en reductor y a (9) en elevador.

III. MODULACIÓN PROPUESTA

Analizando la ecuación (4) se puede apreciar que esta ecuación no depende del desfase ϕ entre los puentes.

ϕ se ha ajustado a 180º desfasando las dos señales portadoras como se muestra en la Fig. 6. Esta modificación no afecta a la función de transferencia de esta modulación, Fig. 4 B, ni a los límites entre los distintos modos de modulación. Este cambio sólo afecta al rizado de corriente.



A) Modulación de doble modo B) Modulación de tres modos (3MM)

Fig. 2. Valores de d en función de la modulación

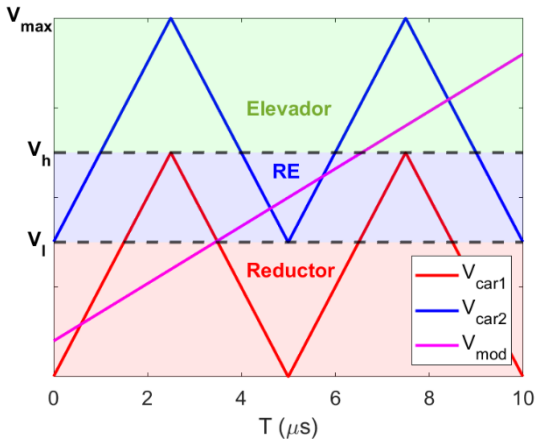
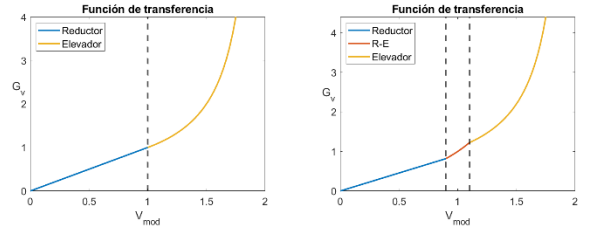
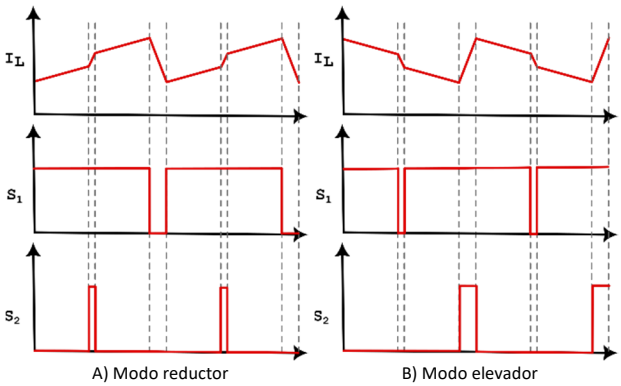


Fig. 3. Estrategia de modulación propuesta en *[14]*



A) Modulación de doble modo B) Modulación de tres modos (3MM)

Fig. 4. Función de transferencia en función de la modulación



A) Modo reductor B) Modo elevador

Fig. 5. Rizado de corriente por la bobina

$$\Delta i_L(Reductor) = \frac{V_{out} \cdot (1 - d_1) \cdot T}{L} \quad (8)$$

$$\Delta i_L(Elevador) = \frac{V_{in} \cdot d_2 \cdot T}{L} \quad (9)$$

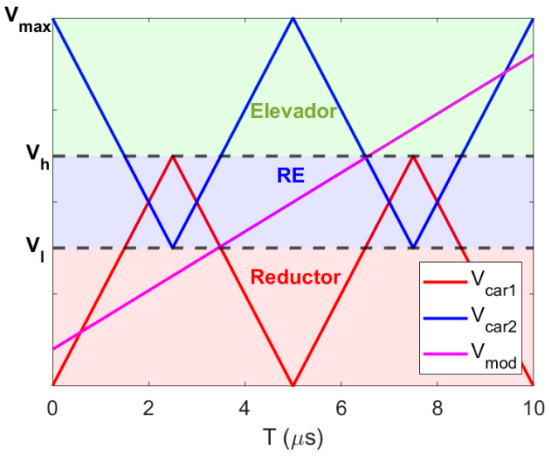


Fig. 6. Estrategia de modulación propuesta

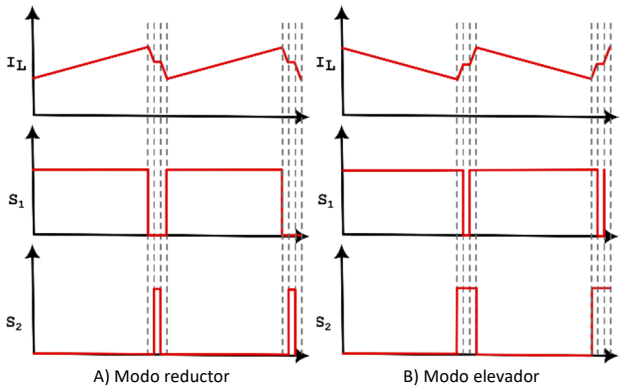


Fig. 7. Rizado de corriente por la bobina con la modulación propuesta

Las nuevas formas de corriente bajo la modulación propuesta se pueden observar en la Fig. 7. Considerando estas nuevas formas de onda, los rizados de corriente se pueden expresar como (10) y (11).

$$\Delta i_L(Reductor) = \frac{V_{out} \cdot (1 - d_1 - d_2)}{L \cdot f} \quad (10)$$

$$\Delta i_L(Elevador) = \frac{V_{in} \cdot (d_2 - (1 - d_1))}{L \cdot f} \quad (11)$$

Comparando las ecuaciones del rizado en modo reductor (8) y (10) se puede apreciar que el rizado por la bobina se reduce para todo el rango de tensiones, (13). Igualmente, comparando las ecuaciones en modo elevador, (9) y (11), se puede concluir que la estrategia propuesta reduce el rizado en todos los puntos de trabajo, (15).

$$\frac{V_{out} \cdot (1 - d_1) \cdot T}{L} \geq \frac{V_{out} \cdot (1 - d_1 - d_2) \cdot T}{L} \quad (12)$$

$$d_2 \geq 0 \quad (13)$$

$$\frac{V_{in} \cdot d_2 \cdot T}{L} \geq \frac{V_{in} \cdot (d_2 - (1 - d_1)) \cdot T}{L} \quad (14)$$

$$d_1 \leq 1 \quad (15)$$

Estas conclusiones también se pueden verificar graficando las funciones (8), (9), (10), y (11).

Se puede observar que la mejora relativa con respecto a la modulación original es notable. El valor absoluto de la reducción de corriente por la bobina depende mucho de las tensiones, la frecuencia, y el valor de la inductancia, por lo que la mejora de la modulación propuesta será más notable cuanto mayor sea el rizado de corriente.

Dado que la modulación propuesta no afecta a la función de transferencia (4) ni a los valores de d_1 o d_2, se puede deducir que, de acuerdo con (5), la corriente media por la bobina se mantendrá constante con respecto a la modulación original.

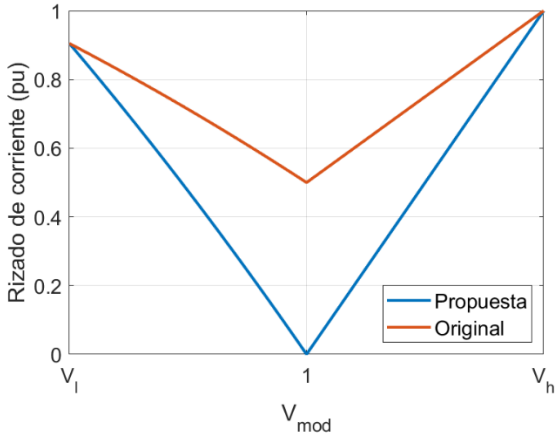


Fig. 8. Comparativa del rizado de corriente por la bobina en función de la modulación aplicada

IV. IMPLEMENTACIÓN

Se han realizado varias pruebas en el laboratorio para comparar el rendimiento y el rizado de corriente a través de la bobina del convertidor, en función del modulador.

Para el modulador original, la generación de la segunda señal portadora es bastante sencilla, hay que sumar el valor de V_l a la señal triangular generada (16).

Para la nueva modulación, esta ecuación debe ser modificada, de manera que la nueva señal portadora se calcule como V_{max} menos la señal triangular original (17). Esto genera un desplazamiento de fase de 180º entre los dos puentes con una modificación muy sencilla con respecto a la original.

$$V_{car2} = V_{car1} + V_l \quad (16)$$

$$V_{car2} = V_{max} - V_{car1} \quad (17)$$

Cuanto menor sea la región RE, mayor será la eficiencia del convertidor, ya que hay menos condiciones de trabajo en las que todos los transistores conmutan. Esta región también debe ser lo suficientemente grande para evitar inestabilidades en torno a $G_v = 1$. Para cumplir ambos requisitos V_h se ha fijado en 1,05 y V_l en 0,95.

Puesto que la ecuación (4) no depende de ϕ, y la función de transferencia de la modulación propuesta es equivalente a la original, ésta es la única modificación necesaria para implementar el nuevo modulador. La etapa de control, el feed-forward y otros elementos de control del modulador anterior permanecen inalterados.

V. Resultados Experimentales

El modulador y las protecciones correspondientes se han implementado en un SOC (ZedBoard) para realizar las pruebas. Todos los parámetros del sistema se adquieren mediante un PmodAD1, un convertidor analógico-digital de 12 bits.

Para el convertidor de potencia se ha utilizado una plataforma de pruebas de uso general diseñada por el grupo de investigación. Para cada uno de los interruptores del convertidor la plataforma de pruebas implementa tres MOSFET SCT3022AL en paralelo, con un diodo Schottky FFSH5065A-F155 en antiparalelo (Fig. 9).

Para realizar las pruebas se utilizaron dos bobinas, una de 14µH y otra de 300µH, con el fin de comprobar el comportamiento del modulador propuesto en función del rizado de corriente por la bobina.

Los experimentos se han realizado utilizando ambas modulaciones en diversas condiciones, modo elevador, modo reductor, a igualdad de tensiones de entrada y salida, y en un amplio rango de potencias, tal y como se indica en la Tabla I.

Las formas de onda resultantes de los experimentos pueden verse en las Fig. 10 y Fig. 11. Se puede observar la tensión a través del inductor (V_A en azul oscuro y V_B en rosa), la corriente a través de la bobina (i_L) también se representa en azul claro.

Tabla I. Parámetros de los ensayos

V_{in}	V_{out}	P_{out}	T
$200V$	$190V - 210V$	$1 - 5kW$	$10\mu s$

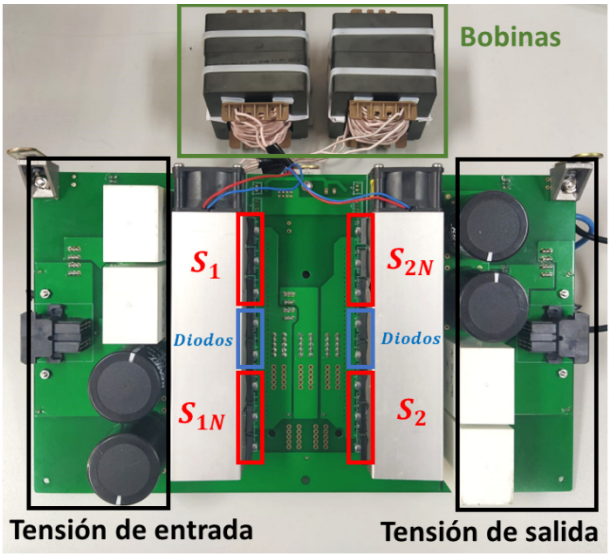


Fig. 9. Prototipo implementado en el laboratorio

Para las pruebas realizadas en las Fig. 10 A, B, y C y Fig. 11 A, B, y C, donde se implementa la modulación original, se puede comprobar que las tensiones a través del inductor conmutan en tiempos diferentes, mientras que en la nueva modulación (C, D y E) las conmutaciones se producen simultáneamente.

Como se puede observar, para una L grande de 300µH, el rizado se reduce en torno a 0,3A bajo la modulación propuesta.

Por otra parte, para una inductancia menor (L=14µH) se puede analizar fácilmente el rizado de corriente, y bajo la modulación propuesta se puede observar que el rizado es claramente menor (Fig. 11), y que cuanto más cercano está V_{out} a V_{in} mayor es la reducción, en torno a 7A.

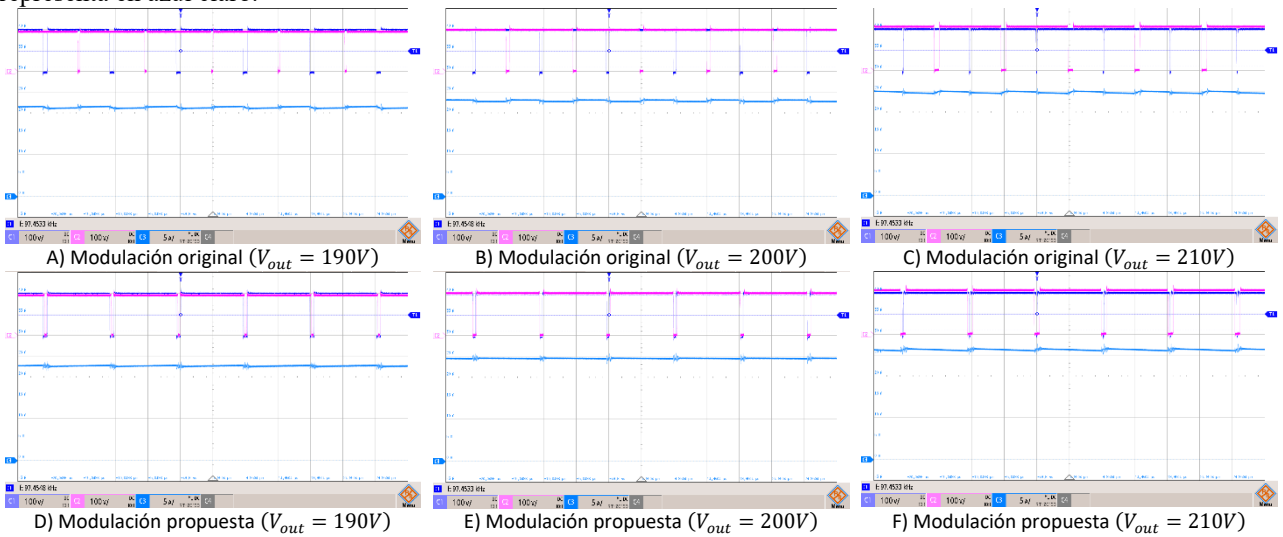


Fig. 10. Formas de onda experimentales para una L de $300\mu H$ ($V_{in} = 200V; P_{out} = 4kW$). Azul oscuro = V_A; rosa = V_B; azul claro = i_l

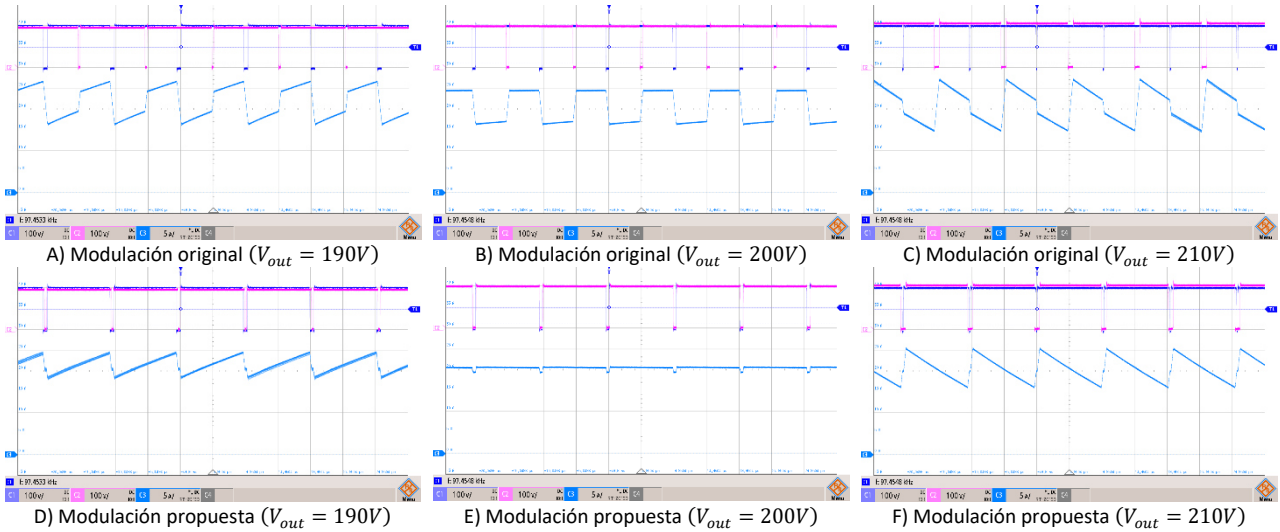


Fig. 11. Formas de onda experimentales para una L de $14\mu H$ ($V_{in} = 200V$; $P_{out} = 4kW$). Azul oscuro = V_A; rosa = V_B; azul claro = i_l

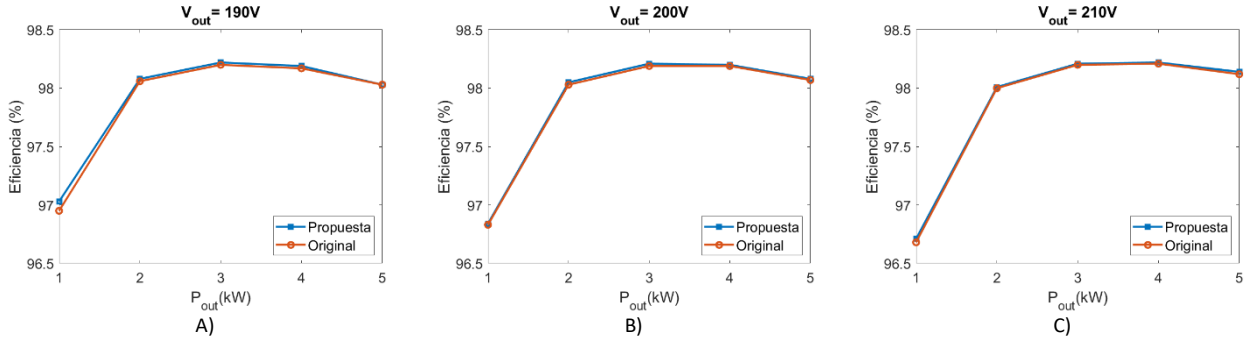


Fig. 12. Comparación de eficiencia para una L de $300\mu H$ ($V_{in} = 200V$)

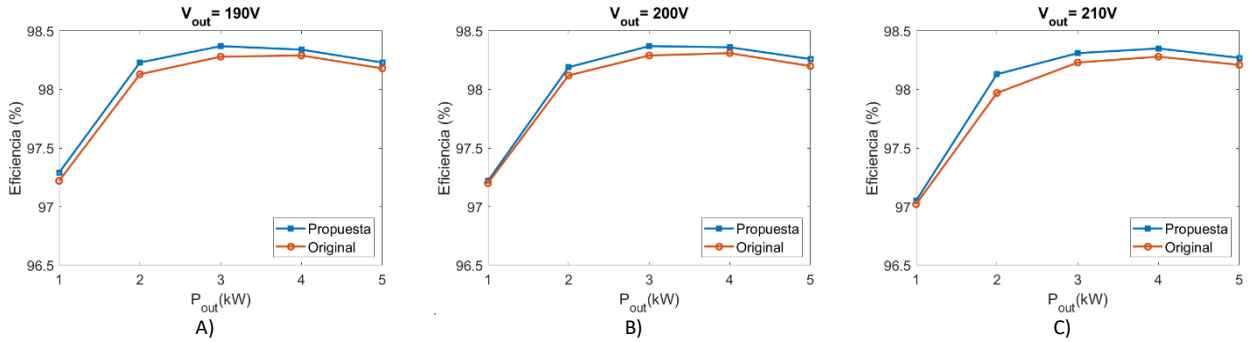


Fig. 13. Comparación de eficiencia para una L de $14\mu H$ ($V_{in} = 200V$)

En la Fig. 11 E se puede observar que, cuando la tensión de entrada es igual a la de salida ($V_{mod} = 1$), el rizado se reduce casi a cero, como era de esperar, mejorando así las pérdidas en la bobina. El rizado de corriente no es exactamente cero debido al pequeño tiempo muerto en las señales de disparo, necesarias para la implementación real. No obstante, puede comprobarse que el rizado se reduce significativamente.

La eficiencia del convertidor se ha medido utilizando un vatímetro YOKOGAWA WT300 para diferentes ganancias y potencias. Los resultados pueden observarse en la Fig. 12 y Fig. 13. Cuando la inductancia es elevada (300µH) la modulación propuesta frente a la original presenta una mejora de la eficiencia apenas apreciable, aunque mejora en todos los puntos de operación. Cuando la inductancia es baja (14µH), los efectos de la modulación propuesta son mayores, la mejora de la eficiencia media es de 0,07%, y una mejora de la eficiencia máxima de 0,16%.

Estos cambios en la eficiencia se deben al rizado de la corriente, que afecta tanto a las pérdidas en la bobina como a las pérdidas de los transistores. Dado que la modulación propuesta reduce el rizado de corriente, en cualquier caso, siempre mejora la eficiencia.

Mas allá de la eficiencia, si se analiza la corriente máxima, la modulación propuesta proporciona un valor menor. Para la inductancia mayor, la diferencia apenas es apreciable. Pero si se analiza la inductancia más pequeña, puede advertirse que la corriente disminuye de 27 A a 24

A en modo reductor, de 27 A a 25 A en elevador, y de 25 A a 20 A cuando $V_{in} = V_{out}$, lo que implica una reducción del 20% respecto a la original. Esto implica que, para la misma aplicación, bajo la modulación propuesta la inductancia soportará una corriente máxima menor, lo que afectará a su diseño, masa y volumen.

La modulación propuesta siempre mejora la original, tanto en eficiencia como en el rizado y valor máximo de corriente. Teniendo en cuenta que las modificaciones necesarias para implementar el nuevo modulador son muy sencillas, cambiar la ecuación (16) por la (17), el sistema propuesto beneficia la implementación final, el diseño y la eficiencia del sistema global.

VI. CONCLUSIONES

Este trabajo ha tenido como objetivo reducir el valor máximo y el rizado de corriente a través de la bobina y mejorar la eficiencia del convertidor FSBB. En primer lugar, se ha presentado y analizado una de las modulaciones más utilizadas en las aplicaciones actuales, considerando especialmente el rizado de corriente a través de la bobina. A continuación, aprovechando el desfase entre los puentes, se propuso una nueva modulación en la que el desfase ϕ se modificó de 0º a 180º. Se propuso una estrategia sencilla para crear este desfase entre los puentes de forma que la nueva modulación no requiriese modificaciones complejas que afectasen a su diseño.

A continuación, se analizó el nuevo rizado de corriente y se concluyó que esta nueva modulación reduce siempre el valor máximo y el rizado de corriente a través de la bobina. El modulador propuesto se probó en el laboratorio frente al original. Se comprobó experimentalmente que la nueva modulación reduce el rizado de corriente en todas las condiciones de trabajo y, al hacerlo, también reduce el valor máximo de la corriente a través de la bobina, alcanzando reducciones del 20%, lo que afecta directamente al diseño de la bobina y reduce su tamaño y peso. La eficiencia global del convertidor siempre mejora sensiblemente con la modulación propuesta.

En conclusión, la estrategia propuesta requiere sólo una pequeña variación respecto a la original, reduce el rizado de corriente, minimiza su valor máximo y mejora la eficiencia global del convertidor.

REFERENCIAS

[1] C.-W. Chen y Y.-M. Chen, «Analysis of the series-connected distributed maximum power point tracking PV system», en 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), mar. 2015, pp. 3083-3088. doi: 10.1109/APEC.2015.7104791.

[2] M. Kasper, D. Bortis, T. Friedli, y J. W. Kolar, «Classification and comparative evaluation of PV panel integrated DC-DC converter concepts», en 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), sep. 2012, p. LS1e.4-1-LS1e.4-8. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397403.

[3] M. Orellana, S. Petibon, B. Estibals, y C. Alonso, «Four Switch Buck-Boost Converter for Photovoltaic DC-DC power applications», en IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, nov. 2010, pp. 469-474. doi: 10.1109/IECON.2010.5674983.

[4] C. L. Espinosa, «Asynchronous non-inverter buck-boost DC to DC converter for battery charging in a solar MPPT system», en 2017 IEEE URUCON, oct. 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/URUCON.2017.8171863.

[5] D. Rezzak, A. Sitayeb, Y. Houam, K. Touafek, y N. Boudjerda, «A New Design of Lead-Acid Battery Charger Based on Non-Inverting Buck-Boost Converter for the Photovoltaic Application», en 2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), dic. 2018, pp. 1-7. doi: 10.1109/IRSEC.2018.8703034.

[6] C. P. Mehta y B. P, «Buck-Boost converter as power factor correction controller for plug-in electric vehicles and battery charging application», en 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), mar. 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICPES.2016.7584111.

[7] H.-S. Lee y J.-J. Yun, «High-Efficiency Bidirectional Buck–Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid», IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, n.o 5, pp. 4316-4328, may 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2860059.

[8] X. Ren, X. Ruan, H. Qian, M. Li, y Q. Chen, «Dual-edge modulated four-switch Buck-Boost converter», en 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, jun. 2008, pp. 3635-3641. doi: 10.1109/PESC.2008.4592520.

[9] M. Schulz, N. Schleippmann, K. Gosses, R. Chacon, y B. Wunder, «Four Switch Buck/Boost Converter to Handle Bidirectional Power Flow in DC Subgrids», en PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, jul. 2020, pp. 1-8.

[10] Y. Wang, J. Lan, X. Huang, T. Fang, X. Ruan, y M. Dong, «An Improved Single-mode Control Strategy Based on Four-switch Buck-Boost Converter», en 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), mar. 2020, pp. 320-325. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124612.

[11] X. Ren, X. Ruan, H. Qian, M. Li, y Q. Chen, «Three-Mode Dual-Frequency Two-Edge Modulation Scheme for Four-Switch Buck–Boost Converter», IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, n.o 2, pp. 499-509, feb. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005578.

[12] L. Callegaro, M. Ciobotaru, D. J. Pagano, E. Turano, y J. E. Fletcher, «A Simple Smooth Transition Technique for the Noninverting Buck–Boost Converter», IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, n.o 6, pp. 4906-4915, jun. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2731974.

[13] H. Qin, Y. Yang, S. Xie, W. Chen, J. Peng, y D. Fu, «Mechanisim of Duty Cycle Mutation and a New Mode Smooth Switching Control Method in High Efficiency Four-Mode Four-Switch Buck-Boost Converter», en 2022 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA), feb. 2022, pp. 304-311. doi: 10.1109/ICoPESA54515.2022.9754390.

[14] I. Aharon, A. Kuperman, y D. Shmilovitz, «Analysis of Dual-Carrier Modulator for Bidirectional Noninverting Buck–Boost Converter», IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, n.o 2, pp. 840-848, feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2315993.

[15] Y.-J. Lee, A. Khaligh, y A. Emadi, «A Compensation Technique for Smooth Transitions in a Noninverting Buck–Boost Converter», IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, n.o 4, pp. 1002-1015, abr. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2010044.