

Convertidor CA/CC en una única etapa para HB-LED, basado en un *PUSH-PULL* de doble inductancia alimentado en corriente.

Ignacio Castro, Kevin Martin, Manuel Arias, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando y Javier Sebastián

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas, Gijón 33204, España
(e-mail: castroignacio@uniovi.es)

Resumen— Este artículo presenta un convertidor CA/CC en una única etapa para HB-LEDs con aislamiento galvánico. La fuente de alimentación está basada en un convertidor *Push-Pull* alimentado en corriente de doble inductancia que opera en modo de conducción crítico. El entrelazado que se propicia entre las corrientes de las dos inductancias permite al convertidor reducir el alto rizado presente en un modo crítico de operación. Además, el la fuente de alimentación cumple la normativa IEC 1000-3-2 en Clase C, siendo capaz de obtener un alto factor de potencia. Su simplicidad y rendimiento hacen que el convertidor CA/CC push-pull de doble inductancia alimentado en corriente operando en modo de conducción crítico sea una propuesta atractiva para ser usado como fuente de alimentación de HB-LEDs. La topología propuesta ha sido probada en un prototipo de 90W para rango americano, alimentando varias cadenas de HB-LEDs con una tensión de salida de 48V a plena carga. El prototipo obtiene un rendimiento máximo del 92% con un 0,99 de factor de potencia, un 8% de distorsión armónica total y ante todo garantiza una buena calidad de luz.

Palabras Clave—conversión CA/CC monofásica, corrección del factor de potencia, HB-LED

I. INTRODUCCIÓN

Los diodos emisores de luz de altas prestaciones (*High-Bay Light-Emitting Diodes*, HB-LED) se están convirtiendo en la principal fuente de luz en nuestras casas, oficinas y calles debido a su alta fiabilidad, larga vida útil, eficiencia energética y su bajo coste de mantenimiento. Sin embargo, la alimentación de HB-LEDs desde la red eléctrica convencional requiere un convertidor que presente un alto rendimiento, una vida útil comparable a la de los HB-LEDs y Corrección del Factor de Potencia (CFP), siendo este último punto especialmente importante para cumplir la normativa para uso residencial y comercial de luminarias. Un alto Factor de Potencia (FP) es necesario para maximizar la energía transferida desde la red. La normativa *ENERGY STAR*[®] [1], exige un FP de 0,7 para luminarias de uso residencial y un FP de 0,9 para luminarias de uso comercial. Además, el contenido armónico de baja frecuencia de la corriente que demanda de la red tiene que cumplir con la normativa IEC 1000-3-2 en Clase C [2]-[4], la cual establece una normativa de armónicos muy estricta para luminarias de más de 25W. Así, la fuente de alimentación de

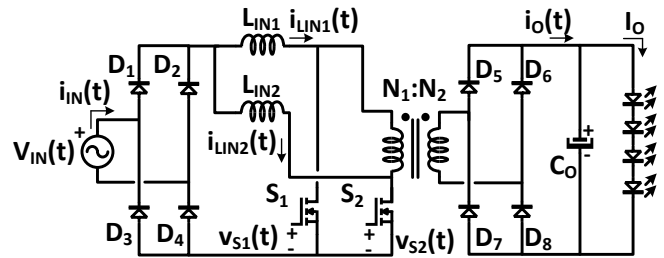


Fig. 1. Fuente de alimentación de HB-LED propuesto, DICPP.

HB-LEDs debe demandar una corriente sinusoidal en fase con la tensión de red. Tradicionalmente y para cumplir con la normativa anteriormente mencionada, las fuentes de alimentación de HB-LED están basadas en un convertidor elevador CA/CC de alto rendimiento con CFP seguido de un convertidor CC/CC (normalmente con aislamiento galvánico), que se encarga de proporcionar a los HB-LED una corriente constante.

Sin embargo, en muchas situaciones el coste de la fuente de alimentación prima por encima del resto de especificaciones de diseño, lo que implica el uso de una única etapa. Este hecho es especialmente relevante en fuentes de alimentación de HB-LED en rangos de potencias medias (i.e. 50 a 200W), donde además el aislamiento galvánico es recomendable por razones de seguridad. Por consiguiente, los convertidores aislados de la familia del reductor-elevador se usan masivamente, especialmente el convertidor de retroceso funcionando en Modo de Conducción Discontinuo (MCD), capaz de conseguir FP unidad [5]-[7]. Aunque estas topologías tengan una baja cantidad de componentes, no son capaces de obtener rendimientos elevados (<90%) y son incapaces de eliminar el condensador electrolítico, siendo un factor limitante desde el punto de vista de la vida útil del alimentador. Sin embargo, la eliminación del condensador electrolítico no es siempre posible en una única etapa debido a la pulsación de la potencia de entrada de la red, sin incluir más elementos activos [8]-[11] o mediante la distorsión de la corriente de entrada [12] [13].

Otra topología capaz de obtener FP unidad, mediante estrategias de control específicas, es el convertidor elevador. El convertidor elevador se usa normalmente como la primera etapa de un convertidor CA/CC pudiendo operar en Modo de

Conducción Crítico (MCCr) o mediante un Control Basado en Multiplicador (CBM) [14] [15]. Por tanto, parece lógico pensar que las variantes aisladas de la familia del convertidor elevador pueden ser adecuadas para el diseño de fuentes de alimentación en una única etapa con CFP. Sin embargo, esta familia de convertidores típicamente llamados alimentados en corriente, presentan una serie de problemas. Por ejemplo, necesitan un transformador bastante complejo y necesitan de un camino de desmagnetización para la inductancia principal [16].

No obstante hay algunos trabajos previos que proponen el uso de estos convertidores como el *push-pull* [17] o el puente completo [18]. Esta familia de convertidores es capaz de obtener FP unidad operando en MCCr presentando un alto rizado a la entrada del convertidor. Este inconveniente puede ser solucionado mediante el entrelazado (i.e. *interleaving*) de uno o más convertidores [19], pudiendo reducir así el rizado de corriente a la entrada a costa de aumentar coste y complejidad [20]. Es aquí donde el *push-pull* alimentado en corriente de doble inductancia (*Dual Inductor Current-fed Push-Pull*, DICPP), Fig. 1, propuesto en [21] [22] como convertidor CC/CC puede resultar interesante en el contexto de la CFP. Con el DICPP se puede obtener la misma reducción del rizado de la corriente de entrada empleando únicamente dos MOSFET y un solo transformador. Es importante destacar que el transformador está formado por dos devanados uno para el primario y otro para el secundario, lo cual hace que su diseño sea más sencillo.

El objetivo de este artículo es proponer al DICPP por primera vez como convertidor CA/CC con CFP con un método de control sencillo basado en la operación en MCCr para alimentar HB-LEDs. Será una solución eficiente de única etapa, sencilla y aplicable a rangos de potencia de pocos centenares de vatios. El precio a pagar por su simplicidad será la imposibilidad de eliminar el condensador electrolítico.

El artículo está dividido en varias secciones. La sección II se encarga de analizar la topología y de ampliar la discusión sobre sus características más relevantes. La sección III se encarga de mostrar los resultados experimentales más representativos. Finalmente, la sección IV concluirá sobre los resultados obtenidos.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

A. Análisis estático

El convertidor CA/CC para alimentar HB-LED presentado en este artículo (i.e. DICPP) está basado en [21], donde se proponía como convertidor CC/CC trabajando en modo de conducción continua. Este artículo propone incrementar el alcance de la topología para ser usada como CFP mediante su operación en MCCr.

En aras de conseguir una buena rectificación de la corriente de entrada, un comportamiento como resistencia libre de pérdidas (*Loss Free Resistor*, LFR) [23] es necesario. Es bien sabido, que un convertidor elevador trabajando en MCCr es capaz de alcanzar el funcionamiento como LFR de forma natural. Por lo tanto el DICPP también debería ser capaz de conseguir este funcionamiento y garantizar FP unidad.

El funcionamiento del DICPP trabajando en MCCr se resume en las Figs. 2 y 3. La Fig. 2 muestra las tres diferentes etapas en las que opera la topología durante su funcionamiento, mientras

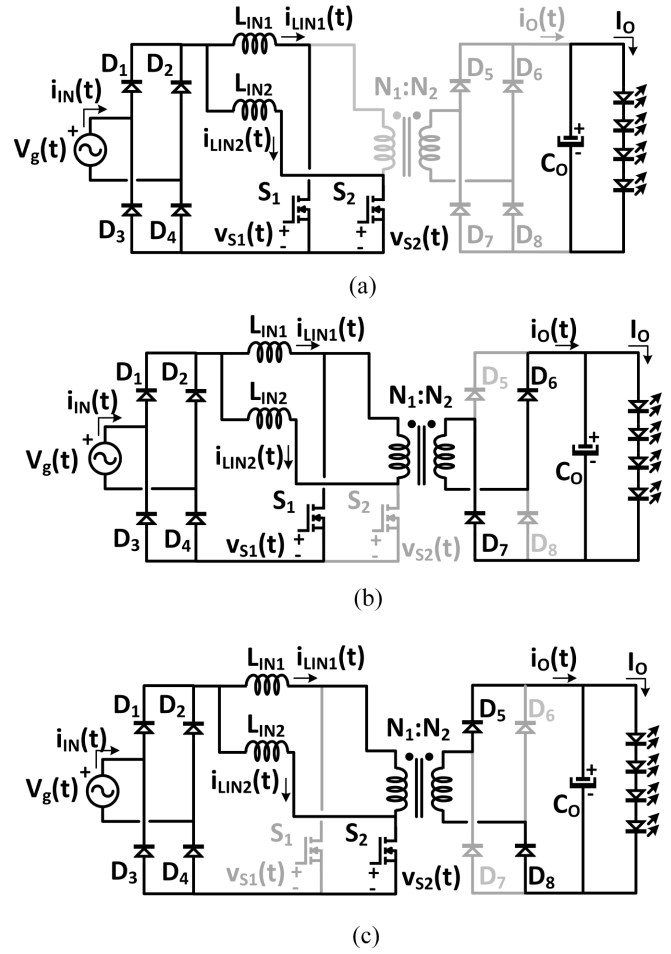


Fig. 2. Etapas de funcionamiento del alimentador HB-LED de única etapa propuesto, DICPP. (a) $[t_0, t_1]$ $[t_2, t_3]$ Los dos interruptores cerrados. (b) $[t_1, t_2]$ S_1 cerrado y S_2 abierto. (c) $[t_1, t_2]$ S_2 cerrado y S_1 abierto.

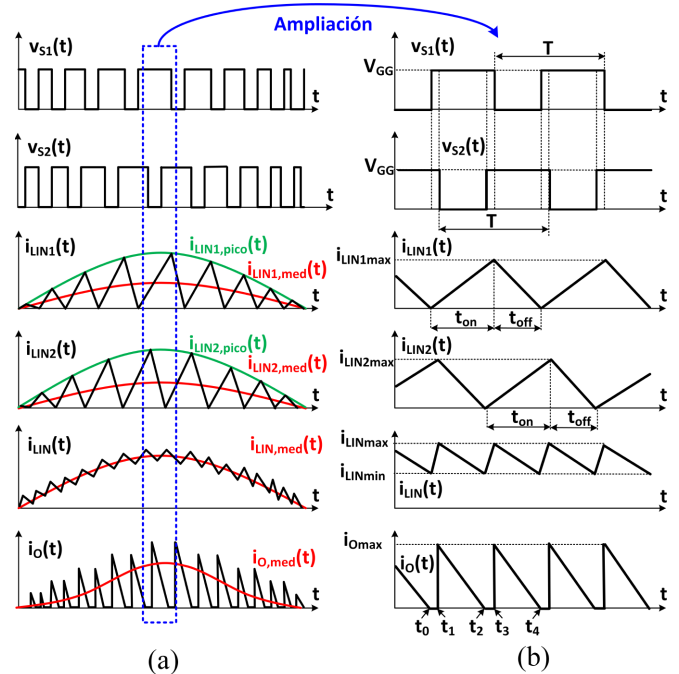


Fig. 3. Formas de onda más representativas del DICPP propuesto. (a) A frecuencia de red. (b) A frecuencia de conmutación.

que la Fig. 3 muestran las formas de onda más importantes para comprender su funcionamiento. La Fig. 2 (a) representa el periodo de conducción de $[t_0, t_1]$ y $[t_2, t_3]$, cuando ambos interruptores (S_1 y S_2) están cerrados y el primario del transformador está cortocircuitado. Por lo tanto, ambas inductancias están siendo magnetizadas a la tensión de entrada ($v_g(t)$). En el caso de la Fig. 2 (b), se representa el periodo $[t_1, t_2]$ cuando S_1 está cerrado y S_2 está abierto. Durante este tiempo L_{IN1} se sigue magnetizando mientras L_{IN2} se desmagnetiza transmitiendo potencia a la carga. La Fig. 2 (c), muestra el periodo $[t_3, t_4]$ cuando S_1 está abierto y S_2 está cerrado. De manera homologa a lo que ocurría en la Fig. 2 (b) se produce la magnetización de L_{IN2} y la desmagnetización de L_{IN1} a la salida.

La Fig. 3 (a) muestra en detalle las corrientes de entrada y salida a la frecuencia de red, mientras la Fig. 3 (b) muestra en detalle las mismas formas de onda tomando como frecuencia característica la frecuencia de conmutación. Tal y como se puede observar en la Fig. 3 (b), el tiempo que L_{IN1} está siendo magnetizada, se corresponde con el tiempo que el interruptor S_1 está cerrado y el tiempo de magnetización de L_{IN2} es igual al tiempo que el interruptor S_2 está cerrado. Por lo tanto, la topología se puede entender como dos elevadores independientes entrelazados con un desfase entre sus señales de control de 180° .

Este motivo hace que el control planteado para los interruptores este basado en generar la señal de control para v_{S1} y desfazar esa misma señal 180° para controlar v_{S2} mediante el uso de un lazo de seguimiento de fase (*Phase-Locked Loop*, PLL). Se debe garantizar además en el diseño de este convertidor que el ciclo de trabajo sea mayor que el 50%, porque cuando los dos interruptores que lo conforman están cortados, no hay ningún camino para desmagnetizar L_{IN1} o L_{IN2} , lo cual puede llevar a la destrucción de ambos interruptores por sobretensión. Esto hace que sea necesario un devanado para la desmagnetización tal y como se proponía en [21].

Teniendo en cuenta las etapas mostradas en las Figs. 2 y 3, y la relación entre tensión de entrada y tensión de salida se puede deducir mediante el estudio del balance voltios-segundo en una de las inductancias,

$$m = \frac{v_o}{v_g(t)} = \frac{N_2}{N_1(1-d(t))}, \quad (1)$$

donde v_o es la tensión de salida, v_g es la tensión de entrada, y N_2 y N_1 son las vueltas de secundario y primario, respectivamente.

Del análisis realizado anteriormente, se puede suponer que cada una de las inductancias del convertidor trabaja de manera independiente. Por lo tanto si se asume que el valor de ambas es igual a L , la expresión de la corriente de pico en ellas mismas se puede definir como,

$$i_{L_{IN1},pico}(t) = \frac{v_{gp}}{L} \sin(\omega t) t_{on}, \quad (2)$$

$$i_{L_{IN2},pico}(t) = \frac{v_{gp}}{L} \sin\left(\omega\left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right) t_{on}, \quad (3)$$

donde v_{gp} es el valor de pico de la tensión de entrada, t_{on} es el tiempo de encendido de cada señal de control, que coincide con el tiempo de magnetización de cada inductancia, ω es la frecuencia angular de la tensión de red, y T_s es el periodo de

conmutación. Si se calcula la media de (2) y (3) en un periodo de conmutación, se obtiene,

$$i_{L_{IN1},med}(t) = \frac{v_{gp}}{2L} \sin(\omega t) t_{on}, \quad (4)$$

$$i_{L_{IN2},med}(t) = \frac{v_{gp}}{2L} \sin\left(\omega\left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right) t_{on}. \quad (5)$$

Por lo tanto, se puede concluir que las dos ramas del DICPP (i.e. $i_{L_{IN1},med}$ and $i_{L_{IN2},med}$) demandan una corriente sinusoidal; en este caso desfasada 180° desde el punto de vista del periodo de conmutación (T_s). Es este el motivo que hace que la corriente demandada por el DICPP sea sinusoidal, dado que la suma de dos señales sinusoidales, con un desfase entre ellas que puede ser despreciable desde el punto de vista de la frecuencia de red, es otra señal sinusoidal tal y como se puede ver en la Fig. 3 (a). Lo cual implica que la corriente de entrada del convertidor viene definida por,

$$\begin{aligned} i_{IN,med}(t) &= i_{L_{IN1},med}(t) + i_{L_{IN2},med}(t) = \\ &= \frac{v_{gp}}{2L} t_{on} \sin(\omega t) + \frac{v_{gp}}{2L} t_{on} \sin\left(\omega\left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right) \cong \\ &\cong \frac{v_{gp}}{L} t_{on} \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (6)$$

Para propiciar la operación de cada inductancia en MCCr, es necesario que t_{on} sea constante a un determinado valor que garantice que el convertidor va a demandar una determinada potencia y que el tiempo de apagado de la señal de control (t_{off}) varíe dependiendo del tiempo requerido por cada una de las inductancias para desmagnetizarse y llegar al valor de corriente cero. Este valor de corriente cero debe ser identificado por un sistema de Detección de Corriente Cero (DCC). Teniendo en cuenta que la corriente de entrada va a ser una señal sinusoidal tal y como se obtuvo en (6), al multiplicarla por la tensión de entrada es sencillo obtener la potencia de entrada,

$$p_g(t) = \frac{v_{gp}^2}{L} t_{on} \sin^2(\omega t). \quad (7)$$

Mediante el cálculo del valor medio sobre (7), se obtiene una relación entre t_{on} y varios parámetros de diseño conocidos,

$$t_{on} = \frac{2P_G L}{v_{gp}^2}, \quad (8)$$

donde P_G es la potencia de entrada del convertidor. De ahí que al aplicar balance voltios-segundo a una de las inductancias, se obtenga,

$$\frac{v_{gp}}{L} t_{on} = \frac{\frac{N_1}{N_2} v_o - v_g(t)}{L} t_{off}(t). \quad (9)$$

De esta ecuación, se puede obtener tanto la variación del periodo de conmutación como de la frecuencia con el tiempo,

$$\begin{aligned} T_s(t) &= t_{on} + t_{off}(t) = \\ &= \frac{\frac{N_1}{N_2} v_o}{\frac{N_1}{N_2} v_o - v_{gp} |\sin(\omega t)|} t_{on}, \end{aligned} \quad (10)$$

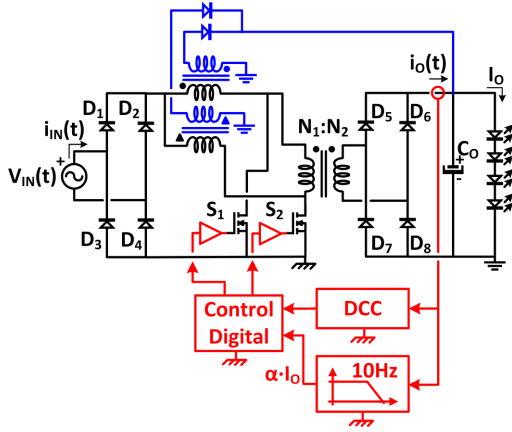


Fig. 4. Propuesta de control del DICPP.

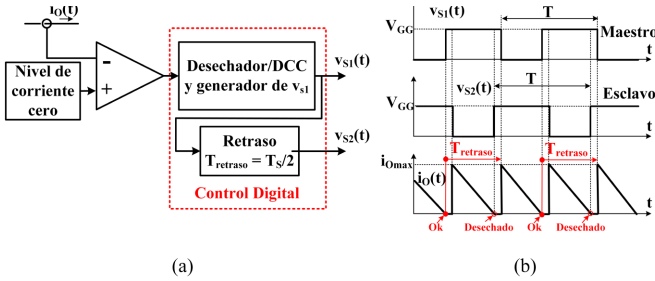


Fig. 5. Metodología para la detección de la condición de corriente cero. (a) Circuito básico de control. (b) Formas de onda usadas en la detección.

$$f_s(t) = \frac{\frac{N_1}{N_2} v_o - v_{gp} |\sin(\omega t)|}{\frac{N_1}{N_2} v_o} \frac{1}{t_{on}}, \quad (11)$$

De (11), se pueden obtener las frecuencias máximas y mínimas que son claves para el diseño del DICPP como convertidor CA/CC con CFP. Otra clave importante es el diseño del transformador, el cual está detallado en [26].

B. Estrategias de Control

La Fig. 4 muestra un diagrama del lazo de control de la fuente de alimentación de HB-LED propuesta. La corriente se mide a la salida del puente diodos de alta frecuencia situado a la salida (i.e. D5-D8) con la ayuda de un transformador de corriente. La razón por la que se realiza la medida en este punto, es debido a que contiene toda la información necesaria para realizar el control de la fuente de alimentación: la información sobre cuando ambas inductancias llegan a desmagnetizarse completamente y la información de cuanta corriente media se está proporcionando a los HB-LEDs, la cual es calculada mediante un filtro pasa-bajo. Por lo tanto, toda la información necesaria para el control se obtiene de una sola medida que está a su vez aislada.

Mediante la medida de $i_o(t)$ en lugar de la corriente en cada una de las inductancias, el control necesita ser capaz de discernir cuál de los dos interruptores se debe manejar. Por este motivo, se propone un control que considere uno de los pasos por cero y desprecie el otro. Esto implica que se genere la señal de control de S_1 mediante la detección del paso por cero de $i_{LIN1}(t)$ reflejado en $i_o(t)$ y que la señal de control de S_2 sea generada mediante un desfase de 180° de la señal de control de S_1 , tomando como valor de T_s el calculado en el periodo anterior de conmutación, ver Fig. 5 (b). Este método de entrelazado es

similar a algunas propuestas en la literatura basadas en técnicas maestro-esclavo [24]. El interruptor que va a funcionar como maestro se elige en el arranque del convertidor no abandonando su estado de maestro durante todo el tiempo de funcionamiento del convertidor. Es importante destacar que una vez se ha seleccionado un maestro, el siguiente cero detectado será identificado como el del esclavo y desechado, tal y como se muestra en la Fig. 5 (b).

La salida del filtro pasa-bajo será la corriente media de salida (I_o) escalada por un factor constante, α , el cual se comparará a su vez con una referencia digital para poder regular la corriente de salida de la fuente de alimentación. Además, es necesario modificar una variable para poder regular la corriente de salida, dicha variable será t_{on} . Considerando la corriente de salida, t_{on} y promediando se puede estimar una función de transferencia que modele el convertidor para poder diseñar un regulador. Del análisis de pequeña señal se obtiene la función de transferencia,

$$\left. \frac{\hat{i}_o}{\hat{t}_{on}} \right|_{\hat{v}_{gp}=0} = \frac{g_{ioon}}{1 + \frac{sC_o r_{LED} r_o}{r_{LED} + r_o}}, \quad (12)$$

donde C_o es el condensador de salida del convertidor y g_{ioon} es la ganancia en continua de función de transferencia. Esta ecuación se ha obtenido realizando un análisis de forma similar al realizado en [25], considerando los HB-LED como una resistencia dinámica (r_{LED}) en serie con una fuente de tensión (V_F).

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El convertidor CA/CC basado en un DICPP operando en MCCr propuesto en la sección anterior ha sido diseñado para una potencia máxima de 100W, funcionando en todo el rango de tensión monofásica americana y alimentando cinco cadenas de 12 HB-LED (W42180T2-SW) con sus respectivas resistencias de ecualización (lo que hace que la carga sea equivalente a 1,8A/48V a plena carga). La frecuencia de conmutación del prototipo varía en un rango de 55 kHz para la menor de las tensiones de red a 225 kHz para la tensión de red máxima. Todos los componentes seleccionados para la fabricación y montaje del prototipo se resumen en la Tabla I.. El control digital del convertidor ha sido implementado en una FPGA debido a la versitilidad y simplicidad que ofrece esta plataforma. La Fig. 6 muestra una imagen del prototipo que ha sido construido para validar el análisis teórico realizado en la sección anterior. La Fig. 7 (a) muestra una captura de pantalla del osciloscopio para ejemplificar la disminución de rizado en la corriente de entrada del alimentador para una tensión de 110Vrms/60Hz, medida sin filtro EMI. Tal y como se puede observar, la corriente de entrada está en fase con la tensión de entrada, garantizado por ende un FP unidad y el correcto funcionamiento como LFR. Se demuestra por tanto la reducción del rizado de corriente aún teniendo en cuenta que ambas inductancias están funcionando en trabajando en MCCr. La Fig. 7 (b) muestra una ampliación a frecuencia de conmutación de la Fig. 7 (a) en el pico de la tensión de entrada. Se puede observar en dicha figura que v_{S1} propicia la conducción de L1 cada dos pasos por cero de i_o coincidiendo con la detección del cero de la corriente $i_{LIN1}(t)$, desmostrando así la correcta operación en MCCr del control para el interruptor S_1 . Estos

TABLA I
COMPONENTES DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL

Fig. 1 de referencia	VALOR
D ₁ -D ₄	1N4007
D ₅ -D ₈	FSV1060V
S ₁ -S ₂	IPP65R225C7
FPGA	XC7A100T-1CSG324C
C ₀	60V, 2,2mF condensador electrolítico

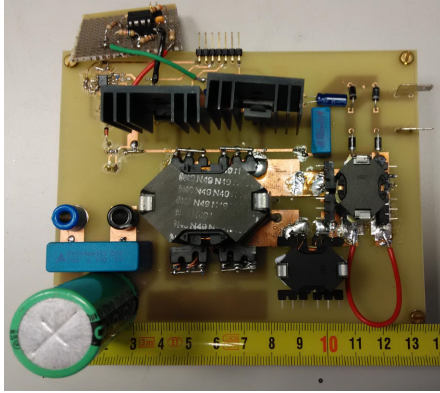


Fig. 6. Fotografía del prototipo experimental del DICPP.

resultados son equivalentes para S_2 a la vista de la invarianza sobre la corriente de salida.

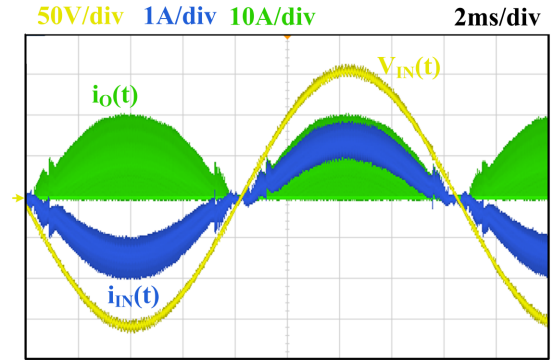
La Fig. 8 muestra una captura de la tensión y corriente de salidas de la fuente de alimentación. El rizado de baja frecuencia que se aplica sobre los HB-LED ha sido reducido mediante el uso de un condensador electrolítico de 2,2 mF situado a la salida del convertidor.

Para validar el funcionamiento del convertidor en condiciones nominales, varias formas de onda han sido extraídas del osciloscopio y procesadas con MATLAB® para su correcto análisis. Los parámetros extraídos son: rendimiento, Distorsión Armónica Total (DAT), FP y cumplimiento de la norma IEC 1000-3-2 en Clase C [2]-[4].

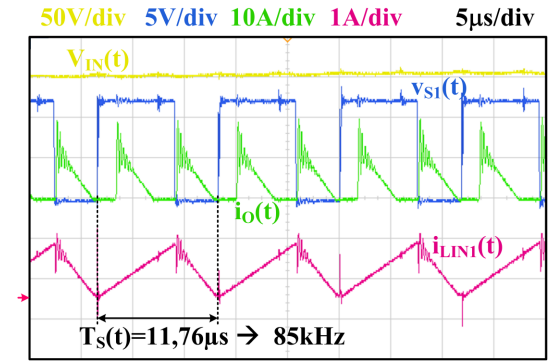
Estos datos, se muestran en la Tabla II en función de la tensión de red. Para las condiciones nominales presentadas en la Fig. 7, el rendimiento está cerca de un 92%, la DAT en torno al 8% y el FP es 0,99, cumpliendo tanto con la normativa residencial como comercial de *ENERGY STAR*® [1]. Es importante observar que a plena carga el rendimiento no es nunca inferior al 90%.

La Fig. 9, muestra el rendimiento en condiciones de atenuado (i.e. *dimming*) para la tensión nominal (110 Vrms). Tal y como se puede observar el rendimiento se mantiene por encima del 90% en condiciones de media a plena carga, pero el alimentador sufre a bajas corrientes de salida.

Las formas de onda de corriente de entrada han sido procesadas para extraer los armónicos mediante el uso de la serie de Fourier. Estos datos han sido comparados con la norma IEC 1000-3-2 en Clase C pudiendo observarse dicha comparativa en la Fig. 10. Tal y como puede verse, la fuente de alimentación de HB-LED propuesta cumple con los requisitos expuestos en la normativa anteriormente descrita.



(a)



(b)

Fig. 7. Formas de onda experimentales a la entrada. (a) Tensión y corriente a la entrada, i_O a 110Vrms. (b) Ampliación en la cresta de la senoide.

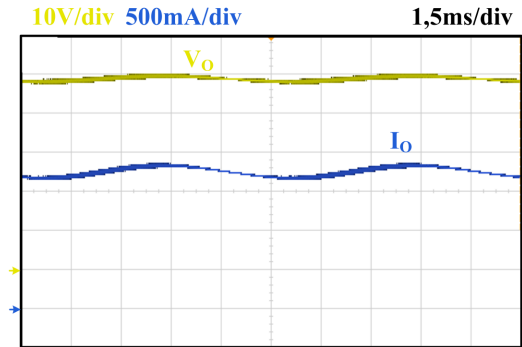


Fig. 8. Tensión y corriente de salida a plena carga.

IV. CONCLUSIONES

Este artículo propone un convertidor DICPP trabajando en MCCr con CFP como única etapa para el diseño de una fuente de alimentación de HB-LED en el rango del centenar de varios. La fuente de alimentación también disfruta de un alto rendimiento y es capaz de tener un funcionamiento libre de parpadeo (*flicker*), pero no es capaz de eliminar el electrolítico.

Es importante destacar, que el alimentador es fácilmente extrapolable a rango universal, sin embargo, necesita de usar dispositivos de tensiones mayores de 900 V, haciendo que el uso tecnologías como el carburo de silicio sean de alto interés.

La incapacidad de eliminar el condensador electrolítico en esta solución puede ser un inconveniente para algunas aplicaciones que necesiten tener una larga vida útil comparable a la de los HB-LED. Sin embargo, este es el precio a pagar una solución simple y barata en una única etapa.

TABLA II
DAT, FP Y RENDIMIENTO FRENTE A TENSIÓN DE ENTRADA

V_{IN} [V _{RMS}]	DAT [%]	FP	RENDIMIENTO [%]
80	8,5	0,99	90,6
110	8	0,99	91,9
140	7,5	0,99	93,4

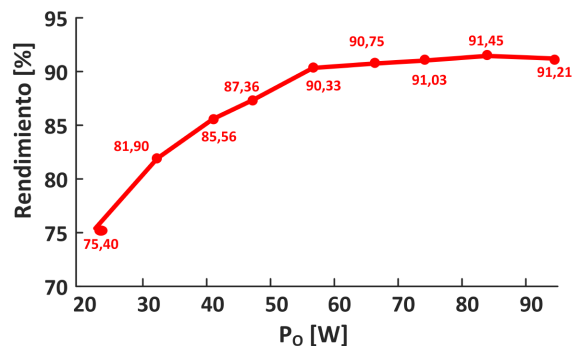


Fig. 9. Rendimiento a 110Vrms en función de la potencia de salida.

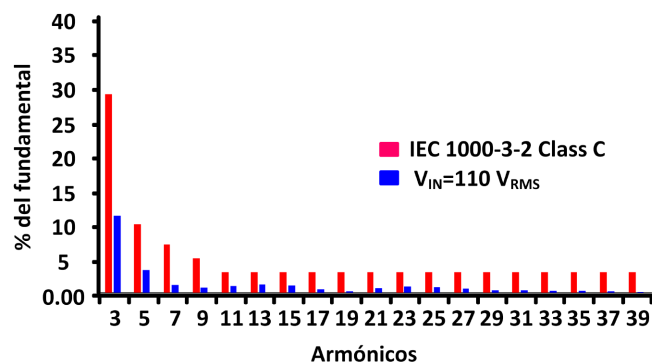


Fig. 10. Contenido armónico de la corriente de entrada del DICPP comparada con el máximo propuesto por la Clase C.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado mediante la financiación del Gobierno de España a través del proyecto DPI2013-47176-C2-2-R, mediante la financiación del Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto FC-15-GRUPIN14-143 y de la Becas Predoctorales “Severo Ochoa” BP14-085 y BP14-140, y los fondos FEDER.

REFERENCIAS

- [1] Revised ENERGY STAR Program Requirements for Solid-State Lighting Luminaires: Eligibility Criteria—Version 1.1, Dec. 2008.
- [2] Draft of the Proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2 Document, 2006.
- [3] Draft of the Proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2/A2 Document, 2010.
- [4] Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 3: Limits-Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input current < 16 A per Phase), IEC1000-3-2, 1995.
- [5] X. Xie, Z. Lan and C. Zhao, "A new primary side controlled high power factor single-stage flyback LED driver," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, 2012, pp. 3575-3580.
- [6] P. Fang; Y. Qiu; H. Wang; Y. F. Liu, "A Single Stage Primary Side Controlled Offline Flyback LED Driver with Ripple Cancellation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.

- [7] L. Jia, Y. F. Liu and D. Fang, "High power factor single stage flyback converter for dimmable LED driver," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 3231-3238.
- [8] H. Ma, C. Zheng, W. Yu, B. Gu, J. D. Lai and Q. Feng, "Bridgeless electrolytic capacitor-less valley-fill AC/DC converter for offline twin-bus light-emitting diode lighting application," in IET Power Electronics, vol. 6, no. 6, pp. 1132-1141, July 2013.
- [9] Y. Zhang and K. Jin, "A single-stage electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver," 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, 2014, pp. 881-886.
- [10] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S. C. Tan, Y. Yang and Z. Ye, "A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4540-4548, Nov. 2012.
- [11] Y. Yang, X. Ruan, L. Zhang, J. He and Z. Ye, "Feed-Forward Scheme for an Electrolytic Capacitor-Less AC/DC LED Driver to Reduce Output Current Ripple," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 10, pp. 5508-5517, Oct. 2014.
- [12] L. Gu, X. Ruan, M. Xu and K. Yao, "Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1399-1408, May 2009.
- [13] D. G. Lamar, J. Sebastian, M. Arias and A. Fernandez, "On the Limit of the Output Capacitor Reduction in Power-Factor Correctors by Distorting the Line Input Current," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 3, pp. 1168-1176, March 2012.
- [14] L. H. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", Unitrode Power Supply Design Seminar, 1988, pp. 6.1-6.16.
- [15] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, no. 4, pp. 586-599, July 1983.
- [16] V. J. Thottuvetil, T. G. Wilson and H. A. Owen, "Analysis and design of a push-pull current-fed converter," 1981 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Boulder, Colorado, USA, 1981, pp. 192-203.
- [17] E. X. Yang, Y. Jiang, G. Hua and F. C. Lee, "Isolated boost circuit for power factor correction," Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition., San Diego, CA, 1993, pp. 196-203.
- [18] N. Q. Trong, H. j. Chiu, Y. k. Lo, C. y. Lin and M. M. Alam, "Modified current-fed full-bridge isolated power factor correction converter with low-voltage stress," in IET Power Electronics, vol. 7, no. 4, pp. 861-867, April 2014.
- [19] L. Huber, B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Review and Stability Analysis of PLL-Based Interleaving Control of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 8, pp. 1992-1999, Aug. 2009.
- [20] Jun Wen, T. Jin and K. Smedley, "A new interleaved isolated boost converter for high power applications," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., Dallas, TX, 2006, pp. 6 pp.-.
- [21] P. J. Wolfs, "A current-sourced DC-DC converter derived via the duality principle from the half-bridge converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 139-144, Feb 1993.
- [22] W. C. P. De Aragao Filho and I. Barbi, "A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation," Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International, Boston, MA, 1996, pp. 313-320.
- [23] S. Singer, "The application of 'loss-free resistors' in power processing circuits," Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE, Milwaukee, WI, 1989, pp. 843-846 vol.2.
- [24] L. Huber, B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1649-1657, July 2008.
- [25] H. Y. Kanaan, A. Marquis and K. Al-Haddad, "Small-signal modeling and linear control of a dual boost power factor correction circuit," Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 3127-3133.
- [26] I. Castro, K. Martin, D. G. Lamar, M. Arias, M. M. Hernando and J. Sebastian, "Single-stage AC/DC Dual Inductor BCM Current-Fed Push-Pull for HB-LED lighting applications," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016.