

Convertidor Medio Puente Asimétrico con Salida DCX Auxiliar para Alimentación del Convertidor TIBuck en aplicaciones VLC-LED

Theyllor Hentschke de Oliveira
*Grupo de Sistemas Electrónicos
de Alimentación*
Universidad de Oviedo
Gijón, España
hentschketheyllor@uniovi.es

Abraham López
*Grupo de Sistemas Electrónicos
de Alimentación*
Universidad de Oviedo
Gijón, España
lopezabraham@uniovi.es

Daniel G. Aller
*Airbus Defense and Space
Company*
Madrid, España
daniel.garcia-aller@airbus.com

Diego G. Lamar
*Grupo de Sistemas Electrónicos
de Alimentación*
Universidad de Oviedo
Gijón, España
gonzalezdiego@uniovi.es

Manuel Arias
*Grupo de Sistemas Electrónicos
de Alimentación*
Universidad de Oviedo
Gijón, España
ariasmanuel@uniovi.es

Resumen — El convertidor reductor de dos entradas tiene muchas ventajas cuando es usado como post-regulador para sistemas de comunicación por luz visible (VLC) mediante diodos emisores de luz (LED). Su principal desventaja es que necesita dos tensiones de entrada con requisitos ligados a la función VLC. Una de las tensiones necesita ser constante, mientras que la otra necesita estar regulada de acuerdo con la variación térmica de la tensión de codo de los LEDs. Este trabajo propone un único convertidor de dos salidas y control sencillo que cumple con los requisitos de tensión antes mencionados, evitando la utilización de dos convertidores o el empleo de un convertidor con un control complejo. El convertidor propuesto surge de la integración de dos convertidores medio puente, uno asimétrico y otro resonante no-controlado. Dada su similitud, ambos comparten una única estructura en el lado primario y un único transformador, reduciendo el número de componentes. Además, una de sus salidas puede ser controlada por el ciclo de trabajo, mientras que la otra es constante e independiente. En este trabajo se presenta su principio de funcionamiento, así como los principales aspectos a considerar para el diseño de la etapa resonante. Para la validación, se presenta un prototipo de 45 W, en el que se cumplieron los requisitos de tensión de salida y se obtuvo una eficiencia global del 94% a plena carga.

Palabras clave — *Comunicación Por Luz Visible, Medio Puente Resonante, Medio Puente Asimétrico, Integración.*

I. INTRODUCTION (HEADING 1)

Los sistemas de comunicación por luz visible (VLC) son una alternativa a la transmisión de datos de forma inalámbrica convencional, como Bluetooth y Wi-Fi [1]-[2]. En VLC la información se transmite a través de la modulación de la luz, evitando interferencias electromagnéticas y simplificando la privacidad gracias al confinamiento físico de la luz.

Los diodos emisores de luz (LED) son ampliamente utilizados para aplicaciones VLC, dado su amplio ancho de banda. Además, para mejorar la tasa de datos y la eficiencia, es común el empleo de convertidores conmutados para controlar tanto la emisión media de luz como la modulación de alta frecuencia (i.e. información) [3]-[4]. En sistemas como el mostrado en la Fig.1, los convertidores que realizan esta tarea se denominan post-reguladores.

Una buena alternativa como post-regulador VLC es el reductor de doble entrada (TIBuck) [5], [6], que se muestra en la Fig.2. Su tensión de salida ($V_{o,TIB}$) es compuesta por la suma de la entrada $V_{TIB,1}$ (ver Fig.2.) y una parte controlada por el

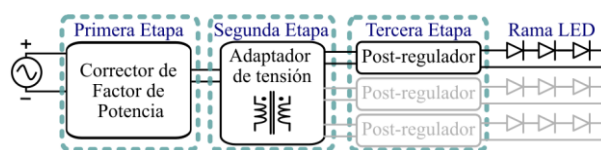


Fig.1. Concepto de sistema VLC-LED de tres etapas.

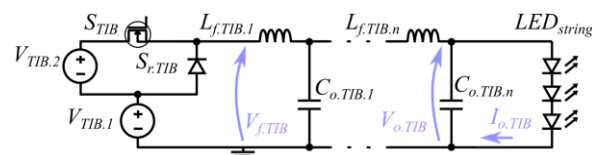


Fig.2. Configuración del convertidor TIBuck.

ciclo de trabajo (D_{TIB}) que corresponde a la tensión $V_{TIB,2}$, como se define por la ecuación (1). Gracias a su configuración, se reducen las tensiones en los semiconductores. Por tanto, el TIBuck permite el uso de semiconductores con características mejores y el funcionamiento a frecuencias más elevadas.

$$V_{o,TIB} = V_{TIB,1} + V_{TIB,2} \cdot D_{TIB}. \quad (1)$$

La forma óptima de diseñar el TIBuck como post-regulador es hacer coincidir la tensión $V_{TIB,1}$ con la tensión de codo de la carga LED (V_{th}), y la tensión $V_{TIB,2}$ con el rango dinámico de tensión de LED (ΔV_{LED}); es decir, con su tensión nominal menos V_{th} . De esta forma, el post-regulador es capaz de realizar una regulación precisa de la corriente suministrada a la carga. Esta manera de aplicar el convertidor TIBuck se podría representar mediante los gráficos de líneas discontinuas que se ven en la Fig.3, que compara el comportamiento de la curva I-V de la carga LED y la curva $V_{o,TIB}$ en función de la variación de D_{TIB} . Sin embargo, como se ve en la gráfica superior (de la Fig. 3), la tensión de codo está supeditada a una considerable derivada térmica negativa en V_{th} [5], aunque no influye significativamente el ΔV_{LED} .

En el caso de que el TIBuck tenga que compensar esta variación en V_{th} , el rango del ciclo de trabajo (ΔD_{TIB}) responsable del control de la corriente se ve comprometido, reduciendo la resolución de la señal disponible para la comunicación. Con el fin de mitigar este problema, este trabajo propone que la segunda etapa (adaptador de tensión) proporcione las dos tensiones de entrada del TIBuck, compensando en $V_{TIB,1}$ las variaciones de V_{th} de forma dinámica, manteniendo $V_{TIB,2}$ constante. Este planteamiento

se ilustra la Fig. 3, donde se puede ajustar $V_{TIB,1}$ de forma dinámica mediante la etapa previa, de forma que el rango de D_{TIB} sigue siendo usado, en su totalidad, para regular la luz (enviar información).

La segunda etapa propuesta consiste en la integración de dos convertidores de alta eficiencia: un convertidor medio puente asimétrico (AHB) [7]-[8] y un convertidor medio puente resonante no-controlado (DCX)[9][10]. El resultado es un convertidor AHB integrado con solamente un transformador y dos devanados auxiliares, con dos salidas de tensión independientes, una independiente de su ciclo de trabajo y constante, y la otra controlable, lo que cumple con las necesidades del driver TIBuck para VLC respecto a sus tensiones de entrada.

El documento está estructurado de la siguiente manera. En la sección II se exponen brevemente los convertidores AHB y DCX. Su integración se describe en la sección III. En la sección IV se detalla el diseño del tanque resonante de la estructura auxiliar. El prototipo y los resultados experimentales se presentan en la sección V, y en la sección VI se muestran las conclusiones.

II. TOPOLOGÍAS UTILIZADAS EN LA INTEGRACIÓN

A. Convertidor Medio Puente Asimétrico

El convertido AHB se muestra en la Fig. 4. Los MOSFETs S_1 y S_2 operan con señales complementarias [7], siendo D el ciclo de trabajo de S_1 . Con una tensión de entrada constante V_g y un ciclo de trabajo asimétrico, las tensiones en los condensadores C_1 y C_2 puede describirse matemáticamente mediante las ecuaciones (2) y (3). El ciclo de trabajo asimétrico permite que pueda alcanzarse ZVS y la forma de onda resultante permite reducir el tamaño del filtro [7]. La tensión de salida resultante ($V_{o,AHB}$) se define por la ecuación (4), donde, N_p , N_1 y N_2 son el número de vueltas del devanado primario y secundarios, con respecto a la Fig.4.

$$V_{C1} = (1 - D) \cdot V_g, \quad (2)$$

$$V_{C2} = D \cdot V_g. \quad (3)$$

$$V_{o,AHB} = V_g \cdot D \cdot (1 - D) (N_1 + N_2)/N_p, \quad (4)$$

B. Convertidor Medio Puente Resonante No-Controlado

El circuito del convertidor medio puente resonante no-controlado se muestra en la Fig. 5. Este convertidor forma parte de un grupo de circuitos utilizados como transformadores electrónicos (DCX), y opera comúnmente con un ciclo de trabajo de 50% [9], [10]. Los devanados del lado secundario tienen el mismo número de vueltas ($N_1 = N_2$) y, de esta manera, la tensión de salida se define a través de (5). Los elementos del tanque resonante son el condensador de salida ($C_{r,DCX}$) y las inductancias de dispersión del transformador (L_{k1} y L_{k2}). Este convertidor permite obtener conmutación a tensión cero (ZVS) en S_1 y S_2 y a corriente cero (ZCS) en los rectificadores [10], lo que implica un rendimiento elevado.

$$V_{o,DCX} = V_g \cdot N_1/N_p. \quad (5)$$

III. AHB Y CIRCUITO DCX RESONANTE AUXILIAR

Los circuitos AHB y DCX resonante (Fig. 4 y 5) tienen la misma estructura en el primario. Esto permite la integración directa de los dos convertidores, tal y como se muestra en la Fig. 6. El circuito tiene una estructura semejante al AHB tradicional, con dos devanados auxiliares añadidos al transformador y correspondientes al DCX. La salida principal

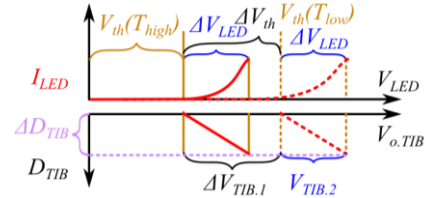


Fig.3. Comparación del comportamiento de la curva I-V del LED para variaciones entre temperaturas altas (T_{high}) y bajas (T_{low}) y la señal de tensión de salida del TIBuck en función del D_{TIB}

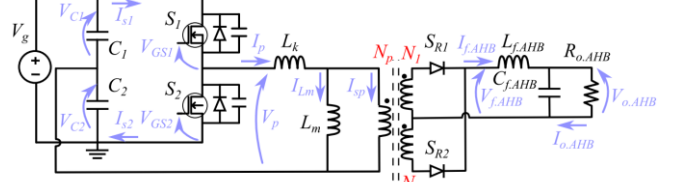


Fig.4. Topología AHB.

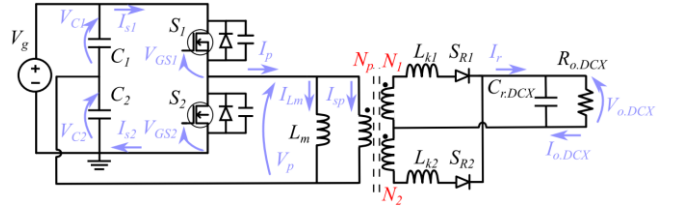


Fig.5. Topología DCX resonante.

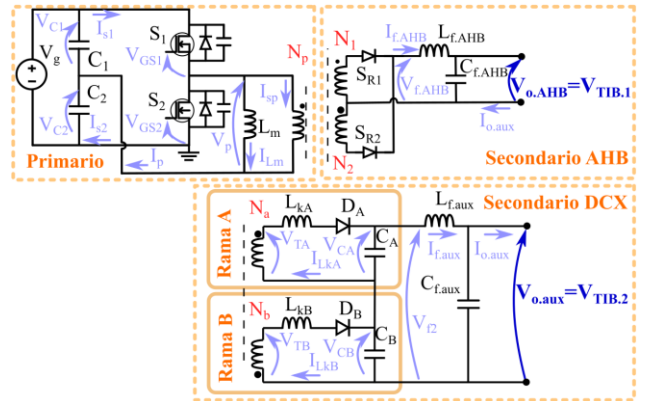


Fig.6. Propuesta de circuito AHB con topología auxiliar DCX resonante.

($V_{o,AHB}$), equivalente a la salida del AHB, sigue siendo controlable a través de D , permitiendo el uso de modelos y estrategias de control conocidas [13][14]. Además, la inductancia del filtro ($L_{f,AHB}$) desacopla la salida del AHB de las resonancias de la salida auxiliar (DCX).

El circuito auxiliar basado en el DCX tiene dos ramas resonantes (A y B), que consisten en su devanado con su inductancia de dispersión (L_{ka} y L_{kb}) en serie con su diodo rectificador (D_A y D_B) y su condensador (C_A y C_B). La configuración de las ramas hace que sus diodos conduzcan en periodos complementarios. Las ramas A y B resuenan cuando sus tensiones son proporcionales a V_{C1} y V_{C2} respectivamente. Por lo tanto, el balance voltios-segundo aplicado a L_{ka} y L_{kb} resulta en (6) y (7), donde N_p , N_a y N_b representan el número de vueltas de las bobinas del primario y de los secundarios de las ramas A y B. La tensión de salida del auxiliar ($V_{o,aux}$) es definida por la conexión serie de los condensadores C_A y C_B (8). Suponiendo que los valores de N_a y N_b son iguales, sustituyendo los valores de V_{C1} y V_{C2} en (2) y (3), el valor $V_{o,aux}$ se puede obtener como se muestra en (9).

$$V_{CA} = V_{C1} \cdot N_a/N_p, \quad (6)$$

$$V_{CB} = V_{C2} \cdot N_b / N_p. \quad (7)$$

$$V_{o.aux} = V_{CA} + V_{CB} = (V_{C1} \cdot N_a + V_{C2} \cdot N_b) / N_p, \quad (8)$$

$$V_{o.aux} = V_g \cdot N_a \cdot N_p^{-1}. \quad (9)$$

Como indican las ecuaciones (4) y (9), $V_{o.AHB}$ depende de D , mientras que $V_{o.aux}$ es independiente a variaciones en D . Por consiguiente, se pueden cumplir los requisitos impuestos por el controlador VLC basado en TIBuck, con respecto a sus dos entradas, conectando $V_{TIB.1}$ con $V_{o.AHB}$ y $V_{TIB.2}$ con $V_{o.aux}$.

A. Descripción de las etapas de operación

En esta sección se explicarán brevemente las cinco primeras etapas del funcionamiento de la topología propuesta mostradas en la Fig.7. Una explicación más detallada puede encontrarse en [11].

1) *Etapas 1, t_0 a t_1* : El MOSFET S_1 se enciende, aplicando V_{C1} al primario del transformador. Justo antes de que S_1 empiece a conducir, la tensión del V_{CA} es inferior a V_{C1} reflejada. Por lo tanto, la resonancia por el tanque resonante $L_{ka}-C_A$ ha comenzado antes de la de la primera etapa.

2) *Etapas 2, t_1 a t_2* : Esta etapa está marcada por el fin de la resonancia en la rama A. No obstante, $I_{f.aux}$ sigue descargando C_A y C_B . Esta etapa termina cuando S_1 se apaga.

3) *Tiempo muerto, t_2 a t_3* : El tiempo muerto presenta más etapas, pero se han simplificado (para más detalles, véanse [11] y [15]). Por un lado, permite alcanzar ZVS en los interruptores del primario. Por otro, debido a la evolución de V_p , V_{TB} acabará siendo superior a V_{CB} , forzando el inicio de una resonancia en la rama B (en t_3). A continuación, el mismo proceso descrito para la rama A se inicia para la rama B.

B. Definición del ciclo de trabajo y sus implicaciones

El rango de $V_{o.AHB}$ debe ser igual al de $V_{TIB.1}$, que es definido por los valores mínimo y máximo de V_{th} de los LEDs (en función de la temperatura). En la Fig.8 se muestra la curva V-I del LED para tres temperaturas diferentes (parte superior). También muestra la ganancia de la salida AHB de la topología propuesta ($V_{o.AHB}$) (parte inferior). En este último caso, se consideran tres tensiones de entrada distintas (V_g) considerando que el rizado de tensión no es despreciable en torno a su valor nominal ($V_{g.nom}$).

El ciclo de trabajo mínimo (D_{min}) se emplea para alcanzar la tensión de salida mínima ($V_{o.AHB.min} = V_{th.high}$) con la tensión de entrada máxima ($V_{g.max}$). Lo mismo pasa al ciclo de trabajo máximo (D_{max}), aplicable a la tensión de salida máxima ($V_{o.AHB.max} = V_{th.low}$) con la tensión de entrada mínima ($V_{g.min}$). Además, el ciclo de trabajo nominal ($D_{nom.vgnom}$), y sus variaciones $D_{nom.vgmin}$ y $D_{nom.vgmax}$, se aplican para alcanzar las tensiones de salida para temperaturas nominales ($V_{o.AHB.nom} = V_{th}(T_{nom})$) con la tensión de entrada nominal ($V_{g.nom}$), mínima ($V_{g.min}$) y máxima ($V_{g.max}$), respectivamente.

El valor de D_{max} se fija en 50% [20]. Los demás valores de D se determinan a través de (4) y sustituyendo $V_{o.AHB}$ y V_g por las condiciones de tensión correspondientes. Para este fin, también se extrae el valor de N_2 según la ecuación (10), que se utiliza para anular el valor medio de la corriente de magnetización (I_{Lm}) en condiciones nominales [15].

$$N_2 = N_1 \cdot D_{nom.vgnom} / (1 - D_{nom.vgnom}). \quad (10)$$

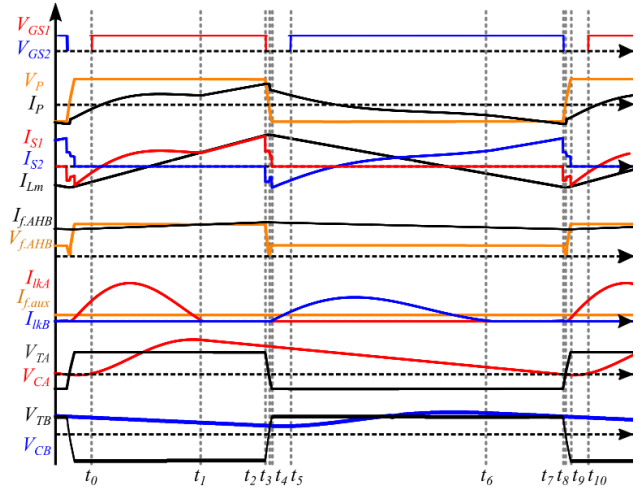


Fig.7. Formas de onda simplificadas del convertidor AHB con una salida auxiliar DCX resonante.

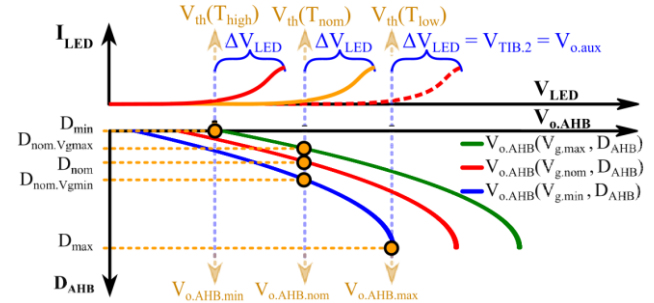


Fig.8. Comparación entre el comportamiento de la curva I-V de una carga LED para T_{high} , T_{nom} y T_{low} y el valor $V_{o.AHB}$ con variaciones en D para $V_{g.nom}$, $V_{g.min}$ y $V_{g.max}$.

C. Análisis de circuitos resonantes

El diseño óptimo del circuito resonante auxiliar debe proporcionar una corriente como la mostrada en la Fig.7, llegando a cero antes del cambio de la señal de gobierno. De esta forma se garantiza ZCS en el diodo de rectificación. En un DCX tradicional, el ciclo de trabajo se fija en 50% y se hace coincidir el periodo resonante de cada rama con la mitad del periodo de conmutación. Con todo, debido a la integración con el AHB, en esta topología el valor de D cambia durante el funcionamiento del convertidor, y así lo hace el tiempo disponible para que cada una de las corrientes resonantes vuelva a cero. Como resultado, el diseño debe evitar la situación descrita en la Fig.9.a en la que, para determinados ciclos de trabajo, la corriente resonante se interrumpe, perdiendo ZCS.

Las ramas A y B operan en subperíodos complementarios y, en consecuencia, deben definirse límites individuales para el tiempo requerido por la corriente resonante para volver a cero (t_{resl}). En condiciones nominales, el límite de tiempo de la rama A para t_{resl} ($t_{a.nom.min}$) será directamente proporcional a $D_{nom.vgmax}$, definido en (11). Por el contrario, para la rama B, que resuena durante $1-D$, la restricción de tiempo $t_{b.nom.min}$ se define en (12) por el complementario de $D_{nom.vgmin}$.

$$t_{a.nom.min} = T_s \cdot D_{nom.vgmax}, \quad (11)$$

$$t_{b.nom.min} = T_s \cdot (1 - D_{nom.vgmin}). \quad (12)$$

Para un diseño adecuado de t_{resl} , se considera el circuito equivalente mostrado en la Fig.10, donde V_{Cp} , $L_{lk.aux}$ y C_o son V_{C1} , L_{kA} y C_A para la rama A y V_{C2} , L_{kB} y C_B para la rama B. La resistencia serie (R_s) está definida mayoritariamente por las

resistencias del devanado secundario (R_{SA} ó R_{SB}), y la resistencia del diodo (R_s). El circuito equivalente sólo es válido durante el periodo de tiempo comprendido entre el inicio y el final de la resonancia de la corriente ($I_{lk}(t)$), es decir, de t_0 a t_{resI} . Tomando en cuenta que el valor inicial de $I_{lk}(t)$ es igual a cero, las funciones para $I_{lk}(t)$ y para el nivel de tensión de $C_o(V_{Co}(t))$ se definen en (13)-(14) a través del dominio s.

$$I_{lk}(t) = I_{f.aux}(1 - e^{-t\alpha} \cdot \omega_1^{-1} \{j \cdot \alpha \cdot \sin[Im(t \cdot \omega_1)]\}) + I_{f.aux}(e^{-t\alpha} \{ \cos[Im(t \cdot \omega_1)] \}) + (V_g \cdot n_a(1 - D) - V_f - V_{Co}(0)) (e^{-t\alpha} \cdot \omega_1^{-1} \cdot L_{lk}^{-1} \{j \cdot \sin[Im(t \cdot \omega_1)]\}), \quad (13)$$

$$V_{Co}(t) = V_{Co}(0) + (V_g(1 - D)n_a - V_f - V_{Co}(0)) \cdot \left(1 - \frac{e^{-t\alpha}}{\omega_1} \cdot \{j \cdot \alpha \cdot \sin[Im(t \cdot \omega_1)] + \omega_1 \cos[Im(t \cdot \omega_1)]\}\right) + \frac{I_{f.aux}}{C_o} \cdot \left(\frac{-2\alpha}{\omega_0^2} + \frac{e^{-t\alpha} \cdot j(2\alpha^2 - \omega_0^2)}{\omega_0^2 \cdot \omega_1} \cdot \sin[Im(t \cdot \omega_1)]\right) + \frac{I_{f.aux}}{C_o} \cdot \left(\frac{e^{-t\alpha}}{\omega_0^2 \cdot \omega_1} \cdot \{(2\alpha \cdot \omega_1) \cdot \cos[Im(t \cdot \omega_1)]\}\right), \quad (14)$$

donde $V_{Co}(0)$ viene definido por (15), ω_0 viene definido por (16), ω_1 viene expresado en (17) y α viene determinado por (18).

$$V_{Co}(0) = V_{Co}(t_{res}) - I_{f.aux}(T_s - t_{resI})/2C_o, \quad (15)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C_o \cdot L_{lk}}, \quad (16)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad (17)$$

$$\alpha = R_s/(2 \cdot L_{lk}). \quad (18)$$

Los parámetros del tanque resonante pueden definirse con (11), (12), y (13)-(18) para alcanzar ZVS con cualquier ciclo de trabajo. Con (11)-(12), se puede considerar el impacto de diferentes valores de R_s en $I_{lk}(t)$ y $V_{Co}(t)$. A medida que R_s aumenta, el pico de corriente disminuye haciendo imposible el conseguir ZCS si I_{lk} no llega a cero. Por lo tanto, se define un valor máximo de R_s para obtener ZCS en ambas ramas resonantes, lo que impone límites al diseño del transformador y a la selección del semiconductor.

El análisis del t_{resI} ayuda a evitar los casos en los que la resonancia dura más que el subperiodo de conmutación. Otra situación a evitar es una descarga excesiva del condensador del circuito resonante, reduciendo V_{Co} por debajo de la tensión del devanado auxiliar. Esto puede polarizar directamente el diodo de nuevo, iniciando así una nueva resonancia (t_{resII}) dentro del mismo semiperíodo de conmutación, cómo muestra la Fig.9.b, lo que hace que se pierda ZCS.

El valor del tiempo en que empieza esta nueva resonancia (t_{resII}) es dependiente del valor de t_{resI} y de la duración total del subperiodo. De esta manera, se debe proyectar t_{resII} para que sea menor que el subperiodo. Las expresiones (19) y (20) definen los límites para las ramas A y B, respectivamente.

$$t_{a.nom.max} = T_s \cdot D_{nom.vgmin}, \quad (19)$$

$$t_{b.nom.max} = T_s \cdot (1 - D_{nom.vgmax}). \quad (20)$$

En conclusión, con las ecuaciones (11)-(20), se pueden diseñar los circuitos resonantes según las especificaciones de tensión variable en la salida del AHB. Además, aumentar R_s repercute en el sistema reduciendo el valor de V_{Co} y el tiempo necesario para que V_{Co} se descargue por debajo de la tensión de entrada del tanque resonante, reduciendo así t_{resII} .

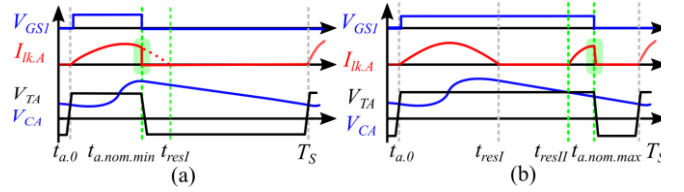


Fig.9.(a) Corte de resonancia en la rama A ($t_{resI} > t_{a.nom.min}$) y (b) segunda resonancia en la rama A ($t_{resII} < t_{a.nom.max}$)

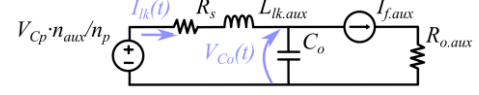


Fig.10. Circuito equivalente RLC para las ramas secundarias auxiliares.

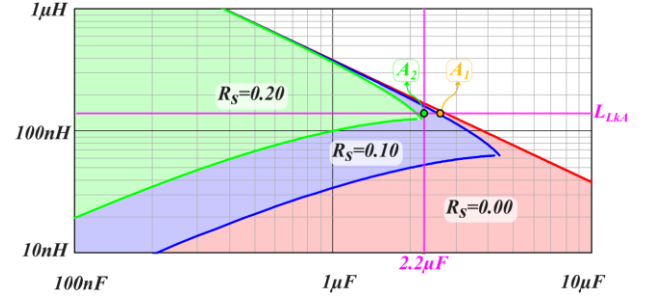


Fig.11. Región de trabajo C_o - $L_{lk,aux}$ para la rama A, válida para una $t_{a.nom.min}$ y $t_{a.nom.max}$ dadas para tres valores diferentes de R_s .

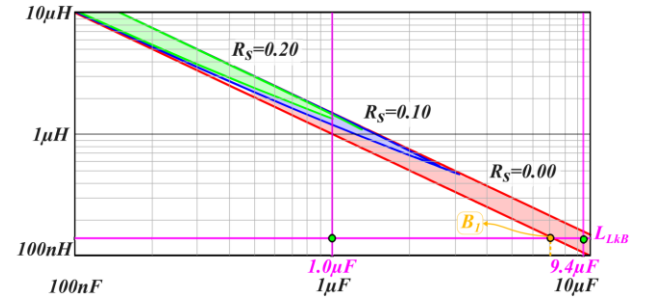


Fig.12. Región de trabajo C_o - $L_{lk,aux}$ para la rama B, válida para una $t_{b.nom.min}$ y $t_{b.nom.max}$ dadas para tres valores diferentes de R_s .

D. Operación de los circuitos resonantes

La Fig.11 y la Fig.12 muestran las regiones de operación del circuito resonante para las ramas A y B, respectivamente, con tres áreas diferentes para tres valores distintos de R_s en función de los valores de $L_{lk,aux}$ y C_o . Estas áreas están definidas por dos curvas, una superior y otra inferior, que se obtuvieron con la solución del sistema matemático formado por las ecuaciones (13)-(18) y los límites impuestos por (11)-(12) y (19)-(20).

Tomando como ejemplo la zona azul ($R_s = 0,1 \Omega$) de la Fig.11, cada punto de la curva superior representa la combinación de pares $L_{lk,aux}$ - C_o que genera un tiempo de resonancia t_{resI} igual al límite máximo impuesto por (11). Reduciendo el valor de $L_{lk,aux}$ ó el valor de C_o se reduce el valor de t_{resI} ; en consecuencia, cualquier valor por debajo de la curva representa una condición de diseño válida. En cambio, cada punto de la curva inferior representa una combinación de $L_{lk,aux}$ - C_o que genera un valor igual al límite mínimo impuesto al valor de t_{resII} por (19), por lo que cualquier incremento en el valor de $L_{lk,aux}$ ó C_o aumenta t_{resII} y es también una condición de diseño válida. De esta forma, cualquier punto dentro de cada zona demarcada se convierte en un diseño válido para las condiciones de trabajo propuestas.

En las Fig. 11 y Fig. 12, la disposición de las áreas válidas ilustra que cuanto mayor es R_s , más restringidas son las combinaciones de $L_{lk,aux}$ - C_o . Esto significa que, para algunas combinaciones específicas de $L_{lk,aux}$ y R_s , que pueden producirse en el caso de la definición de un transformador y un diodo antes de la elección del condensador, no hay valores de C_o que satisfagan las dos restricciones temporales.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para la validación de este trabajo, se ha construido un prototipo de 45 W y 120 kHz como el mostrado en la Fig.13. La tensión de entrada (V_g) es de 400 V, con un rizado del $\pm 7\%$ considerando al uso de una primera etapa (un convertidor elevador con corrección del factor de potencia) sin condensador electrolítico. El prototipo está diseñado para alimentar 15 unidades en serie del LED JR5050AWT-Q-B50EBP000, en un rango de 0°C a 100°C . Cada LED tiene un valor V_{th} de 5,3 V ($\pm 0,1\text{V}$) para 25°C y un coeficiente térmico de $-2\text{ mV}/^\circ\text{C}$. El post regulador TIBuck está diseñado para proporcionar una corriente media de 500 mA. La topología de doble bus propuesta debe garantizar que el TIBuck funcione como se muestra en la Fig.3, (es decir, ajustando dinámicamente su tensión de salida mínima a V_{th}). Por lo tanto, la tensión de salida variable de la topología propuesta $V_{TIB,1}$ necesita variar entre 75,8 V y 81,8 V. De la misma manera, la salida fija $V_{TIB,2}$ necesita proporcionar 16,5 V para cubrir ΔV_{LED} . En la Tabla I se muestra un resumen de los parámetros del prototipo. Los valores D_{max} y t_d/T_s se definen en 43% y 7%, respectivamente. Basándose en (2)-(9) y la sección III.B, se definen los demás valores del ciclo de trabajo.

Dada la resistencia de los diodos rectificadores auxiliares y de los dos devanados, los siguientes diseños de circuito resonante considerarán una R_s de 100 m Ω . Como las resistencias del lado primario se refieren al secundario con una relación de N_a^2/N_p^2 , su influencia es despreciable. De acuerdo con la Fig.11, se eligió un condensador de película de 2,2 μF para C_A . Para la definición del C_B , se realizaron dos diseños basados en la Fig.12. Como la zona en azul no cubre L_{kb} , el primer diseño emplea un valor de 9,4 μF , ignorando la influencia de R_s . El segundo valor fue de 1,0 μF , definido para mostrar el impacto de valores pequeños en la corriente resonante.

Las tensiones de salida del prototipo, $V_{o,AHB}$ y $V_{o,aux}$, se muestran en la Fig.14 para un V_g de 400 V y un rango D variando entre D_{min} y D_{max} . $V_{o,AHB}$ presenta el rango requerido para $V_{TIB,1}$, mientras que $V_{o,aux}$ mantiene un valor fijo para cualquier ciclo de trabajo.

En la Fig.15, se muestra el comportamiento de I_{Lka} para D_{nom} . V_{gmax} para el condensador de 2,2 μF . La corriente resonante llega a cero respetando el tiempo mínimo en condición nominal., alcanzando ZCS. La Fig.16.a muestra la corriente para el C_B de 9,4 μF . Debido a R_s y al condensador elegido, que no alcanza ZCS perfectamente. Sin embargo, el valor es muy pequeño y no debería generar pérdidas significativas. Esta situación empeorará a medida que el par L-C se aleje de la región válida de la Fig.12, que depende en gran medida de R_s . Por otro lado, condensadores demasiado pequeños como 1 μF aumentan aún más el valor eficaz y permiten el inicio de una segunda resonancia, perdiendo ZCS, como se muestra en la Fig.16.b.

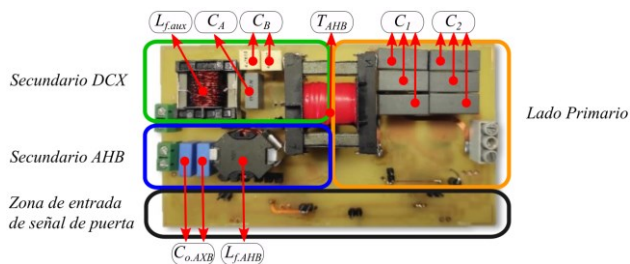


Fig.13. Fotografía del prototipo implementado.

TABLE I. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL PROTOTIPO

Parámetro	Datos	
	Símbolo	Valor (Calculado)
Potencia nominal	P_o	45 W
Frecuencia de conmutación	f_s	120 kHz
Tensión de entrada	V_g	400 V \pm 28 V
Interruptores del primario	S_1, S_2	STD13N65M2
Rectificadores secundarios del AHB.	S_{r1}, S_{r2}	IPD60R360P7S
Condensadores del HB	C_1, C_2	3·220 nF
Ciclo de trabajo máximo	D_{max}	41.45% (43%)
Ciclo de trabajo mínimo.	D_{min}	22.5% (27%)
Tiempo muerto	t_d/T_s	7.6% (7%)
Diodos rectificadores del auxiliar	D_A, D_B	MBRS320T3G
Resistencia de los rectificadores síncronos secundarios (AHB)	R_{r1}, R_{r2}	59 m Ω
Núcleo del transformador	-	EE30
Inductancia de magnetización	L_m	465 μH
Vueltas en el devanado primario	N_p	42
Vueltas en el primero devanado del AHB	N_1	29 (28.854)
Vueltas en el segundo devanado del AHB	N_2	11 (12.852)
Número de vueltas del devanado auxiliar	N_a, N_b	2 (1.83)
Inductancia de dispersión de la rama A	L_{kA}	125 nH
Inductancia de dispersión de la rama B	L_{kB}	137 nH
Resistencia de los devanados de las ramas A y B	R_{sA}, R_{sB}	31 m Ω (@ 120 kHz)
Condensador de la rama A	C_A	2 μF
Condensador de la rama B	C_B	9.4 μF and 1 μF

El cambio de D se hace para adaptar la tensión de salida variable a la tensión de codo real de la cadena de LED. En la Fig.18 se muestra la eficiencia global del circuito para toda la gama válida de D y diferentes tensiones de entrada (de la topología propuesta) mientras se proporciona la potencia nominal. La mayor parte de la potencia del prototipo es procesada por el circuito principal AHB, y el rango de eficiencia entre 92% y 94% está en línea con otras aplicaciones AHB [15][16]. En las aplicaciones VLC, debe optimizarse el uso de toda la región lineal de la curva I-V de la carga LED para alcanzar largas distancias. La regulación también influye en la modulación elegida.

V. CONCLUSIONES

Este trabajo propone la integración de un circuito AHB con una salida auxiliar resonante basada en DCX para alimentar un post-regulador en una luminaria VLC monofásica DC/DC de tres etapas.

El análisis de las restricciones temporales para ambas ramas auxiliares muestra la importancia de los diseños individuales para cada tanque resonante, debido a la variación del ciclo de trabajo forzada por la salida AHB. Por otro lado, el análisis matemático muestra la importancia de la resistencia en serie del circuito resonante en esta aplicación. A medida que esta resistencia aumenta, los límites temporales son más estrechos, lo que reduce el rango de valores del condensador.

El prototipo ha demostrado que la topología propuesta es válida para alimentar un controlador VLC con tensiones de salidas independientes. Además de lograr independizar una de las salidas del ciclo de trabajo, la eficiencia del prototipo alcanza cerca del 94% en condiciones de plena carga, en línea con la eficiencia de un AHB estándar.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado mediante la financiación por parte del gobierno español a través de los proyectos: MCI-21-PDC2021-121242-I00, PID2021127707OBC21, MCI-20-PID2019-110483RB-I00, SV-PA-21AYUD/2021/51931 y RTI2018-099682-A-I00 (beca PRE2019-088425).

REFERENCIAS

- [1] D. Karunatilaka, F. Zafar, V. Kalavally, and R. Parthiban, "LED based indoor visible light communications: State of the art," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1649-1678, 2015.
- [2] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 9, pp. 56-62, 2011.
- [3] S. Haese, L. Mtimet, and M. HA©lard, "Led driver performance analysis for joint visible light communication and illumination," pp. 1-4, 2016.
- [4] K. Modempalli and L. Parsa, "Lighting up with a dual-purpose driver: A viable option for a light-emitting diode driver for visible light communication," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 2, pp. 51-61, 2017.
- [5] D. G. Aller, D. G. Lamar, M. Arias, J. Rodriguez, P. F. Miaja, and J. Sebastian, "Design of a Two Input Buck converter (TIBuck) for a Visible Light Communication LED driver based on splitting the power," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2020-March, 2020.
- [6] J. Sebastian, P. J. Villegas, F. Nuno, and M. M. Hernando, "High-efficiency and wide-bandwidth performance obtainable from a two-input buck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 706-717, 1998.
- [7] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 121-125, 1993.
- [8] W. Eberle, Y. Han, Y. F. Liu, and S. Ye, "An overall study of the asymmetrical half-bridge with unbalanced transformer turns under current mode control," *Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2, no. C, 2004.
- [9] Y. Ren, M. Xu, C. S. Leu, and F. C. Lee, "A Family of High Power Density Unregulated Bus Converters," *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 527-532, 2004.
- [10] W. Qin, G. Lan, and X. Wu, "A family of ZVSZCS resonant DCX with DC resonant capacitor," *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference, IFEEEC 2015*, no. c, pp. 6-11, 2015.
- [11] T. H. Oliveira, M. Arias, D. G. Lamar, D. G. Aller, and A. Lpez, "High Efficiency Bus Provider For VLC Applications Based An Asymmetrical Half Bridge Converter With A Resonant DCX Auxiliary Output," pp. 1-6, 2021.
- [12] W. Qin, B. Zhu, X. Zhang, and X. Wu, "A novel current-feed softswitching two-switch forward resonant DC-DC Transformer (DCX)," *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, IEEE PEAC 2014*, vol. 1, 2014.
- [13] J. Sebastian, J. A. Cobos, O. Garcia, and J. Uceda, "Overall study of the half-bridge complementary-control DC-to-DC converter," *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, 1995.
- [14] F. F. Linera, J. Sebastian, M. A. Garcia, J. Diaz, and A. Fontan, "Closing the feedback loop in the half-bridge complementary-control DC-to DC converter," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2, pp. 977-982, 1997.
- [15] M. Arias, D. G. Lamar, F. F. Linera, D. Balocco, A. Aguisa Diallo, and J. Sebastian, "Design of a soft-switching asymmetrical half-bridge

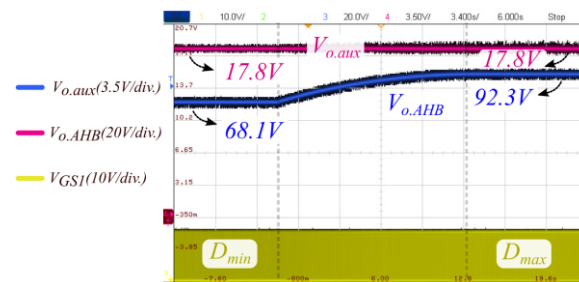


Fig.14. Comportamiento de $V_{o.AHB}$ (azul) y $V_{o.aux}$ (magenta) en función de la variación de D desde D_{min} hasta D_{max} , para V_g de 400V.

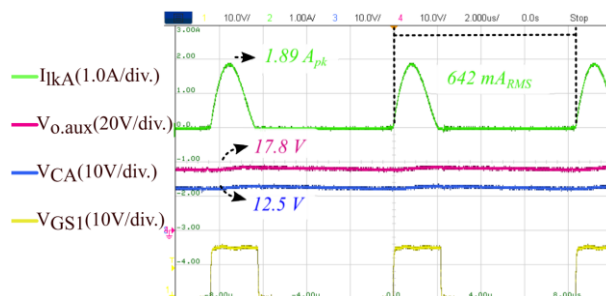


Fig.15. Formas de onda prácticas de la rama de auxiliar A con un valor de C_A de $2.2\mu F$ para $D_{nom.Vgmax}$.

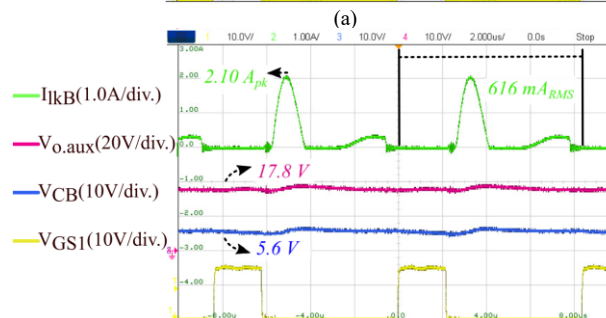
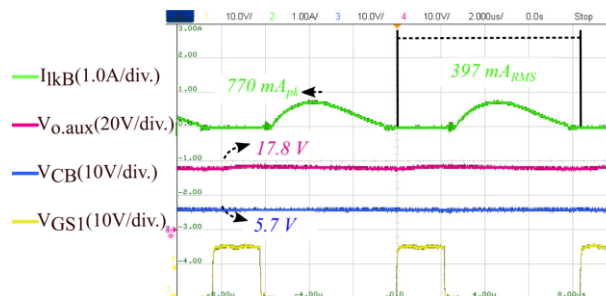


Fig.16. Formas de onda prácticas de la rama de auxiliar B con $D_{nom.Vgmax}$ para valores de C_B de (a) $9.4\mu F$ y (b) $1\mu F$.

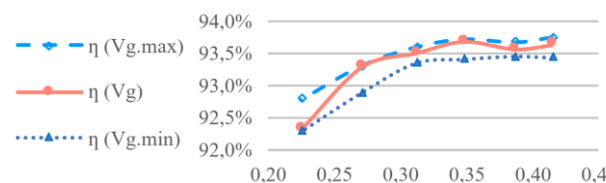


Fig.17. Eficiencia del prototipo en función del ciclo de trabajo (D).

- converter as second stage of an LED driver for street lighting application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1608-1621.
- [16] S. H. Choi, J. K. Han, M. S. Lee, S. H. Ha, and G. W. Moon, "A New APWM Half-Bridge Converter with Enhanced Zero-Voltage Switching Range in Wide Input Voltage Range," *ICPE 2019 - ECCE Asia - 10th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, vol. 3, pp. 1933-1938, 2019.