

# Reductor activo de armónicos sin condensador electrolítico aplicado a lámparas LED de sustitución

Diego G. Lamar<sup>1</sup>, Manuel Arias<sup>1</sup>, Ignacio Castro<sup>1</sup>, Arturo Fernández<sup>2</sup>, José A. Villarejo<sup>3</sup> y Javier Sebastián<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación de la Universidad de Oviedo, Gijón, España

<sup>2</sup>ESA - European Space Agency, Noordwijk, Holanda

<sup>3</sup>Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad Politécnica de Cartagena, Murcia, España  
[gonzalezdiego@uniovi.es](mailto:gonzalezdiego@uniovi.es)

**Resumen** – De todos son conocidas las bondades de los diodos emisores de luz (*Light-Emitting Diodes*, LEDs) para la iluminación: alta eficiencia, larga vida útil, bajo mantenimiento, etc. Para hacer extensibles estas ventajas a toda la luminaria, el convertidor encargado de la alimentación no puede limitar sus características, y ha de ser también eficiente y duradero. Además, en el caso concreto de las lámparas LED para la sustitución de bombillas incandescentes hay que añadir más requisitos: la necesidad de reducir los costes y el cumplimiento de la normativa vigente de inyección de armónicos de baja frecuencia en la red de distribución de alterna. Por lo tanto, se exige mucho del convertidor a diseñar. A raíz de las últimas modificaciones relativas a equipos de baja potencia que ha introducido la normativa, surge la posibilidad de aplicar una solución topológica presentada en el pasado, que puede reunir todas las especificaciones requeridas. Este artículo propone los Reductores de Armónicos Activos (RA<sup>2</sup>) sin condensador electrolítico [1] para el diseño del convertidor CA/CC en este tipo de luminarias, revisando esta familia de topologías y presentando modificaciones sobre las mismas para conseguir los objetivos preestablecidos. Finalmente, esta propuesta se validará a partir de las pruebas realizadas sobre un prototipo de 24 W.

**Palabras clave**— LEDs, convertidores CA/CC y corrección del factor de potencia.

## I. INTRODUCCIÓN

Los diodos emisores de luz (*Light-Emitting Diodes*, LEDs) son hoy en día una realidad en el mundo de la iluminación. Están empezando a copar el mercado gracias a sus excelentes características: alta eficiencia, larga vida útil, bajo mantenimiento, no nocivos para el medioambiente, etc. [2-3]. Para hacer extensible estas características a toda la luminaria, el convertidor que alimenta a los LEDs también ha de ser eficiente, robusto y durable.

En el caso de luminarias LEDs conectadas a la red de distribución de baja tensión se ha de emplear un convertidor CA/CC. Concretando aún más la aplicación, las luminarias LED que sustituyen a lámparas incandescentes, fluorescentes, etc., denominadas lámpara de sustitución, también han de presentar una bajo coste y el reducido tamaño. Por lo tanto, la solución que se ha de proponer para el diseño y construcción

del convertidor CA/CC no es obvia por su exigencia.

Tradicionalmente los convertidores CA/CC conectados a la red distribución de alterna han de cumplir una normativa que limita la inyección de armónicos de baja frecuencia (IEC 61000-3-2 [4] y ENERGY STAR® *program* [5]). En el pasado esta normativa era muy restrictiva con los equipos de iluminación (masivamente conectados), requiriendo de ellos una demanda de corriente muy sinusoidal (e.g. IEC 61000-3-2, Clase C). Este hecho es trascendente para el convertidor CA/CC, ya que ha de corregir activamente el Factor de Potencia (FP). Es tipo de convertidores CA/CC, los Correctores del Factor de Potencia (CFP), difícilmente cumplen con las especificaciones de coste y tamaño para las lámparas de sustitución. Sin embargo, esta exigencia respecto a la demanda de corriente desapareció con la nueva versión de la normativa para equipos de baja potencia [4]. A partir del 2014 los convertidores CA/CC de menos de 25 W en aplicaciones de iluminación deben estar limitados por la Clase D, que impone unos límites menos exigentes que la Clase C. En este punto, no se hace necesaria la demanda de una corriente sinusoidal, y soluciones presentadas en el pasado se pueden rescatar para las lámparas de sustitución LED.

Tradicionalmente, se ha usado el convertidor *flyback* como convertidor CA/CC para las lámparas de sustitución LED. Las principales razones son su reducido coste, simplicidad y alto FP (operando en Modo de Conducción Discontinuo, MCD) para los niveles de potencia requeridos. En este caso la eficiencia pasa a un segundo plano, obteniendo la mayor de todas cuando se reduce la frecuencia de conmutación por debajo de 100 kHz (nunca mayor del 85%). Muchos autores se han centrado en mejorar la eficiencia del *flyback* proponiendo diversas topologías [7-10], siempre sacrificando alguna otra especificación (coste, simplicidad, FP, etc.). Sin embargo, pocos esfuerzos se han realizado en las lámparas de sustitución LED en relación a su vida útil. No hay apenas propuestas para la eliminación del condensador electrolítico en estos convertidores de única etapa.

En este artículo se propone una solución topológica para el diseño de un convertidor CA/CC para lámparas de sustitución sin condensador electrolítico. El cambio de la normativa (i.e. [4]) permite rescatar una familia de convertidores propuesta en el pasado para la corrección del FP: los Reductores de Armónicos Activos (RA<sup>2</sup>). Este tipo de convertidores reciclan parte de la

---

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía a través del proyecto MINECO-17-DPI2016-75760-R y el Gobierno del Principado de Asturias a través de la beca BP14-140, el proyecto FC-15-GRUPIN14-143 y los fondos FEDER.

potencia de salida para conformar su corriente de entrada, presentando una distorsión considerable si se quiere mantener una buena eficiencia. La idea es proponer el RA<sup>2</sup> sin condensador electrolítico permitiendo un cierto rizado de baja frecuencia en el bus intermedio. Tradicionalmente este rizado no se permitía, ya que provoca un ligero incremento en la distorsión de la corriente de entrada, que ahora puede no suponer el incumplimiento de la normativa ya que los límites son más laxos (i.e. Clase D). Por otro lado, en el caso concreto de aplicaciones LED, el rizado de baja frecuencia que se permitiría en el bus intermedio podría ser perjudicial, si éste se traslada a la corriente que alimenta los LED, produciendo parpadeos que pueden llegar a ser nocivos para el ser humano (*flycker*). Sin embargo, los RA<sup>2</sup> son capaces de atenuarlo debido a que pueden presentar una dinámica rápida en su corriente de salida en lazo cerrado.

Se va a estructurar este artículo con el objetivo de proponer a los RA<sup>2</sup> como convertidores CA/CC para el diseño y construcción de lámparas de sustitución LED. En el apartado II se va a repasar el principio de operación de los RA<sup>2</sup>. En el apartado III, se va a sustituir su condensador electrolítico y analizar la distorsión en la corriente de entrada que se produce al utilizar otra tecnología, siempre tomado como referencia el cumplimiento de la normativa. En el apartado IV se presentarán los resultados

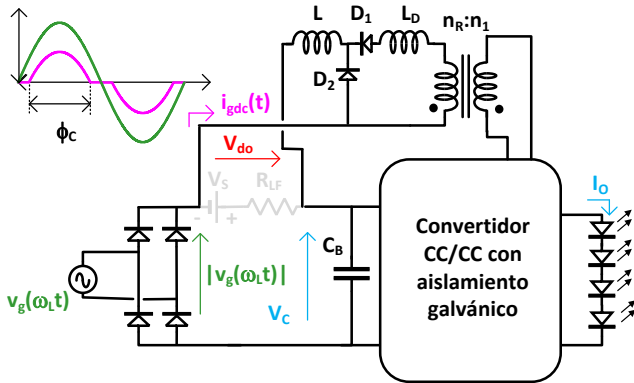


Figura 1. El Reductor Activo de Armónicos (RA<sup>2</sup>) basado en una salida *forward* con bobina retrasadora.

experimentales de un prototipo de 24 W que corrobora la idea propuesta. Finalmente en el apartado V se concluirá sobre la propuesta presentada.

## II. REVISANDO EL REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS (RA<sup>2</sup>)

### A. El RA<sup>2</sup> basado en una salida adicional *forward* con bobina retrasadora

Los RA<sup>2</sup> con soluciones muy bien conocidas en el contexto de convertidores CA/CC con corrección del FP. Aunque su naturaleza se puede plantear desde diversas perspectivas [10-12], en este artículo se va a seguir la basada en una salida *forward* adicional con bobina retrasadora. El esquemático es el que se muestra en la Fig. 1: un convertidor CC/CC con aislamiento

tradicional con una salida *forward* adicional [11] con bobina retrasadora conectada entre el puente rectificador y el condensador de bus (C<sub>B</sub>).

La salida *forward* con bobina retrasadora fue propuesta en [13] en el contexto de convertidores CC/CC con aislamiento galvánico y varias salidas reguladas independientemente. Como se puede ver en la Fig.1, la salida adicional es similar a una salida *forward* pero añadiendo la bobina L<sub>D</sub> entre el ánodo del diodo D<sub>1</sub> y uno de los terminales del devanado secundario. Operando en Modo de Conducción Continuo (MCC) (i.e. L<sub>D</sub> >> L<sub>D</sub>), su equivalente *Thevenin* será una fuente de tensión (V<sub>S</sub>) con una resistencia libre de pérdida en serie (R<sub>LF</sub>). Las deducciones de ambas expresiones se pueden encontrar en [11] y [13]:

$$V_S = \frac{n_R}{n_1} \cdot V_{ip} \cdot d, \quad (1)$$

$$R_{LF} = L_D \cdot f_s. \quad (2)$$

dónde V<sub>ip</sub> y n<sub>R</sub>/n<sub>1</sub> son el valor de pico de la tensión en el primario y la relación de transformación de la salida adicional respectivamente, d es el ciclo de trabajo y f<sub>s</sub> la frecuencia de conmutación.

A través de la salida adicional se reciclan parte de la potencia de salida para conformar su corriente de entrada. A mayor energía reciclada, la corriente de entrada será más sinusoidal. Sin embargo, hay que llegar a una solución de compromiso (calculando V<sub>S</sub> y R<sub>LF</sub>) entre eficiencia y FP, siempre cumpliendo la normativa vigente [4-5].

El análisis estático de los RA<sup>2</sup> basados en una salida adicional *forward* con bobina retrasadora ya ha sido presentado con anterioridad [11]. Las ecuaciones (3)-(6) lo definen: (3) y (6) expresiones que definen la corriente de entrada justo después del puente rectificador de diodos (i<sub>gdc</sub>(t)), (4) el ángulo de conducción (φ<sub>C</sub>) y (5) la potencia media procesada (P<sub>g</sub>):

$$i_{gdc}(t) = \frac{V_{gp} \cdot |\sin(\omega_L t)| - V_C + V_S}{R_{LF}}, \quad (3)$$

$$\phi_C = 2\cos^{-1}\left(\frac{V_C - V_S}{V_{gp}}\right), \quad (4)$$

$$P_g = \frac{1}{\pi} \int_{(\phi_C - \pi)/2}^{(\phi_C + \pi)/2} [i_{gdc}(t) \cdot V_{gp} \cdot |\sin(\omega_L t)|] dt = \frac{V_{gp}^2}{2\pi R_{LF}} (\phi_C - \sin(\phi_C)), \quad (5)$$

$$i_{gdc}(t) = \frac{2\pi P_g}{V_{gp}} \left( \frac{|\sin(\omega_L t)| - \cos(\frac{\phi_C}{2})}{\phi_C - \sin(\phi_C)} \right). \quad (6)$$

dónde V<sub>gp</sub> es el valor de pico de la tensión de entrada (v<sub>g</sub>(t)=V<sub>gp</sub>·|sin(ω<sub>L</sub>t)|), ω<sub>L</sub> la frecuencia angular de red y V<sub>C</sub> la tensión del condensador del bus intermedio. Hay que puntualizar que las expresiones (3) y (6) son válidas únicamente en el intervalo de conducción definido por [(π-φ<sub>C</sub>)/2, (π+φ<sub>C</sub>)/2], el resto del periodo de red i<sub>gdc</sub>(t) es cero.

Partiendo de la expresión (6), se pueden calcular fácilmente los valores mínimos del φ<sub>C</sub> (Tabla I), compatibles con la normativa y que minimizan el reciclado de potencia (i.e. diseños optimizados). Cabe puntualizar que los datos obtenidos de la Tabla I son para diseños propuestos en [11] para la maximización de la eficiencia de RA<sup>2</sup>, siempre limitando la tensión del condensador del bus

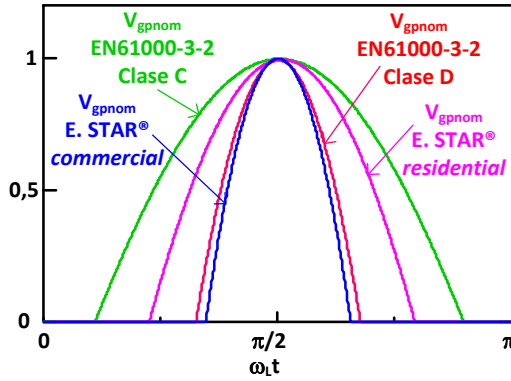


Figura 2. Corriente de entrada normalizada a su valor de pico para cuatro diseños optimizados compatibles con EN 61000-3-2 y ENERGY STAR®.

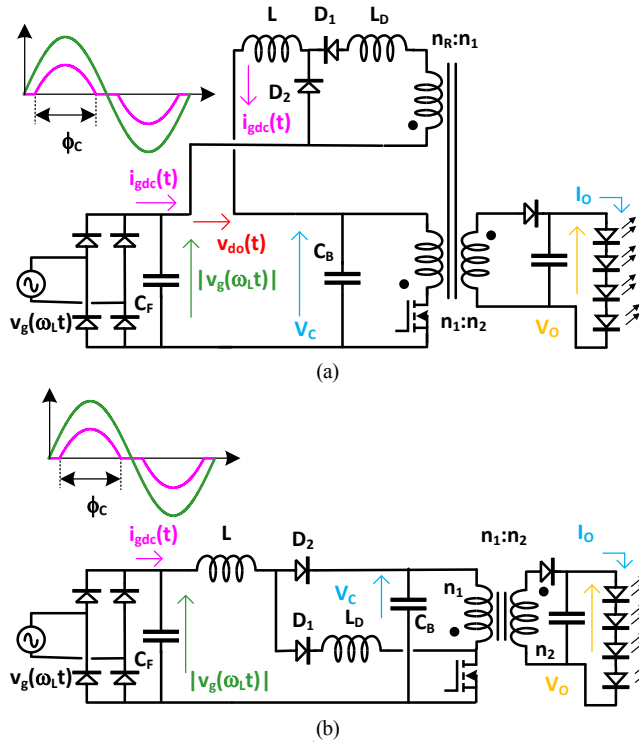


Figura 3. Implementación de un RA² con un convertidor DC/DC flyback. (a) Esquemático. (b) Esquemático simplificado.

intermedio ( $V_C$ ) a valores tecnológicamente asumibles (450 V, tensión máxima de un condensador electrolítico estándar). En la Fig. 2 se representan las corrientes de dichos diseños. También se puede observar que los límites más restrictivos los impone la Clase C, con el mayor de los ángulos de conducción mínimos.

TABLA I. MÍNIMO VALOR DE  $\phi_C$  COMPATIBLE CON LA NORMATIVA

|                                           | $\phi_{Cmin}$ (°) |
|-------------------------------------------|-------------------|
| EN 61000-3-2 Clase C                      | 140,49            |
| EN 61000-3-2 Clase D                      | 63,12             |
| ENERGY STAR® for commercial applications  | 55,59             |
| ENERGY STAR® for residential applications | 103,87            |

B. Usando el convertidor DC/DC flyback para el diseño de un RA² una salida adicional forward con bobina retrasadora

La Fig. 3a muestra la implementación del RA² usando un convertidor CC/CC flyback. La Fig. 3b muestra su simplificación [11]. El convertidor CA/CC de la Fig. 3b, por su simplicidad entre todas las topologías posibles de RA², parece la mejor candidata para el diseño de una luminaria LED de sustitución. Sin embargo, presenta dos inconvenientes. Primero, se pierde un grado de libertad en el diseño del RA² ( $n_R$  debe ser igual  $n_1$ ), lo que supone que el valor máximo tensión el condensador del bus intermedio no se puede limitar como en otros RA². Segundo, hay dos bobinas y un diodo extra en comparación con un convertidor CC/CC flyback tradicional. Ambos inconvenientes son el precio a pagar por la simplicidad de la topología y las prestaciones que se obtendrán de ella al eliminar el condensador electrolítico del bus intermedio.

De la Fig. 3a se puede deducir que  $V_C$  es la tensión de entrada del convertidor CC/CC flyback (operando en Modo de Conducción Continuo (CCM) del RA². Por lo tanto:

$$V_O = \frac{n_2}{n_1} \cdot V_C \cdot \frac{d}{1-d}, \quad (7)$$

dónde  $n_2$  es el número de vueltas del devanado secundario del convertidor DC/DC flyback. También la ecuación (1) se puede reescribir:

$$V_S = \frac{n_R}{n_1} \cdot V_C \cdot d. \quad (8)$$

Como se deduce de la expresión (8),  $V_S$  es función de  $V_C$ ,  $d$  y  $n_R/n_1$ . Con la elección de un valor  $n_R/n_1$  adecuado se puede escoger libremente el valor de  $V_S$  (minimizando las pérdidas), y limitado la tensión  $V_C$  en el peor de los casos. Para ello utiliza siguiente expresión deducida a partir de (4), (7) y (8):

$$V_C - \frac{n_R}{n_1} \cdot V_C \cdot \frac{V_O}{\frac{n_2}{n_1} V_C + V_O} = V_{gp} \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right). \quad (9)$$

Como se ha comentado anteriormente, la aplicación de este estudio a la solución propuesta en la Fig. 3b supone la pérdida de un grado de libertad en el diseño (i.e.  $n_R=n_1$ ). Si de natural los RA² no son soluciones aplicables a un rango universal de variación de la tensión de entrada (no se puede limitar el aumento de la tensión  $V_C$ ), en el caso concreto de la solución de la Fig. 3b este inconveniente se agrava. Sin embargo, para las lámparas de sustitución LED no es obligatoria una especificación de amplia variación de la tensión de entrada.

### III. ANÁLISIS DE LOS RA² CON UN RIZADO DE BAJA FRECUENCIA CONTROLADO EN EL BUS INTERMEDIO

Al reducir la capacidad de  $C_B$  para intentar sustituir el tradicional condensador electrolítico de los RA² por otra tecnología, cierto rizado de baja frecuencia aflora en el bus intermedio. Suponiendo únicamente una componente de dos veces la frecuencia de red en el rizado, se puede calcular la expresión de la tensión del bus intermedio:

$$v_C(t) = V_{Cdc} - V_{Cac} \sin(2\omega_L t) = V_{Cdc}(1 - k \sin(2\omega_L t)), \quad (10)$$

dónde  $V_{dc}$  and  $V_{cac}$  son la componente de continua y la amplitud de la componente de alterna respectivamente y  $k$  el rizado relativo

de la tensión del bus intermedio. Ahora la expresión del ciclo de trabajo (7) se puede reescribir usando (10), suponiendo que la tensión y la corriente de salida se mantiene constante por la acción del lazo de realimentación:

$$d(t) = \frac{V_o}{\frac{n_2}{n_1}(V_{Cdc}(1-k \sin(2\omega_L t)))}. \quad (11)$$

Como se ha comentado anteriormente, de (11) se deduce que el ciclo de trabajo es modulado por el lazo de realimentación para atenuar a la salida el rizado proveniente de  $v_c(t)$ . Este hecho es de gran importancia para aplicaciones de lámpara LED, ya que la sustitución del condensador electrolítico por otra tecnología no produce rizado de baja frecuencia en la corriente que circula por los LED, y por tanto, la luz emitida no produce parpadeos indeseados y a veces nocivos para el ojo humano (*flycker*).

Continuado con el análisis, la variación de  $d(t)$  y el rizado de  $v_c(t)$ , tienen consecuencias en el cálculo de  $V_s$  (que ahora pasa a denominarse  $v_s(t)$ ). Partiendo de (8), sustituyendo  $d$  por  $d(t)$  (11) y  $V_c$  por  $v_c(t)$  (10), la expresión de  $v_s(t)$  es:

$$v_s(t) = V_o \frac{\frac{n_R}{n_1} \frac{(1-k \sin(2\omega_L t))}{\frac{n_2}{n_1}(1-k \sin(2\omega_L t)) + \frac{V_o}{n_1 V_{Cdc}}}}. \quad (12)$$

El hecho que  $v_s(t)$  ahora no sea constante tiene también consecuencias sobre la corriente de entrada, ya que ahora no será sinusoidal durante el intervalo de conducción de los diodos del puente rectificador de entrada. Para la deducción de  $i_{gdc}(t)$  se usarán (3), (11) y (12):

$$i_{gdc}(t) = \frac{1}{R_{LF}} \left[ V_{gp} |\sin(\omega_L t)| + V_o \frac{\frac{n_R}{n_1} \frac{(1-k \sin(2\omega_L t))}{\frac{n_2}{n_1}(1-k \sin(2\omega_L t)) + \frac{V_o}{n_1 V_{Cdc}}}}{V_{Cdc}(1-k \sin(2\omega_L t))} \right]. \quad (13)$$

Cabe recordar otra vez que (13) es únicamente válida para el intervalo de tiempo en que  $v_g(t)$  es mayor que  $v_c(t)-v_s(t)$ . Este intervalo se puede deducir igualando la ecuación (13) a 0:

$$V_{gp} |\sin(\omega_L t_i)| + V_o \frac{\frac{n_R}{n_1} \frac{(1-k \sin(2\omega_L t_i))}{\frac{n_2}{n_1}(1-k \sin(2\omega_L t_i)) + \frac{V_o}{n_1 V_{Cdc}}}}{V_{Cdc}(1-k \sin(2\omega_L t_i))} = 0;$$

$$V_{Cdc}(1-k \sin(2\omega_L t_i)) = 0; \quad i = 1, 2, \quad (14)$$

dónde ahora el ángulo de conducción se deduce como:

$$\phi_c = 2\pi \frac{t_2 - t_1}{T} \quad (15)$$

Por otro lado, la expresión de  $R_{LF}$  se puede deducir a partir de (14) para una determinada potencia procesada por el  $RA^2$ :

$$R_{LF} = \frac{1}{P_{g \frac{T}{2}}} \int_{t_1}^{t_2} i_{gdc}(t) V_{gp} |\sin(\omega_L t)| dt = \frac{1}{P_{g \frac{T}{2}}} \int_{t_1}^{t_2} \left[ V_{gp} |\sin(\omega_L t)| + V_o \frac{\frac{n_R}{n_1} \frac{(1-k \sin(2\omega_L t))}{\frac{n_2}{n_1}(1-k \sin(2\omega_L t)) + \frac{V_o}{n_1 V_{Cdc}}}}{V_{Cdc}(1-k \sin(2\omega_L t))} \right] V_{gp} |\sin(\omega_L t)| dt. \quad (16)$$

A estas alturas del análisis de la distorsión de la corriente de

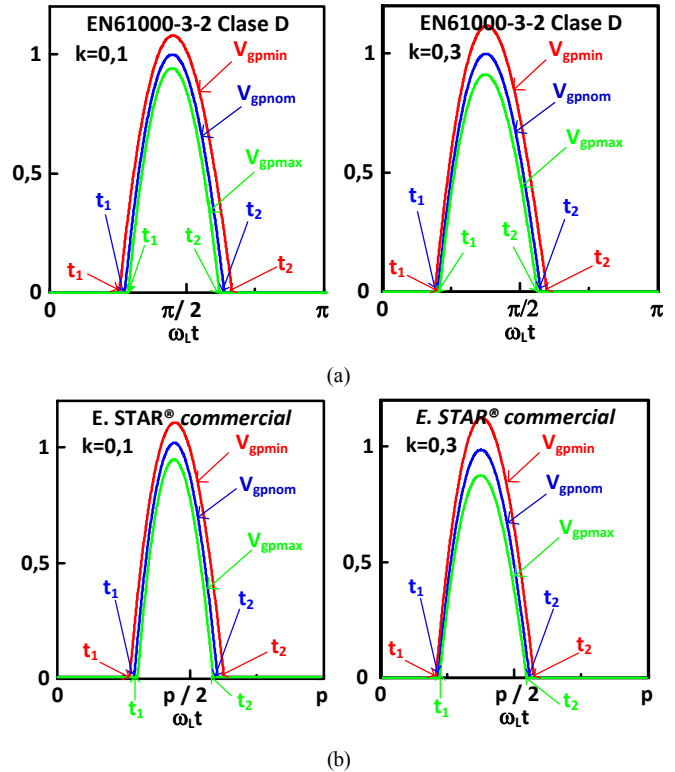


Figura 4. Corriente de entrada normalizada al valor de pico de la tensión nominal para diferentes diseños optimizados y diferentes valores de  $k$ : a) EN61000-3-2 Clase D para un rango europeo de tensión de entrada. b) ENERGY STAR® for commercial applications para un rango americano de tensión de entrada.

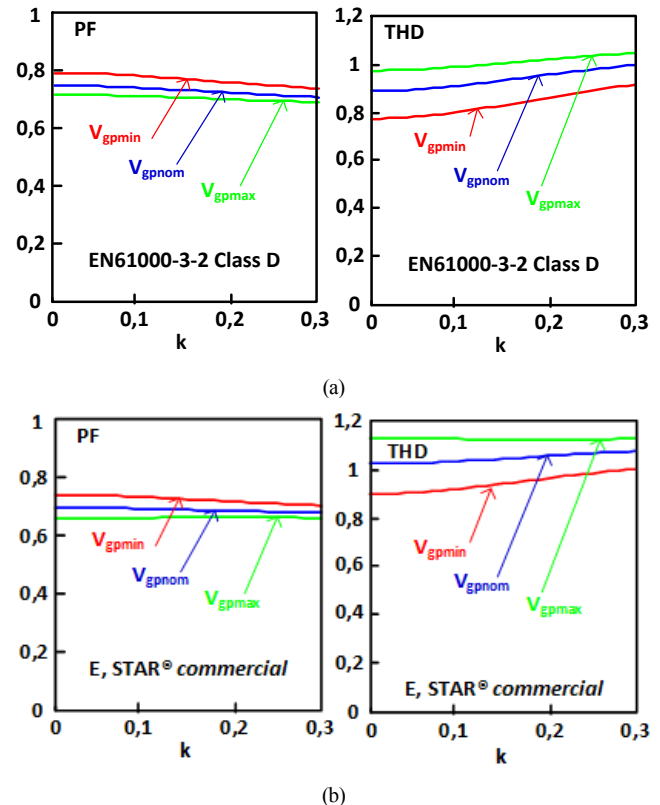


Figura 5. FP y DAT frente a  $k$  para diferentes diseños optimizado: a) EN61000-3-2 Clase D para un rango europeo de tensión de entrada. b) ENERGY STAR® for commercial applications para un rango americano de tensión de entrada.

entrada de los RA<sup>2</sup> (permitiendo un rizado de baja frecuencia controlado en el bus intermedio), se pueden dibujar la corriente de entrada para determinados diseños. La Fig. 4 muestra la corriente de entrada normalizada de los diseños en Clase D y ENERGY STAR® *commercial* anteriormente mostrados en la Fig. 3 (se han escogido los que menos potencia deben reciclar, y por tanto, mejor eficiencia presentan), pero ahora considerando un cierto rizado controlado de baja frecuencia en el bus intermedio (i.e.  $k < 0,3$ ). Como se puede comprobar la corriente de entrada presenta una ligera distorsión adicional en relación a la distorsión natural de los RA<sup>2</sup>. Esta distorsión “extra” se concreta en que ahora la corriente no es sinusoidal durante el intervalo  $[t_1, t_2]$  y dicho intervalo no está centrado en  $\omega_L t = \pi/2$  (Fig. 4). Para cuantificar la distorsión en la corriente de entrada se calcula el FP y la Distorsión Armónica Total (DAT) en función de  $k$  a partir de (13), (14) y (15). La Fig. 5 muestra los resultados para los diseños anteriormente o presentados en la Fig. 4. Como se puede comprobar en la Fig. 5, la distorsión “extra” añadida por permitir cierto rizado controlado (i.e.  $k < 0,3$ ) en el bus intermedio se puede considerar despreciable en relación a la distorsión que ya presentan de natural los RA<sup>2</sup>.

En este punto se va a concluir sobre los resultados obtenidos en este análisis de la distorsión de la corriente de entrada de los RA<sup>2</sup> con un rizado de baja frecuencia controlado en el bus intermedio: la distorsión que se añade a la natural es despreciable. Esta conclusión es significativa ya que la propuesta a realizar es: diseñar tradicionalmente los RA<sup>2</sup> (diseño ya propuesto en el pasado para cumplir la normativa [11] y mantener una eficiencia razonable), pero permitiendo un rizado moderado (i.e.  $k < 0,3$ ) en el bus intermedio que permita la sustitución del condensador electrolítico por otra tecnología. Así se aumentará la vida útil de la lámpara LED de sustitución.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Un prototipo experimental de un RA<sup>2</sup> se construyó para cumplir con la normativa en EN61000-3-2 Clase D y ENERGY STAR® *for commercial*. Las principales especificaciones del mismo son:  $\phi_{Cnom}=70^\circ$ ,  $P_{gmax}=24$  W,  $V_O=19$  V,  $f_s=110$  kHz, rango de tensión de entrada americano (i.e.,  $90\sqrt{2} < V_{gp} < 130\sqrt{2}$  and 60 Hz), operación en MCC (i.e.,  $L=1,8$  mH),  $n_2/n_1=0.1$  y  $d_{max}=0.6$ . El RA<sup>2</sup> fue diseñado siguiendo el procedimiento propuesto en [11] para  $R_{Lf}=43,45$  (i.e.,  $L_D=0,39$  mH) y  $n_S=n_1$

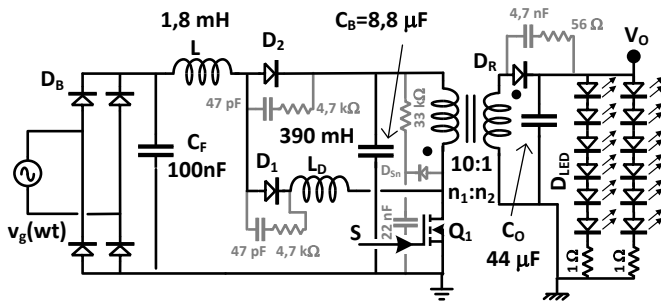


Figura 6. Esquemático del prototipo experimental.

(para más detalles véase Fig. 6). Como condensador del bus intermedio se utilizaron cuatro condensadores cerámicos de 2,2 μF. El control del RA<sup>2</sup> se llevó a cabo con el Circuito Integrado (CI) UC3825, diseñando un lazo rápido de la corriente de salida capaz de eliminar el rizado de baja frecuencia proveniente del bus intermedio. Finalmente a la salida del RA<sup>2</sup> se contactaron dos filas de 6 LEDs en paralelo.

La Fig. 7a muestra los resultados experimentales del de la corriente de entrada (magenta) y de la tensión de bus intermedio (azul). Como se puede comprobar existe rizado de baja frecuencia en el bus intermedio. El rizado de  $v_C(t)$  produce una distorsión “extra” en relación a la tradicional en los RA<sup>2</sup>. Para valorar experimentalmente la magnitud de esa distorsión también se mide en la Fig. 7b las mismas formas de onda pero con un valor de  $C_B=55,8$  (añadiendo un condensador electrolítico de 47 μF en paralelo con los cerámicos). Ahora no existe rizado en el bus intermedio y la corriente prácticamente es igual a la de la Fig. 7a. En la Tabla II se muestran los resultados experimentales del FP y DAT con y sin rizado en el bus intermedio para diversos valores de pico de la tensión de entrada. Como se puede comprobar la

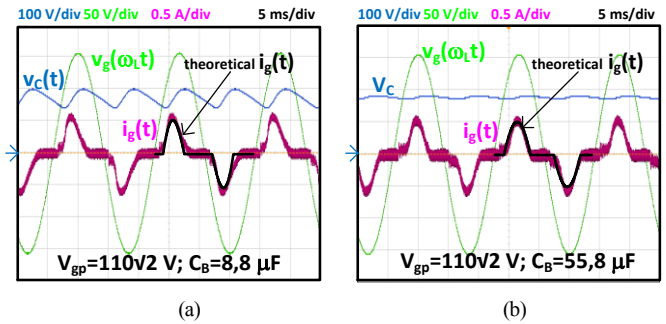


Figura 7. Formas de onda características del RA2. a) Con rizado de baja frecuencia en el bus intermedio. B) Sin rizado de baja frecuencia en el bus intermedio.

distorsión “extra” que se produce es despreciable en relación al natural en los RA<sup>2</sup>. Finalmente en la Fig. 8 se muestra el contenido armónico del RA<sup>2</sup> con rizado y los límites de la normativa EN61000-3-2 en Clase D.

TABLA II, FP Y DAT EXPERIMENTALES

| ESPECIFICACIÓN                    | $V_{gp}$ [V <sub>rms</sub> ] | FP    | DAT [%] |
|-----------------------------------|------------------------------|-------|---------|
| RA <sup>2</sup> con $C_B=55,8$ μF | 90                           | 0,905 | 50,10   |
|                                   | 110                          | 0,854 | 64,83   |
|                                   | 130                          | 0,83  | 66,71   |
| RA <sup>2</sup> con $C_B=8,8$ μF  | 90                           | 0,849 | 47,63   |
|                                   | 110                          | 0,812 | 57,49   |
|                                   | 130                          | 0,789 | 67,04   |

A continuación se va a evaluar el impacto que tiene en la corriente de salida (corriente por los LEDs) el rizado de baja frecuencia del bus intermedio. En la Fig. 9a se muestra la corriente de salida (amarillo) y la tensión del bus intermedio (azul). Se puede comprobar cómo el rizado de baja frecuencia es atenuado por el lazo de corriente de salida del RA<sup>2</sup>. La Fig. 9b muestra que todo el contenido armónico de la luz emitida está en la zona de

operación segura definida por el estándar [14]. Por lo tanto, se ha asegurado ausencia del *flycker* nocivo para la salud.

Finalmente la Fig. 10 muestra un rendimiento cercano al 80% en todo de rango de operación de la tensión de entrada. Es la eficiencia esperada en un RA<sup>2</sup>. Sin embargo, inferior que otras soluciones para el diseño de lámparas de sustitución LED. Este es el precio a pagar por una solución sencilla y de bajo coste sin condensador electrolítico.

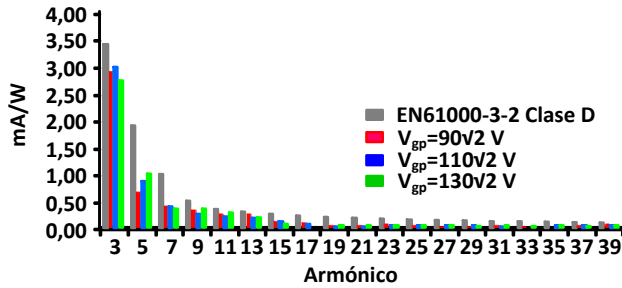


Figura 8. Contenido armónico del RA<sup>2</sup> experimental y límites de la normativa EN61000-3-2 Clase D.

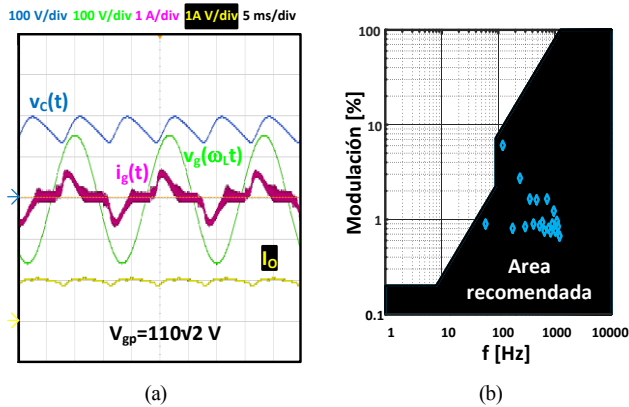


Figura 9. a) Principales formas de onda del RA<sup>2</sup> para ejemplificar la ausencia de *flycker*. b) Contenido armónico de la luz (modulación [%]) dentro de la zona segura según [14].

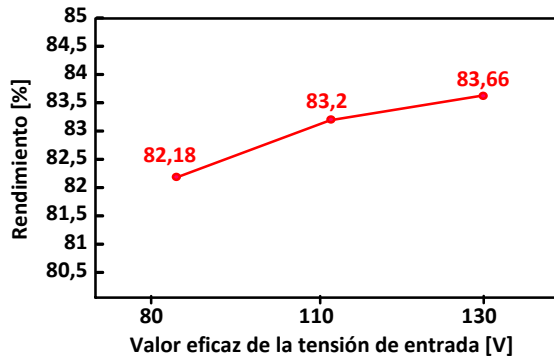


Figura 10. Rendimiento del prototipo en función de la tensión de entrada.

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta un convertidor CA/CC para aplicaciones LED de lámparas de sustitución basado en un RA<sup>2</sup>. El principio de operación de este tipo de convertidores junto con el cambio normativo dispuesto para equipos de iluminación de baja potencia, hace posible la eliminación del condensador electrolítico sin perjuicio en el cumplimiento de la normativa de inyección de armónicos de baja frecuencia y de la calidad de la luz emitida (ausencia de *flycker*). Este artículo demuestra este hecho partir de estudios teóricos y su verificación experimental. También cabe remarcar que este los RA<sup>2</sup> presentan un rendimiento menor que otras soluciones y que no son adecuados para amplios rango de tensión de entrada (e.g. rango universal). Este es el precio a pagar por una solución sencilla y de bajo coste sin condensador electrolítico.

## REFERENCIAS

- [1] G. Lamar, M. Arias, A. Fernandez, J. A. Villarejo and J. Sebastian, "Active Input Current Shaper Without an Electrolytic Capacitor for Retrofit Lamps Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 5, pp. 3908-3919, May 2017.
- [2] 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.
- [3] Shur, M.S.; Zukauskas, R. "Solid-State Lighting: Toward Superior Illumination," Proceedings of the IEEE, vol.93, no.10, pp.1691-1703, Oct. 2005.
- [4] Draft of the proposed CLC Common Modification to EN 61000-3-2:2014.
- [5] Revised ENERGY STAR Program Requirements for Solid-State Lighting Luminaires: Eligibility Criteria - Version 1.1, December 2008.
- [6] Buso, S.; Spiazzi, G.; Sichirollo, F., "Study of the Asymmetrical Half-Bridge Flyback Converter as an Effective Line-Fed Solid-State Lamp Driver," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.61, no.12, pp.6730,6738, Dec. 2014
- [7] 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.
- [8] Lamar, D.G.; Fernandez, M.; Arias, M.; Hernando, M.M.; Sebastian, J., "Tapped-Inductor Buck HB-LED AC-DC Driver Operating in Boundary Conduction Mode for Replacing Incandescent Bulb Lamps," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.27, no.10, pp.4329,4337, Oct. 2012.
- [9] Lamar, D.G.; Arias, M.; Hernando, M.M.; Sebastian, J., "Using the Loss-Free Resistor Concept to Design a Simple AC-DC HB-LED Driver for Retrofit Lamp Applications," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.51, no.3, pp.2300,2311, May-June 2015.
- [10] Huber, L.; Jovanovic, M.M., "Design optimization of single-stage single-switch input-current shapers," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.15, no.1, pp.174,184, Jan 2000.
- [11] Sebastian, J.; Hernando, M.M.; Fernandez, A.; Villegas, P.J.; Diaz, J., "Input current shaper based on the series connection of a voltage source and a loss-free resistor," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.37, no.2, pp.583,591, Mar/Apr 2001.
- [12] Jinrong Qian and F. C. Lee, "A high efficient single stage single switch high power factor AC/DC converter with universal input," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, Atlanta, GA, 1997, pp. 281-287 vol.1.
- [13] Sebastian, J.; Uceda, J., "Two different types of fully regulated two-output dc-to-dc converters with one switch". Second International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Birmingham (Reino Unido), noviembre 1986, pp. 172-176.
- [14] IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers," in IEEE Std 1789-2015, vol., no., pp.1-80, June 5 2015.