

Propuesta de una fuente de alimentación CA/CC para lámparas LED de sustitución basada en la conexión de una resistencia libre de pérdidas en serie con la entrada

D.G. Lamar, M. Arias, I. Castro, M. M. Hernando y J. Sebastián
Universidad de Oviedo. Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA)
Edificio Departamental nº 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. SPAIN
gonzalezdiego@uniovi.es

Resumen— Hoy en día es una realidad que los diodos emisores de luz (*Light-Emitting Diodes*, LEDs), tienen un gran potencial para suceder a las lámparas incandescentes debido a su mayor eficiencia y vida útil. Es obvio que la circuitería asociada a la alimentación de estos dispositivos también tiene que ser eficiente y con una larga vida útil. En el caso concreto que las lámparas LED de sustitución, también se hace necesario que la Fuente de Alimentación (FA) tenga un alto Factor de Potencia (FP) y un coste muy bajo. En este artículo se va a proponer una novedosa solución para el diseño lámparas LED para sustituir a las lámparas incandescentes. La propuesta se basa en un concepto muy sencillo: la conexión en serie con la tensión de entrada rectificada de una FA conmutada, actuando como una Resistencia Libre de Pérdidas (RLP), y así conformar una corriente de entrada compatible con la normativa vigente. Como topología para la implementación de la FA se va a proponer un convertidor *flyback* trabajando en Modo de Conducción Crítico (MCCr). El artículo se estructurará en diferentes partes: se reparará el estado del arte, se presentarán las ideas generales del concepto propuesto, se realizará un análisis de la distorsión de la corriente de entrada para en caso particular de un convertidor *flyback* trabajando en MCCr, y finalmente se mostrarán los resultados experimentales de un prototipo de 12 W para corroborar los análisis realizados.

I. INTRODUCCIÓN

Los diodos emisores de luz (*Light-Emitting Diodes*, LEDs) son fuentes emisoras de luz con alto rendimiento lumínico, larga vida útil y un bajo mantenimiento [1-2]. Además, sus encapsulados son cada vez más robustos, aumentando su fiabilidad frente a otras soluciones tradicionales como son las lámparas fluorescentes, las lámparas incandescentes, etc... Para poder aprovechar estas ventajas, es obvio que toda la circuitería asociada a la alimentación de estos dispositivos ha de mantenerlas. Es decir, que el conjunto lámpara LEDs+FA ha de ser eficiente, con larga vida útil y bajo mantenimiento.

Para controlar la emisión de luz de los LEDs hay que controlar la corriente media que circula a través de ellos. Por lo tanto, si se quiere alimentar una lámpara de LEDs desde la red de distribución de baja tensión, se ha usar una FA CA/CC. En el caso concreto de

las FAs CA/CC para iluminación, la normativa internacional es muy estricta en relación a la inyección de armónicos de baja frecuencia de la corriente de entrada en la red (EN 61000-3-2, Clase C [3-5] y el programa ENERGY STAR® [6]), haciéndose necesario demandar de la red una corriente muy sinusoidal. Sin embargo, para este tipo de equipo con potencias inferiores a 25 W, la normativa internacional (EN 61000-3-2, Clase D [3-5] y el programa ENERGY STAR® [6]) es más laxa, no siendo necesario un alto Factor de Potencia (FP).

En el caso particular de lámparas LED de sustitución de bombillas incandescente de 60 W, se hace necesario alimentar desde la red una estructura de 12 LEDs de 1 W serie. Esta configuración requiere una FA CA/CC por debajo de los 12 W con tensiones de salida entre 20 y 30 V. Con estas especificaciones de partida, se hace necesario cumplir especificaciones de bajo coste, tamaño reducido, alta relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida y una corriente de entrada compatible con la normativa.

En este artículo se propone una FA CA/CC que cumple con todas las especificaciones anteriormente citadas para aplicaciones de lámparas LED de sustitución. Su concepción se basa en una idea muy simple: la conexión en serie con la tensión de entrada rectificada de una FA conmutada, actuando como una RLP, para conformar su corriente de entrada. Este artículo se estructurará de la siguiente manera. En el apartado II se presentarán los conceptos básicos de la idea propuesta. En el apartado III se realizará un análisis de la distorsión de la corriente de entrada para en caso particular de un convertidor *flyback* trabajando en MCCr usado para la implementación de la RLP. En el apartado IV se mostrarán los resultados experimentales de un prototipo de 12 W para corroborar los análisis realizados. Finalmente, en el apartado V se concluirá sobre los resultados obtenidos.

II. CONEXIÓN EN SERIE CON LA ENTRADA DE UNA RLP PARA LA CONFORMAR LA CORRIENTE DE ENTRADA.

El concepto de RLP en el contexto de las FAs conmutadas es ampliamente conocido. Se define como un bipuerto que emula un

comportamiento resistivo en su puerto de entrada y transfiere toda la potencia a su puerto de salida [7-9].

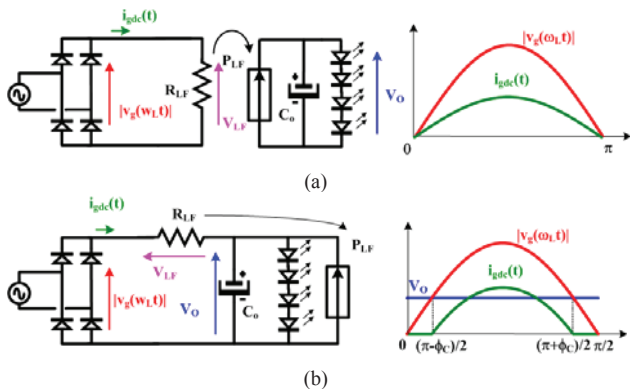


Figura 1. a) Configuración tradicional para CFPs (RLP conectada en paralelo con la tensión de entrada rectificadora); b) Configuración propuesta para CFP (RLP conectada en serie con la tensión de entrada rectificadora).

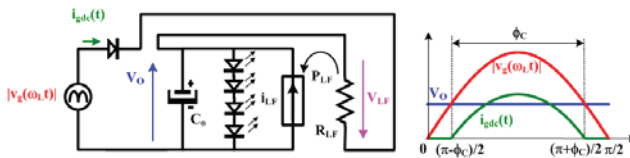


Figura 2. Circuito equivalente de la configuración de la RLP en serie con la tensión de entrada rectificadora.

La conexión de una RLP en paralelo con la tensión de entrada rectificadora de red supone una demanda de corriente sinusoidal (Fig. 1a). En el contexto de las FAs CA/CC, ésta es la principal característica de los llamados Correctores del Factor de Potencia (CFP). Es por ello, que tradicionalmente para el diseño de los CFPs se han usado convertidores CC/CC que se comportan como una RLP. El ejemplo más significativo es la implementación de un control por Modulación de Ancho de Pulso (*Pulse With Modulation*, PWM) con dos lazos: uno de corriente, para conformar la corriente de entrada y otro para regular la tensión de salida. Este tipo de control se aplica masivamente a convertidores CC/CC operando en Modo de Conducción Continuo (CCM), y se conoce como control por multiplicador [10-11]. Sin embargo, su coste y complejidad es un inconveniente para el diseño de un CFP de bajo coste. Por otro lado, hay convertidores CC/CC que se comportan de forma natural como RLP, siendo muy adecuados para el diseño de CFPs de bajo coste. Topologías de convertidores CC/CC de la familia del reductor-elevador (*flyback*, SEPIC, Zeta y Cuk) trabajando en Modo de Conducción Discontinuo (MCD), son los ejemplos más sencillos. Como contrapartida, estos convertidores son más ineficientes de que los utilizados con control con multiplicador. Este hecho es relevante en la estructura mostrada en la Fig. 1a, ya que en este caso la FA, comportándose como una RLP, procesa toda la potencia, y por tanto la eficiencia de la FA define la eficiencia del CFP junto con el puente rectificador.

Otra posibilidad para conformar la corriente de entrada se muestra en la Fig. 1b: la conexión de una RLP en serie con la tensión de entrada rectificadora. A diferencia de la configuración

anterior, ahora la RLP no procesa toda la potencia demandada desde la entrada. Hay porcentaje de la potencia de entrada que es transferida directamente a la carga (despreciando las pérdidas del puente rectificador de entrada). Por lo tanto, esta configuración conceptualmente es más eficiente, ya que la misma FA que se comportaba como una RLP de la estructura en paralelo, ahora situada en serie con la entrada, introducirá unas pérdidas menores en el CFP al procesar menos potencia.

Es obvio que el principal inconveniente de esta configuración es la distorsión que se produce en la corriente de entrada. Sin embargo, cabe recordar que para este tipo de equipo de iluminación con potencias inferiores a 25 W, la normativa internacional (EN 61000-3-2, Clase D [3-5] y el programa ENERGY STAR® [6]) es más laxa que la tradicional, siendo esta configuración una alternativa desde el punto de vista del cumplimiento de la normativa.

La Fig. 2 muestra el circuito equivalente del que se va a partir para el estudio de la configuración propuesta. A partir del circuito de la Fig. 2 se puede deducir la corriente de entrada:

$$i_{gdc}(t) = \frac{v_g(t) - V_O}{R_{LF}} = \frac{V_{gp} |\sin(\omega_L t) - V_O}{R_{LF}}, \quad (1)$$

dónde ω_L es la frecuencia angular de red, V_{gp} el valor máximo de la tensión de entrada y V_O es la tensión de salida. Cabe remarcar que esta expresión es únicamente válida para el intervalo $[(\pi - \phi_C)/2, (\pi + \phi_C)/2]$. Durante el resto del intervalo definido por $\omega_L t$, $i_{gdc}(t)$ es nula. Partiendo de (1) se puede obtener la expresión del ángulo de conducción de $i_{gdc}(t)$:

$$\phi_C = 2 \cdot \arccos\left(\frac{V_O}{V_{gp}}\right). \quad (2)$$

Partiendo de (1) y (2), se puede deducir la expresión de la potencia media de entrada en función del ángulo de conducción:

$$P_g = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} i_{gdc}(t) \cdot v_{gp} |\sin(\omega_L t)| d(\omega_L t) = \frac{V_{gp}^2}{2\pi R_{LF}} (\phi_C - \sin(\phi_C)). \quad (3)$$

Igualmente, a partir de (1), (2) y (3), se puede deducir la expresión de la corriente de entrada rectificadora en función de ϕ_C :

$$i_{gdc}(t) = \frac{2P_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \left(2 \cdot |\sin(\omega_L t)| - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \phi_C\right)}{V_O \cdot (\phi_C - \sin(\phi_C))}. \quad (4)$$

Cabe recordar que un porcentaje de la potencia de entrada es transferida directamente a la carga (P_D) y otro es procesado por la RLP (P_{LF}):

$$P_g = P_{LF} + P_D. \quad (5)$$

Tomando valores medios de corriente, la expresión que relaciona el valor medio de la corriente $i_{LF}(t)$ (Fig. 2), la corriente que circula por los LED, I_{LED} , y el valor medio de $i_{gdc}(t)$ es:

$$I_{LF} = I_{LED} - I_{gdc}. \quad (6)$$

dónde I_{gdc} es:

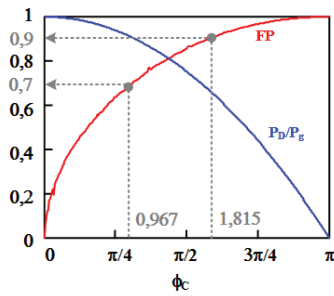


Figura 3. FP y P_D/P_g en función del ángulo de conducción.

$$I_{gdc} = \frac{I}{\pi} \int_{\frac{\pi-\phi}{2}}^{\frac{\pi+\phi}{2}} i_{gdc}(t) d(\omega_L t) = \frac{2P_g \cos\left(\frac{\phi_c}{2}\right)}{V_o(\phi_c - \text{sen}(\phi_c))} \left(2\text{sen}\left(\frac{\phi_c}{2}\right) - \phi_c \cos\left(\frac{\phi_c}{2}\right) \right) \quad (7)$$

Partiendo del valor de $I_{LED}=P_g/V_o$, el valor de I_{LF} puede expresarse a partir de (6) y (7):

$$I_{LF} = \frac{P_g}{V_o} - I_{gdc} = \frac{P_g}{V_o(\phi_c - \text{sen}(\phi_c))} (\phi_c(2 + \cos(\phi_c)) - 3\text{sen}(\phi_c)) \quad (8)$$

Partiendo de las expresiones anteriores se puede deducir la expresión del FP y del porcentaje de potencia de salida transferido directamente desde la entrada (P_D/P_g). La Fig. 3 muestra ambos valores en función de ϕ_c . Como se puede comprobar el FP aumenta al aumentar el ángulo de conducción. Sin embargo, P_D/P_g aumenta al disminuir ϕ_c . Por lo tanto, habrá que encontrar una solución de compromiso para distorsionar lo máximo posible la corriente de entrada cumpliendo la normativa, e intentar transferir directamente a la salida el mayor porcentaje de potencia, maximizando así la eficiencia de esta configuración.

III. TOPOLOGÍA FLYBACK ACTUANDO COMO UNA RLP CONECTADA EN SERIE CON LA TENSIÓN DE ENTRADA RECTIFICADA PARA EL DISEÑO DE CFPs.

Centrando el estudio en la RLP conectada en serie con la tensión rectificada de entrada, la primera topología que se puede proponer es un convertidor reductor-elevador operando en MCD. Éste es el convertidor más simple que se comporta de forma natural como una RLP, siendo muy adecuado para el diseño de CFPs de bajo coste. En el caso de la configuración propuesta, el colocar un convertidor reductor-elevador en serie con la tensión rectificada de entrada, tiene como resultado el convertidor reductor trabajando en MCD (Fig.4). El convertidor reductor es conocido como la topología más eficiente y sencilla para reducir la tensión. Sin embargo, cuando se hace necesaria una relación de transformación muy alta entre la tensión de entrada y la tensión de salida, su rendimiento disminuye. Esto es debido a que en zonas cercanas al valor de pico de la tensión de entrada, el ciclo de trabajo es muy pequeño. Diversos autores han propuesto soluciones para obtener mayores ciclos de trabajo [13] a costa de aumentar el coste y la complejidad de la FA.

La siguiente topología más sencilla a plantearse como RLP es el convertidor de retroceso o *flyback*. En la Fig.5 se deduce el CFP resultante. Se trata de una topología con pocos componentes y un

único interruptor controlado, adecuada para aplicaciones de bajo coste. Además, la relación de espiras de la bobina acoplada evita

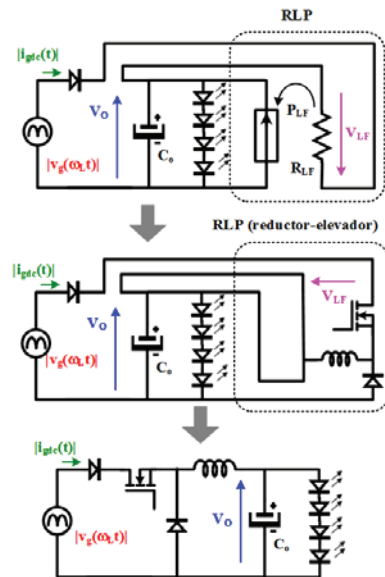


Figura 4. Deducción del convertidor reductor a partir de usar un convertidor reductor-elevador como una RLP conectada en serie con la tensión rectificada de entrada para el diseño de CFPs.

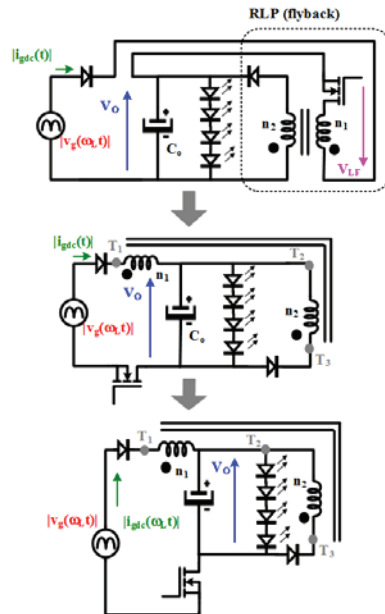


Figura 5. Deducción del convertidor propuesto a partir de usar un convertidor *flyback* como una RLP conectada en serie con la tensión rectificada de entrada para el diseño de CFPs

ciclos de trabajo muy pequeños en el pico de la tensión de entrada. La expresión del valor de la RLP de un convertidor *flyback* operando en MCD es bien conocida [7-8]:

$$R_{LF} = \frac{2L_m f_s}{d^2} \quad (9)$$

dónde L_m es la inductancia magnetizante de la bobina acoplada referenciada al devanado primario. Como se puede comprobar en

(9) la resistencia es constante para un control a ciclo de trabajo (d) constante y frecuencia de conmutación (f_s) constante, como es el MCD. Sin embargo, en los últimos años diversos autores han propuesto el MCCr para este tipo de aplicaciones [16-18]. Se ha demostrado que con el MCCr se alcanza un mejor balance entre las pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación, consiguiendo mejorar el rendimiento a estos niveles de potencia.

En la solución propuesta en este artículo, el trabajo en MCCr del convertidor *flyback* actuando como RLP en serie con la red de entrada rectificadora puede mejorar el rendimiento. Sin embargo, la corriente de entrada durante el intervalo $[(\pi-\phi_C)/2, (\pi+\phi_C)/2]$ no será sinusoidal tal como se dedujo en (2). Esto es consecuencia de que la RLP no es constante. En la expresión (9) el término d y el término f_s no son constantes debido a que se trata de un control a t_{on} constante (siendo $t_{on}=d/f_s$ el periodo de tiempo en el que el transistor está en conducción) y frecuencia de conmutación variable. Por lo tanto, si se quiere presentar la solución que aquí se propone como una alternativa real al diseño de una FA para lámparas de sustitución, se ha de analizar la distorsión en la corriente de entrada en detalle y relacionándola con el cumplimiento de la normativa.

Se empezará el análisis aplicando la Ley de Faraday tanto al periodo de conducción del transistor (t_{on}) como al periodo de conducción del diodo (t_{off}):

$$i_{Lmpeak}(t) = \frac{V_{gp} |sen(\omega_L t)| - V_O}{L_m} t_{on}, \quad (10)$$

$$i_{Lmpeak}(t) = \frac{n_1 V_O}{n_2 L_m} t_{off}, \quad (11)$$

donde $i_{Lmpeak}(t)$ es la corriente de pico a través de la inductancia magnetizante del convertidor *flyback* refiriéndola al primario. Utilizando la condición de MCCr ($1/f_s(t)=t_{on}+t_{off}$) y las ecuaciones (9), (10) y (11), la frecuencia de conmutación y el valor de la RLP se pueden expresar como:

$$f_s(t) = \frac{M}{(1-n)M + n |sen(\omega_L t)|} \frac{1}{t_{on}} = \frac{1}{\Omega_{LF}(t)} \frac{1}{t_{on}}, \quad (12)$$

$$R_{LF}(t) = \frac{2L_m}{t_{on}} \cdot \left[\frac{(1-n)M + n |sen(\omega_L t)|}{M} \right] = \frac{2L_m}{t_{on}} \cdot \Omega_{LF}(t). \quad (13)$$

dónde M es la relación V_O/V_{gp} y $n=n_2/n_1$. Como se comentó anteriormente y se puede comprobar en (13), el valor de la RLP no es constante. De hecho, su evolución en un ciclo de red ($\omega_L t$) depende de Ω_{LF} . La Fig. 6 muestra la evolución de Ω_{LF} frente a $\omega_L t$. Para cuantificar dicha variación, en la Fig. 7 se representa la evolución del valor máximo de Ω_{LF} , que tiene lugar en el pico de red ($\Omega_{LF}(t=\pi/2\omega_L)$), normalizado a su valor mínimo, el cual tiene lugar en el instante $\omega_L t=(\pi-\phi_C)/2$ ($\Omega_{LF}(t=(\pi-\phi_C)/2\omega_L)$), todo ello para diferentes valores de M y n. Como se puede comprobar la variación del valor de la RLP no se puede despreciar, y por tanto, tiene influencia en la distorsión de la corriente de entrada. La expresión de la corriente de entrada distorsionada por la variación del valor de RLF, se puede obtener a partir de (1) y (13)

$$i_{gdc}(t) = \frac{V_O}{2L_m} \left(\frac{d}{f_s} \right) \cdot \left[\frac{1}{(1-n)M + n |sen(\omega_L t)|} \right] (|sen(\omega_L t)| - M). \quad (14).$$

Como se puede comprobar en (14), la corriente de entrada no es sinusoidal. Este hecho unido a que la corriente de entrada está distorsionada en sus pasos por cero, hace que la Distorsión Armónica Total (DAT) de $i_{gdc}(t)$ pueda ser considerable. Sin embargo, la corriente de entrada puede ser muy sinusoidal para ciertos diseños, tal como se puede comprobar en la Fig. 8. Siguiendo con el análisis de la distorsión de la corriente de entrada, se puede comprobar en (12) que su forma únicamente depende de M y n. La Fig. 9 muestran la evolución del FP y la DAT para diferentes valores de M y n. Como se puede comprobar en ambas figuras, incluso para valores altos de M, se distorsiona muy poco la corriente de entrada.

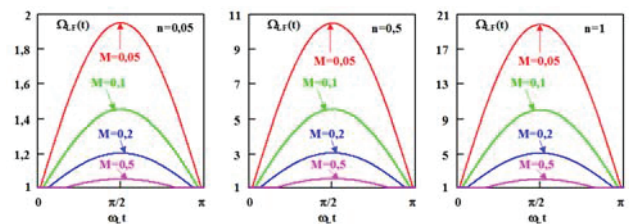


Figura 6. Evolución de Ω_{LF} en función de $\omega_L t$ para diferentes valores de M y n.

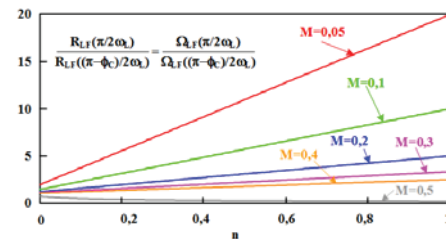


Figura 7. Valor máximo de R_{LF} normalizado a su valor mínimo para diferentes valores de M y n.

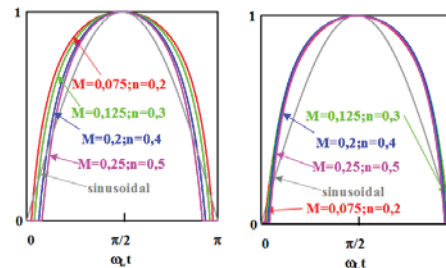


Figura 8. Corriente de entrada normalizada para diferentes valores de M y n.

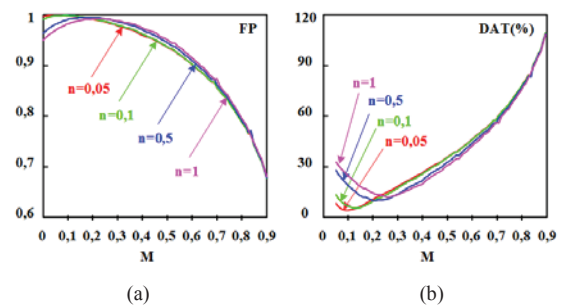


Figura 9. a) FP para diferentes valores de M y n. b) DAT para diferentes valores de M y n.

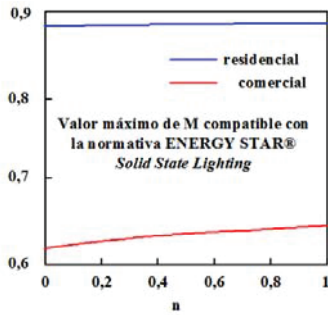


Figura 10. Valor máximo de M para el cumplimiento de la normativa ENERGY STAR® regulations para diferentes valores de n.

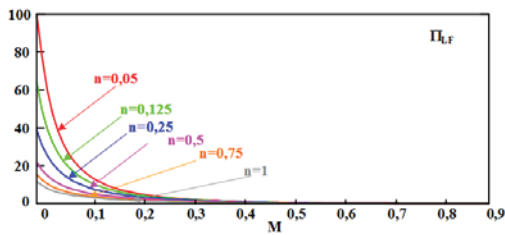


Figura 11. Evolución de Π_{LF} para diferentes valores de M y n.

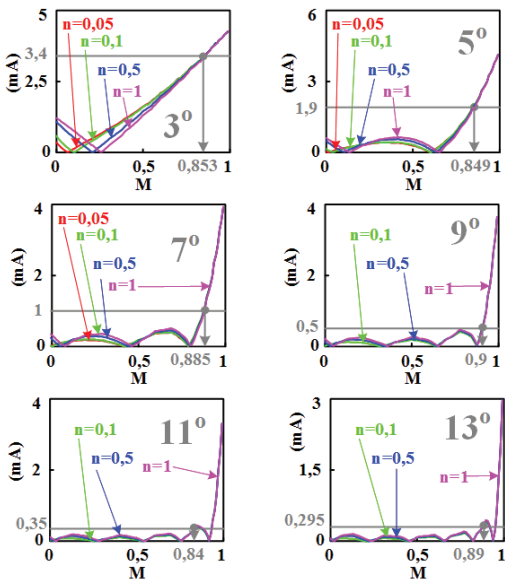


Figura 12. Valor eficaz de los armónicos del 3 al 13 de la corriente de entrada normalizados a la potencia de entrada para diferentes valores de M y n.

A partir de los cálculos realizados en la Fig. 9, se pueden extraer conclusiones sobre el cumplimiento de la normativa ENERGY STAR® regulations. La Fig. 10 muestra el valor máximo de M compatible con el cumplimiento de la normativa para diferentes valores de n. Como se puede comprobar los diseños para cumplir tanto para equipo residencial como comercial no son muy exigentes.

Sin embargo, la normativa EN 61000-3-2 impone límites en el valor eficaz de los 39 primeros armónicos de la corriente de entrada. En concreto para la Clase D (relativa a equipos de iluminación con potencias inferiores de 25 W), dichos límites están normalizados a la potencia de entrada. Para analizar la compatibilidad con la normativa se debe calcular la expresión de la potencia media de entrada a partir de (14):

$$P_g = \frac{I}{\pi} \int_0^{\pi} i_{gdc}(t) \cdot V_{gp} \cdot |\text{sen}(\omega_L t)| \cdot d(\omega_L t) = \frac{V_o^2}{2L} t_{on} \cdot \Pi_{LF} \quad (15)$$

dónde Π_{LF} es:

$$\Pi_{LF} = \frac{I}{\pi \cdot M} \int_0^{\pi} \left[\frac{I}{(1-n)M + n|\text{sen}(\omega_L t)|} \right] \left[|\text{sen}(\omega_L t)| - M \right] \cdot |\text{sen}(\omega_L t)| \cdot d(\omega_L t) \quad (16)$$

La Fig. 11 muestra el valor de Π_{LF} para diferentes diseños. A partir de los valores de Π_{LF} calculados en la Fig. 11 y la ecuación (14), se puede calcular el valor eficaz de cada armónico de la corriente de entrada normalizado a la potencia de entrada. Los resultados de los límites de cumplimiento de la normativa EN 61000-3-2 Clase D se muestran en la Fig. 12. Se muestra el valor eficaz de los armónicos del 3 al 13 de la corriente de entrada normalizados a la potencia de entrada para diferentes diseños. Como se puede comprobar el valor eficaz de cada armónico converge para diferentes valores de n al aumentar M. Por otro lado, también se muestra el límite para el cumplimiento de la normativa para cada armónico (color gris). Cada armónico impone un valor máximo de M. Sin embargo, el del armónico 11 es el mayor, imponiendo el límite de cumplimiento de la misma (M=0,84). Cabe decir que los armónicos de 15 al 39 también han sido analizados, siendo todos sus límites menores que 0,84.

Finalmente, los valores de la RLP y de la frecuencia de conmutación se pueden reescribir a partir de (13) y (16):

$$R_{LF}(t) = \frac{\Pi_{LF} V_o^2}{P_g} \cdot \Omega_{LF}(t) \quad (17)$$

$$f_s(t) = \frac{\Pi_{LF} V_o^2}{2L_m P_g} \cdot \frac{1}{\Omega_{LF}(t)} \quad (18)$$

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha diseñado y construido un prototipo operando en MCCr para el diseño de la FA CA/CC para lámparas LED de sustitución. El circuito de control utilizado para ello ha sido el NCL30000 fabricado por ON Semiconductor.

La etapa de potencia se ha implementado según en esquemático de la Fig. 5, incluyendo un filtro EMI y circuitos de protección (snubber) en el diodo y MOSFET. La salida de la fuente de alimentación está conectada a una cadena de 7 LEDs LXX2PW14T00 de Luxeon en serie. Las especificaciones de la fuente de alimentación son: $V_{gp}/\sqrt{2} = 90\text{-}130\text{V}$, $V_o = 22,5\text{ V}$ ($M = 22,5/110\sqrt{2} = 0,128$), $I_o = 0,5\text{ A}$ (corriente de salida) y $P_g = 12,5\text{ W}$. La inductancia magnetizante de la bobina acoplada del convertidor flyback ($L_m = 600\mu\text{H}$) se ha diseñado para garantizar que la frecuencia mínima de operación no fuera audible (60 kHz) y la máxima no fuese muy alta (215 kHz), consiguiendo así un buen rendimiento.

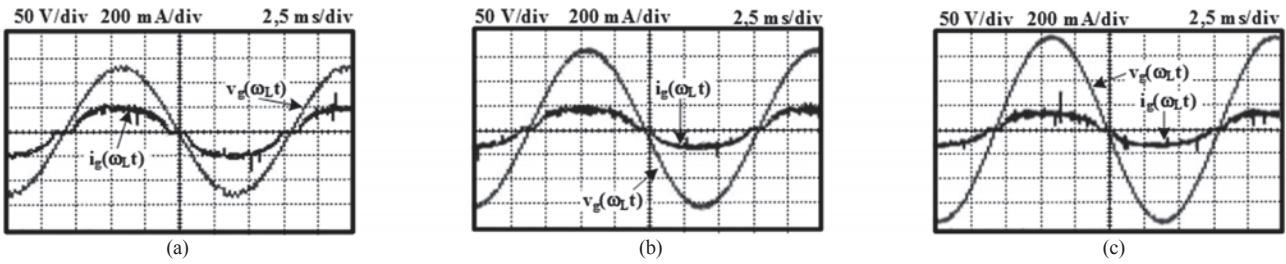


Figura 13. Corriente de entrada para diferentes tensiones de entrada: a) 90 V eficaces. b) 110 V eficaces. c) 130 V eficaces.

La Figura 13 muestra las formas de onda de la corriente de entrada del prototipo para diferentes tensiones de entrada. Como se puede comprobar son formas de onda muy sinusoidales.

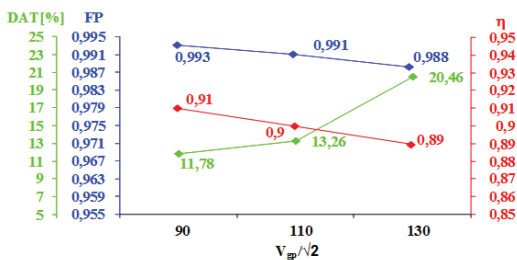


Figura 14. Evolución del FP, DAT y rendimiento para diferentes tensiones de entrada.

La Figura 14 muestra los resultados experimentales del rendimiento del prototipo, su FP y su DAT para diferentes tensiones de entrada. Los resultados del FP y la DAT corroboran la anterior conclusión: la corriente de entrada es muy sinusoidal cumpliendo la normativa de inyección de armónicos de baja frecuencia en la red. También se puede comprobar que el rendimiento está en torno al 90 %. Se trata de un rendimiento alto, por encima de las soluciones comerciales, que es penalizado por el uso de circuitos de protección eléctrica disipativos.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta una nueva solución para el diseño de una FA CA/CC para lámparas LED de sustitución: la conexión en serie con la tensión de entrada rectificada de un convertidor flyback trabajando en MMCr actuando como una RLP. La propuesta es sencilla, de bajo coste, con una alta relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Además, se ha comprobado que la distorsión de la corriente de entrada es muy leve, no poniendo en riesgo el cumplimiento de la normativa. El mayor inconveniente viene dado por la imposibilidad de eliminar el condensador electrolítico de salida. Este es el precio a pagar por una solución tan simple. Todas las conclusiones anteriormente expuestas se basan en el análisis presentado y su comprobación experimental con un prototipo de 12 W.

REFERENCIAS

[1] Azevedo, I.L.; Morgan, M.G.; Morgan, F, "The Transition to Solid-State Lighting," Proceedings of the IEEE, vol.97, no.3, pp.481-510, March 2009.

[2] Shur, M.S.; Zukauskas, R. "Solid-State Lighting: Toward Superior Illumination," Proceedings of the IEEE, vol.93, no.10, pp.1691-1703, Oct. 2005.

[3] Electromagnetic compatibility (EMC)-part 3: Limits-section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current<16A per phase), IEC1000-3-2 Document, 1995.

[4] Draft of the proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2 Document, 2006.

[5] Draft of the proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2/A2 Document, 2010.

[6] Revised ENERGY STAR Program Requirements for Solid-State Lighting Luminaires: Eligibility Criteria - Version 1.1, December 2008.

[7] Singer, S.; "Realization of loss-free resistive elements," Circuits and Systems, IEEE Transactions on , vol.37, no.1, pp.54-60, Jan 1990.

[8] Singer, S.; Erickson, R.W.; "Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.7, no.1, pp.37-43, Jan 1992.

[9] Singer, S.; Erickson, R.W.; "Power-source element and its properties", Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings - , vol.141, no.3, pp.220-226, Jun 1994.

[10] Dixon, L.H., "High Power Factor Preregulation for Off-Line Power Supplies", Unitorde Power Supply Design Seminar, 1988, p. 6.1-6.16.

[11] Garcia, O.; Cobos, J.A.; Prieto, R.; Alou, P.; Uceda, J, "Single phase power factor correction: a survey", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, n° 3, p. 749- 755, Mayo 2003.

[12] Arias, M.; Lamar, D.G.; Sebastian, J.; Balocco, D.; Diallo, A.; "High-efficiency LED driver without electrolytic capacitor for street lighting," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE , vol., no., pp.1224-1231, 5-9 Feb. 2012.

[13] X. Qu, S.-C. Wong, and C. K. Tse, "Resonance-assisted buck converter for offline driving of power LED replacement lamps," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 2, pp. 532-540, Feb. 2011.

[14] Sebastian, J.; Fernandez, A.; Villegas, P.J.; Hernando, M.M.; Lopera, J.M.; "Improved active input current shapers for converters with symmetrically driven transformer," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.37, no.2, pp.592-600, Mar/Apr 2001.

[15] Calleja, A.J.; Alonso, J.M.; Ribas, J.; Corominas, E.L.; Rico-Secades, M.; Sebastian, J.; "Design and experimental results of an input-current-shaper based electronic ballast," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.18, no.2, pp. 547- 557, Mar 2003

[16] T. Jiun-Ren, W. Tsai-Fu, W. Chang-Yu, C. Yaow-Ming, and L. Ming-Chuan, "Interleaving Phase Shifters for Critical-Mode Boost PFC," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 23, pp. 1348-1357, 2008.

[17] Y. Hu, L. Huber, and M. Jovanovic, "Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver with Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. PP, pp. 1-1, 2010.

[18] Arias, M.; Lamar, D. G.; Linera, F. F.; Balocco, D.; Aguiusa Diallo, A.; Sebastián, J.; "Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.3, pp.1608-1621, March 2012