

# El reductor con tomas, una nueva solución para el diseño de una fuente de alimentación CA/CC para lámparas LED de sustitución

Diego G. Lamar, Marcos Fernández, Manuel Arias, Marta María Hernando y Javier Sebastián  
Universidad de Oviedo. Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA)  
Edificio Departamental nº 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. España.  
[gonzalezdiego@uniovi.es](mailto:gonzalezdiego@uniovi.es)

**Resumen-** Hoy en día es una realidad que los diodos emisores de luz, *Light-Emitting Diodes* (LEDs) en su terminología anglosajona, 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 tenga una alta relación de transformación entre la tensión de entrada y salida, 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 (a partir de ahora lámparas LED de sustitución): el convertidor reductor con tomas operando en Modo de Conducción Frontera (MCF). Como se podrá comprobar a lo largo del artículo, esta topología es muy adecuada para una aplicación que requiere alta relación de transformación entre la entrada y la salida, mejora el rendimiento de soluciones tradicionales para el diseño de lámparas LED de sustitución, y además es una solución muy sencilla y de bajo coste. El artículo se estructurará en tres partes. En la primera se realizará un análisis estático en relación a la distorsión de la corriente de entrada que presenta esta solución. Posteriormente se presentará un procedimiento para el diseño de la solución propuesta. Finalmente se mostrarán los resultados experimentales de un prototipo de 12 W para corroborar los análisis realizados.

## I. INTRODUCCIÓN

Es conocido por todos que en la actualidad los diodos emisores de luz, *Light-Emitting Diodes* (LEDs) en su terminología anglosajona, son fuentes emisoras de luz muy atractivas gracias a sus excelentes características: alto rendimiento lumínico, larga vida útil y un bajo mantenimiento [1-2]. Además, sus encapsulados son cada vez más robustos aumentando la fiabilidad de este tipo de dispositivos 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+fuente de alimentación 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 de usar una fuente de alimentación CA/CC [3,4]. En caso concreto del diseño de fuentes de alimentación CA/CC hay que cumplir una normativa relativa a la inyección de

armónicos de baja frecuencia en la red (EN 61000-3-2, Clase C [5-6] y el programa ENERGY STAR® [7]). Esta normativa puede llegar a ser muy restrictiva (Clase C), haciéndose necesario demandar de la red una corriente muy sinusoidal. Por lo tanto, se hace necesario soluciones con un alto Factor de Potencia (FP) para el diseño de la fuente de alimentación. Estos convertidores son conocidos como Correctores del Factor de Potencia (CFP)

En el caso particular de lámparas LED de sustitución de bombillas incandescente de 60 W, se hace necesario una configuración de 12 LEDs de 1 W serie. Esta configuración requiere de la fuente de alimentación CA/CC una relación de transformación entre la tensión de entrada ( $260-90 V_{ef}$ ) y la tensión de salida (20 V) muy alta. Además esta aplicación demanda bajo coste en la fuente de alimentación. Tradicionalmente, topologías flyback han sido usadas para satisfacer estas necesidades [8-11]. Sin embargo, en esta aplicación no se hace necesario aislamiento galvánico. Este hecho abre la puerta a nuevas topologías que no necesiten transformador, reduciendo así el tamaño y coste de la fuente de alimentación.

En este artículo se va a presentar el convertidor reductor con tomas operando en Modo de Conducción Frontera (MCF) como una alternativa atractiva para el diseño de fuentes de alimentación CA/CC para lámparas LED de sustitución. Los análisis que se llevarán a cabo en este artículo concluirán que la solución propuesta presenta las especificaciones requeridas para esta aplicación: una relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida muy alta, alto FP, alto rendimiento y bajo coste. El artículo se estructurará en tres partes. En la primera se realizará un análisis estático de la solución, focalizando el estudio en la distorsión de la corriente de entrada que presenta. En la segunda parte se expondrá un procedimiento para el diseño de la topología propuesta para la aplicación de lámparas LED de sustitución. En la tercera se mostrarán los resultados experimentales de un prototipo de 12 W para corroborar los análisis realizados. Finalmente se concluirá sobre los estudios realizados y los resultados obtenidos

## II. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL REDUCTOR CON TOMAS OPERANDO EN MCF COMO CFP

Del convertidor reductor es conocido que es la topología más eficiente y sencilla para reducir la tensión. Esto es válido tanto para un convertidor reductor operando en Modo de Conducción Continuo (MCC), como operando en Modo de Conducción Discontinuo

(MCD). Como consecuencia de esto, el convertidor reductor ha sido masivamente utilizado para el diseño de fuentes de alimentación CA/CC. Sin embargo, para esta aplicación en concreto el convertidor reductor no es tan eficiente. Cuando se hace necesaria una relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida muy alta su rendimiento disminuye. Esto es debido a que en zonas cercanas al valor de pico de la tensión de entrada, el ciclo de trabajo necesario para obtener una alta relación de transformación entre la entrada y la salida es muy pequeño (Figura 1c,  $d_{\min B}$ ), disminuyendo así el rendimiento del convertidor. Diversos autores han propuesto soluciones para obtener mayores ciclos de trabajo: dos etapas en cascada [12-13], convertidores con relaciones entre la tensión de entrada y salida cuadráticas [14], etc... Sin embargo, todas ellas aumentan significativamente el coste de la fuente de alimentación.

La Figura 1a, muestra la solución que aquí se propone: el convertidor reductor con tomas operando en MCF como CFP. Esta solución necesita menores ciclos de trabajo para obtener la misma relación de transformación entre las tensiones de entrada y salida que el convertidor reductor (Fig. 1c,  $d_{\min TB}$ ). Estos ciclos de trabajo menores se obtienen gracias a la relación de espiras ( $n_1$  y  $n_2$ ) de su bobina acoplada [15-17]. Además, tal como muestra la Figura 1b la topología puede ser modificada para referir la señal de control de su transistor a la masa del circuito. Finalmente, el hecho de que el convertidor opere en MCF tiene como objetivo optimizar el rendimiento. Es decir, llegar a una solución de compromiso entre el peso que van a tener la pérdidas en conducción y en conmutación.

El convertidor reductor con tomas actuando como CFP, al igual que el convertidor reductor, no demanda de la red una corriente de entrada sinusoidal [18-19]. De hecho, la corriente de entrada tiene una forma como muestra la Figura 1c. Es decir, durante los intervalos en que la tensión de entrada ( $v_g(t)=v_{gp}|sen(\omega_L t)|$ ), donde  $\omega_L$  es la frecuencia angular de red es menor que la tensión de salida ( $(0,\theta)$  y  $(\pi-\theta,\pi)$ ), la corriente de entrada es cero. Estos intervalos contribuyen a aumentar la Distorsión Armónica Total (DAT) de la corriente de entrada. Por lo tanto se hace necesario un análisis estático en relación a la distorsión de la corriente de entrada para comprobar si esta solución cumple con la normativa, y así pueda ser una opción atractiva para el diseño de fuentes de

alimentación CA/CC para lámparas LED de sustitución.

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 ( $t_{off}$ ):

$$\phi_{max}(t) = t_{on} \frac{v_g(t) - v_o}{n_1 + n_2}, \quad (1)$$

$$\phi_{max}(t) = t_{off} \frac{v_o}{n_2}, \quad (2)$$

dónde  $\phi_{max}(t)$  es el flujo magnético máximo de la bobina acoplada en un periodo de conmutación. Cabe recordar que (1) y (2) son válidas para el intervalo de tiempos  $\theta < \omega_L t < \pi - \theta$ . De la Figura 1c se puede calcular fácilmente en valor de  $\theta$ :

$$\theta = \arcsen\left(\frac{v_o}{v_{gp}}\right). \quad (3)$$

Utilizando la condición de MCF ( $1/f_s(t)=t_{on}+t_{off}$ ) y las ecuaciones (1) y (2), la frecuencia de conmutación se puede expresar como:

$$f_s(t) = \frac{m(n+1)}{m+n|sen(\omega_L t)|} \frac{1}{t_{on}} = \frac{\lambda(\omega_L t)}{t_{on}}, \quad (4)$$

dónde  $m$  es la relación  $v_o/v_{gp}$ ,  $n=n_2/n_1$  y el parámetro  $\lambda(\omega_L t)$  es la frecuencia de conmutación normalizada a  $t_{on}$ . Cabe aclarar que el control en MCF se define a  $t_{on}$  constante y a  $f_s(t)$  variable. Si se vuelve a aplicar la Ley de Faraday al periodo de conducción del transistor ( $t_{on}$ ), la expresión del valor de pico de la corriente de entrada se puede reescribir como:

$$i_{gp}(t) = \frac{v_g(t) - v_o}{L} t_{on} = \frac{v_{gp}}{L} [sen(\omega_L t) - m] \cdot t_{on}, \quad (5)$$

dónde  $L$  es el valor de la inductancia correspondiente a los dos devanados de la bobina acoplada. El valor medio de la corriente de entrada en un ciclo de conmutación  $i_{gavg}(t)$  se puede calcular usando (4) y (5):

$$\begin{aligned} i_{gavg}(t) &= \frac{f_s(t)}{2} t_{on} i_{gp}(t) = \frac{v_{gp}}{x_L} \lambda(\omega_L t) (|sen(\omega_L t)| - m) \\ &= \frac{v_{gp}}{x_L} \frac{m(n+1)}{m+n|sen(\omega_L t)|} (|sen(\omega_L t)| - m), \end{aligned} \quad (6)$$

dónde  $x_L=2L/t_{on}$  define el valor de una impedancia ficticia que va a simplificar la explicación de este análisis. Como se puede comprobar en (6), la corriente de entrada

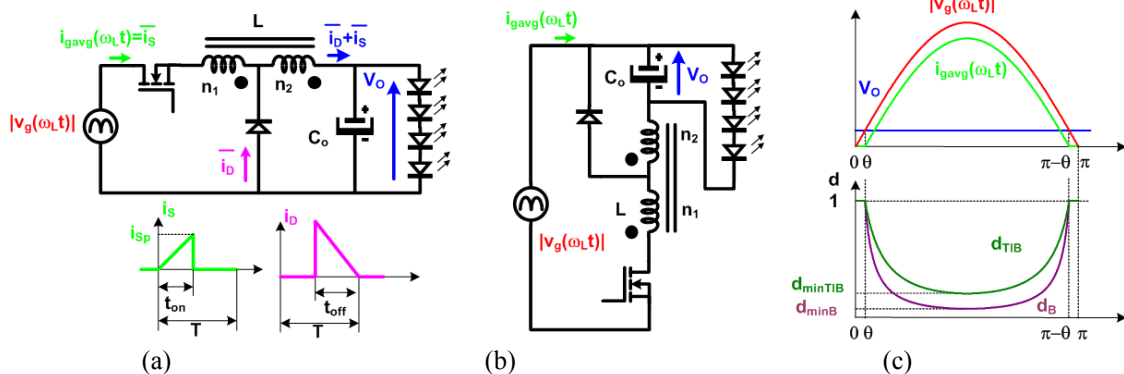


Figura 1. a) Reductor con tomas como CFP. b) Reductor con tomas modificado como CFP. c) Formas de onda del reductor con tomas como CFP.

no es sinusoidal. Este hecho unido a que la corriente de entrada del convertidor reductor con tomas está distorsionada en sus pasos por cero (Figura 1c), hace que la DAT de  $i_{gavg}(t)$  pueda ser considerable. Sin embargo, la corriente de entrada puede ser muy sinusoidal para ciertos diseños tal como se puede comprobar en la Figura 2. Siguiendo con el análisis de la distorsión de la corriente de entrada, se puede comprobar en (6) que su forma únicamente depende de  $m$  y  $n$ . Teniendo en cuenta que los límites impuestos por la normativa son relativos a la potencia procesada por la fuente de alimentación [5-7], esto hace que, únicamente los valores de  $n$  y  $m$  determinan el cumplimiento de la normativa para un determinado diseño. La Figura 3 muestran los valores 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.

Para el cumplimiento de la normativa en el programa ENERGY STAR® el FP ha de ser mayor que 0.9. Como se puede comprobar en la Figura 3a, todos los diseños cumplen (todos los valores  $m$  y  $n$ ). 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 C (relativa a equipos de iluminación), dichos límites son relativos al valor eficaz del primer armónico, y en el caso del tercer armónico su límite depende también del FP. Teniendo en cuenta la expresión de la forma de la corriente de entrada (6) se puede llegar a calcular los límites de los parámetros de diseño de nuestro reductor con tomas ( $m$  y  $n$ ) para el cumplimiento de la normativa en Clase C. Dicho análisis se ha llevado acabo con Mathcad® y los resultados se muestran en la Figura 4. Las Figuras 4a, 4b, 4c, 4d y 4e muestran las áreas de cumplimiento para parejas de valores de  $m$  y  $n$  para el tercer armónico, quinto armónico, séptimo armónico, noveno armónico y para todo el contenido armónico respectivamente. Como se puede comprobar el quinto y séptimo armónico imponen la mayor restricción para el cumplimiento de la normativa. Sin embargo para muchos diseños se asegura el cumplimiento de la misma.

Continuando con el análisis estático, el valor de  $x_L$  para una determinada potencia procesada por el reductor con tomas ( $p_G$ ) se puede calcular a partir de (6):

$$x_L = \frac{v_o^2}{P_G} \mu, \quad (7)$$

dónde  $\mu$  es:

$$\mu = \frac{\omega_L}{m^2 \pi} \int_{\frac{\theta}{\omega_L}}^{\frac{\pi-\theta}{\omega_L}} \frac{m(n+1)(|\text{sen}(\omega_L t)| - m)}{m+n|\text{sen}(\omega_L t)|} |\text{sen}(\omega_L t)| dt, \quad (8)$$

La Figura 5 muestra el valor de  $\mu$  para diferentes diseños ( $m$  y  $n$ ). Una vez calculado el valor de  $x_L$ , la expresión de la frecuencia de conmutación se puede reescribir de otra forma usando las ecuaciones (2) y (4):

$$f_s(t) = \frac{\lambda(\omega_L t)}{t_{on}} = \frac{v_o^2}{2Lp_G} \lambda(\omega_L t) \mu. \quad (9)$$

La Figura 6 muestra los valores de la frecuencia de conmutación normalizada  $\lambda(\omega_L t)$  en función del ángulo de conducción  $\omega_L t$  para diferentes diseños ( $m$  y  $n$ ). Como

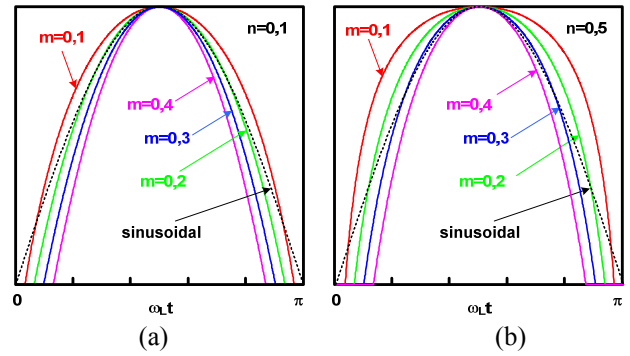


Figura 2. Corriente de entrada normalizada para diferentes valores de  $m$  y  $n$ .

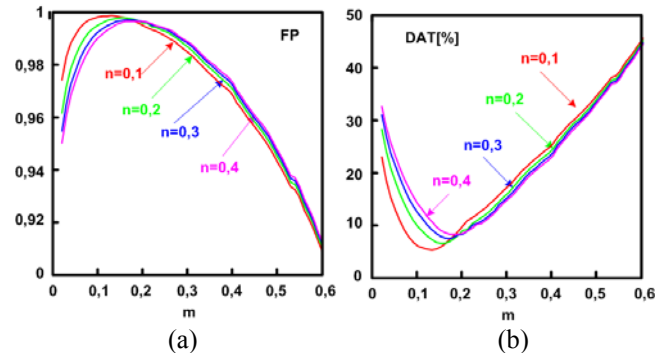


Figura 3. a) FP para diferentes valores de  $m$  y  $n$ . b) DAT para diferentes valores de  $m$  y  $n$ .

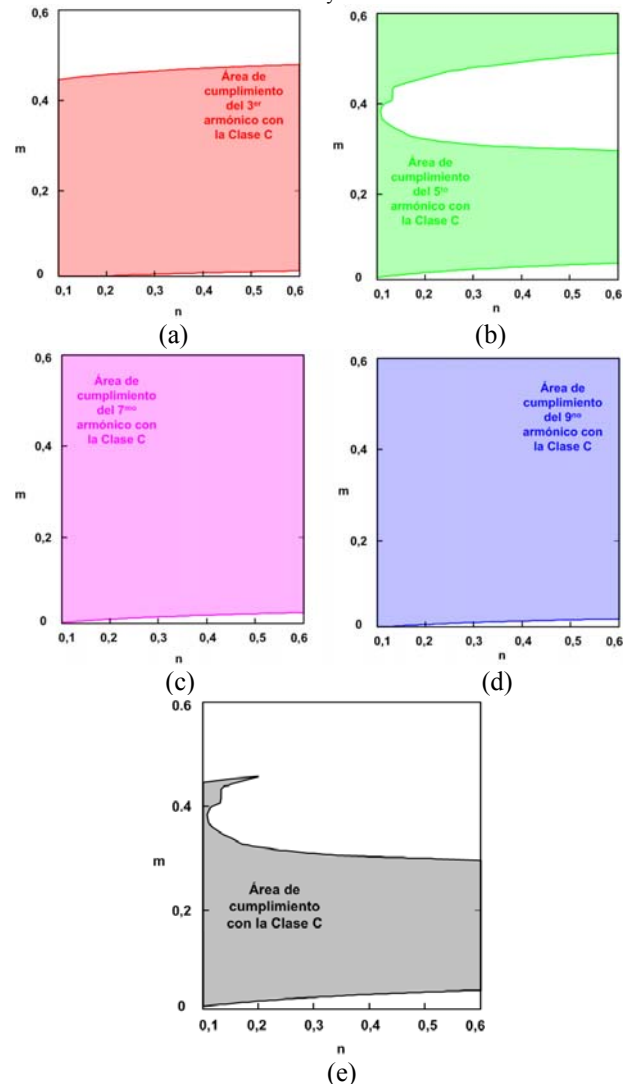


Figura 4. Área de cumplimiento de la normativa EN 61000-3-2 en Clase C para el a) Tercer armónico. b) Quinto armónico. c) Séptimo armónico. d) Noveno armónico. e) Todo el contenido armónico.

se puede comprobar, la frecuencia de conmutación mínima se da cuando la tensión de entrada esta en su valor máximo, y la frecuencia de conmutación máxima se da cuando la tensión de entrada pasa por cero.

### III. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL REDUCTOR CON TOMAS OPERANDO EN MCF COMO CFP

A continuación se va a detallar el procedimiento que se ha de llevar a cabo para el diseño de una fuente de alimentación CA/CC con la solución que se propone en este artículo: reductor con tomas operando en MCF como CFP. Los datos de partida de este diseño son: tensión de salida  $v_o$ , valor de pico de la tensión de entrada  $v_{gp}$  ( $v_{gpmax}$ ,  $v_{gpnom}$  and  $v_{gpmin}$ ), potencia procesada  $p_G$  y frecuencia de red  $\omega_L$ . Los pasos a seguir se pueden resumir en los siguientes:

PASO#1. Se debe elegir un valor de la relación de transformación de la bobina acoplada  $n$ . Esta elección se ha de hacer valorando las solicitaciones de tensión y corriente máximas en el transistor y en el diodo.

PASO#2. Se debe comprobar, con las especificaciones dadas por la aplicación ( $m=v_o/v_{gp}$ ) y el valor de  $n$  escogido, el cumplimiento de la normativa de inyección de armónicos de baja frecuencia en la red. La Figura 3a sirve para comprobar el cumplimiento de la normativa del programa ENERGY STAR®. La Figura 4e sirve para comprobar el cumplimiento de la normativa EN 61000-3-2 en Clase C.

PASO#3. El valor de  $L$  se ha de calcular para garantizar que la frecuencia mínima de operación de nuestro diseño no esté por debajo de la frecuencia audible por el oído humano. Para ello se puede usar la siguiente expresión deducida a partir de (4) y (9):

$$f_{smin} = f_s(t = \frac{\theta}{\omega_L}) = \frac{v_o^2}{2Lp_G} \frac{m(n+1)}{m+n} \mu = \frac{v_o^2}{2Lp_G} \sigma \quad (10)$$

dónde  $\sigma$  es un parámetro adimensional que nos ayuda a explicar este procedimiento. La Figura 7 muestra el valor de  $\sigma$  para diferentes diseños ( $m$  y  $n$ ). Cabe remarcar que la frecuencia de conmutación mínima se ha de calcular para  $m_{max}$  ( $v_o/v_{gpmin}$ ).

PASO#4. También hay que comprobar que la máxima frecuencia de operación no sea muy alta. Así no se penalizará en exceso el rendimiento de nuestra fuente de alimentación CA/CC. Para ello se puede usar la siguiente expresión también deducida a partir de (4) y (9)

$$f_{smax} = f_s(t = \frac{\pi}{2\omega_L}) = \frac{v_o^2}{2Lp_G} \mu \quad (11)$$

Cabe también remarcar que la frecuencia de conmutación máxima se ha de calcular para  $m_{min}$  ( $v_o/v_{gpmax}$ ).

PASO#5. Finalmente una vez escogido el valor de  $L$  y conociendo el valor de  $x_L$  se puede calcular  $t_{on}$  ( $x_L=2L/t_{on}$ ). Este valor nos define como es el ciclo de trabajo, el cual hay que comprobar que no sea muy pequeño, y así maximizar el rendimiento de la solución propuesta en este artículo.

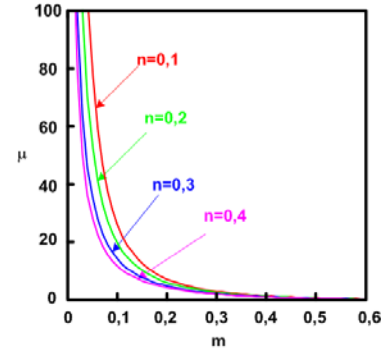


Figura 5.  $\mu$  para diferentes valores de  $m$  y  $n$ .

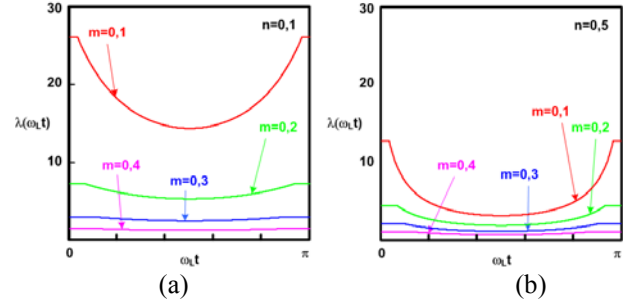


Figura 6. Frecuencia de conmutación normalizada  $\lambda(\omega_t)$  en función del ángulo de conducción  $\omega_t$  para diferentes diseños ( $m$  y  $n$ ).

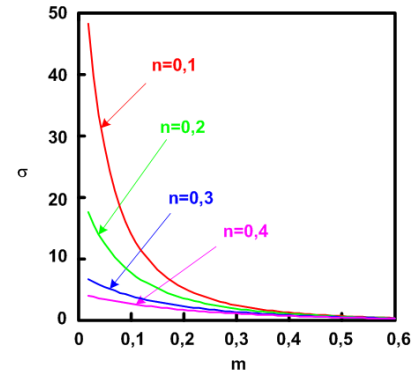


Figura 7.  $\sigma$  para diferentes valores de  $m$  y  $n$

### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha diseñado y construido un prototipo de un reductor con tomas operando en MCF como CFP. El circuito de control utilizado para ello ha sido el NCL30000 fabricado por ON Semiconductors.

El esquemático del circuito se muestra en la Figura 8. En este caso, tal como se puede comprobar en el esquemático, se controla el valor medio de la corriente de salida en lugar de la tensión de salida. Las resistencias  $R_S$ ,  $R_{F1}$ ,  $R_{CL1}$  y  $R_{CL2}$  y los condensadores  $C_{F1}$ ,  $C_{CL1}$  y  $C_{CL2}$  configuran el regulador de la corriente de salida. El potenciómetro  $R_{Dim2}$  será utilizado para obtener un control de la corriente que circula por los LEDs, y por tanto un control de la luminosidad de los mismos. La salida de la fuente de alimentación está conectada a una fila de 7 LEDs L XK2PW14T00 de Luxeon en serie. Las especificaciones de la fuente de alimentación serán:  $v_{gRMS} = 90-130$  V,  $i_{LEDsdc} = 0.5$  A,  $p_G = 12.5$  W,  $v_o = 22.5$  V.



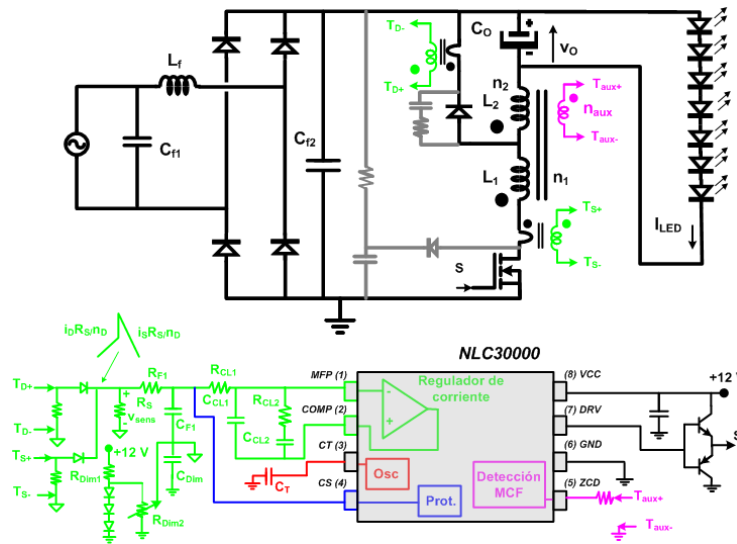


Figura 8. Esquemático detallado del prototipo experimental construido.

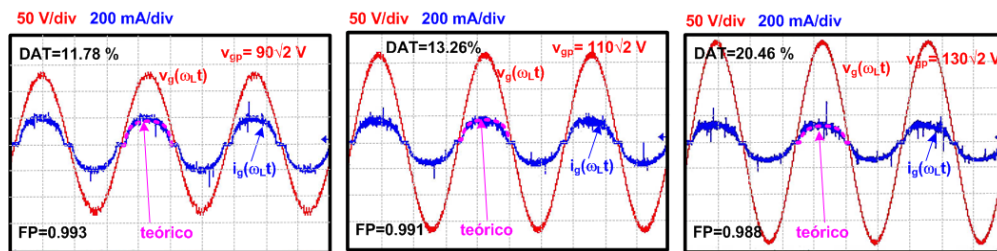


Figura 9. Corriente de entrada para diferentes tensiones de entrada.

La Figura 9 muestra las formas de onda de la corriente de entrada del prototipo (azul) para diferentes tensiones de entrada (rojo). Como se puede comprobar son formas de onda muy sinusoidales. Además el resultado experimental de la corriente de entrada coincide con el resultado teórico basado en el análisis anteriormente presentado (magenta). Cabe destacar que en la Tabla I también se puede corroborar a través de los valores experimentales y teóricos del FP y DAT, que el modelo desarrollado describe razonablemente la realidad. Es importante puntualizar que las formas de onda mostradas en la Figura 9 corresponden con el valor medio de la corriente que circula por el transistor. Gracias al filtro EMI que se ha colocado a la entrada ( $L_f = 1.5 \text{ mH}$ ,  $C_{f1} = 1.8 \text{ nF}$  y  $C_{f2} = 100 \text{ nF}$  de la Figura 7) se ha podido atenuar la componente de la frecuencia de conmutación.

La Figura 10 muestra la corriente a través de la fila de LEDs (azul) y la tensión sobre ellos (rojo). El rizado de baja frecuencia en ambas formas de onda es muy grande. Dicho rizado únicamente se puede eliminar aumentando la capacidad del condensador de salida. Por lo tanto, no se puede eliminar el condensador electrolítico en esta aplicación. Este es el precio a pagar por una solución tan simple.

La Figura 11 muestra los resultados experimentales del rendimiento del prototipo contraído para diferentes tensiones de entrada. Como se puede comprobar el rendimiento está en torno al 90 %, incluso utilizando circuitos de protección eléctrica disipativos (*snubbers* en gris, Figura 8). Cabe remarcar que este rendimiento está por encima de las obtenidas por soluciones comerciales.

TABLA I: FP Y DAT EXPERIMENTAL Y TEÓRICA

$v_{gp}/\sqrt{2}$ (V)	Resultados teóricos		Resultados experimentales	
	FP	DAT (%)	FP	DAT(%)
90	0.993	11.878	0.993	11.629
110	0.992	13.26	0.99	14.218
130	0.988	20.466	0.986	17.061

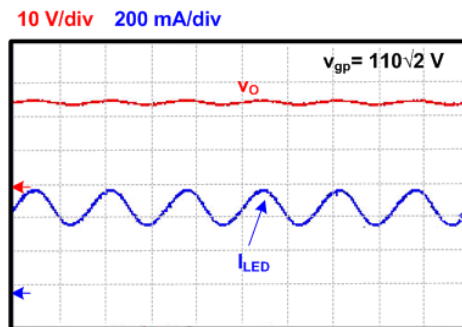


Figura 10. Corriente y tensión en los LEDs.

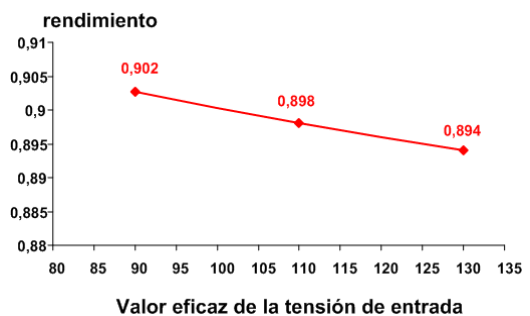


Figura 11. Rendimiento del prototipo.

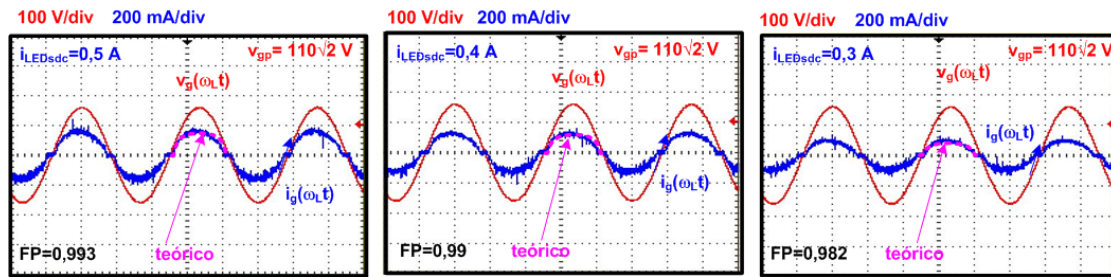


Figure 12. corriente de entrada realizando *dimming*.

La Figura 12 muestra las formas de onda de la corriente de entrada (rojo) cuando la corriente media por los LEDs disminuye ( $I_{LEDsdc}=0.5, 0.4$  y  $0.3$  A). La terminología usada para esta técnica es el anglicismo *dimming*. Incluso realizando *dimming* la corriente de entrada permanece muy sinusoidal con altos FP. En este caso también, el resultado experimental de la corriente de entrada coincide con el resultado teórico basado en el análisis anteriormente presentado (magenta).

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta una nueva solución para el diseño de una fuente de alimentación CA/CC para lámparas LED de sustitución: el convertidor reductor con tomas operando en MCF como CFP. La propuesta es sencilla, de bajo coste, con una alta relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida sin necesidad de un ciclo de trabajo muy bajo y con un rendimiento alto. 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 anteriormente presentado, y su comprobación experimental con un prototipo de 12 W.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía a través de proyecto Consolider RUE CSD2009-00046, el proyecto DPI2010-21110-C02-0 y los fondos FEDER.

## 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]. H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, J.-T. Chen, S.-J. Cheng, C.-Y. Lin, S.-C. Mou, "A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Application" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 735-743, Feb 2010.
- [4]. C.-Y. Wu, T.-F. Wu, J.-R. Tsai, Y.-M. Chen, C.-C. Chen, "Multistring LED Backlight Driving System for LCD Panels With Color Sequential Display and Area Control," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 10, pp. 3791-3800, Oct 2008.
- [5]. Electromagnetic compatibility (EMC)-part 3: Limits-section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current<16A per phase), IEC1000-3-2 Document, 1995.
- [6]. Draft of the proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2 Ed. 2.0.
- [7]. Revised ENERGY STAR Program Requirements for Solid-State Lighting Luminaires: Eligibility Criteria - Version 1.1, December 2008.
- [8]. Tzuen-Lih Chern; Li-Hsiang Liu; Ching-Nan Huang; Yu-Lun Chern; Jao-Hwa Kuang; , "High power factor Flyback converter for LED driver with Boundary Conduction Mode control," Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on , vol., no., pp.2088-2093, 15-17 June 2010.
- [9]. Hwu, K.I.; Yau, Y.T.; Li-Ling Lee; , "Powering LED Using High-Efficiency SR Flyback Converter," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.47, no.1, pp.376-386, Jan.-Feb. 2011.
- [10]. Yuanyuan Wang; Ya Zhang; Qiong Mo; Min Chen; Zhaoming Qian; , "An improved control strategy based on multiplier for CRM flyback PFC to reduce line current peak distortion," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE , vol., no., pp.901-905, 12-16 Sept. 2010.
- [11]. Zhongming Ye; Greenfeld, F.; Zhixiang Liang; , "A topology study of single-phase offline AC/DC converters for high brightness white LED lighting with power factor pre-regulation and brightness dimmable," Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE , vol., no., pp.1961-1967, 10-13 Nov. 2008.
- [12]. Pinto, R.A.; Cosetin, M.R.; Marchesan, T.B.; Cervi, M.; Campos, A.; do Prado, R.N.; , "Compact Lamp Using High-Brightness LEDs," Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE , vol., no., pp.1-5, 5-9 Oct. 2008A. Jones, Title of book, Publisher's Name, City, 2004.
- [13]. Xiaohui Qu; Siu-Chung Wong; Tse, C.K.; , "Resonance-Assisted Buck Converter for Offline Driving of Power LED Replacement Lamps," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.26, no.2, pp.532-540, Feb. 2011.
- [14]. Demian, A.E.; Treviso, C.H.G.; Gallo, C.A.; Tofoli, F.L.; , "Non-isolated DC-DC converters with wide conversion range used to drive high-brightness LEDs," Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian , vol., no., pp.598-605, Sept. 27 2009-Oct. 1 2009.
- [15]. R. D. Middlebrook, "A Continuous Model for the Tapped-Inductor Boost Converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1975 Record, pp. 63-79
- [16]. K. Harada and H. Matsuo "A method of surge reduction in the switching regulator", IEEE 1976 Power Electronics Specialists Conference Record, p.303-311
- [17]. M. Rico, J. Uceda, J. Sebastian and F. Aldana; , "Static and dynamic modelling of tapped inductor dc-to-dc converters", IEEE PESC, Blacksburg (USA), June 1987, pp. 281-288..
- [18]. Huber, L.; Liu Gang; Jovanovic, M.M.; , "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Buck PFC Front End," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.25, no.1, pp.85-94, Jan. 2010.
- [19]. Yungtaek Jang; Jovanović, M.M.; , "Bridgeless High-Power-Factor Buck Converter," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.26, no.2, pp.602-611, Feb. 2011.