

# Diseño de transmisores VLC eficientes basados en convertidores CC/CC de respuesta rápida.

Daniel G. Aller, Juan Rodríguez, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja y Javier Sebastián.  
 Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas,  
 Universidad de Oviedo, Gijón 33204, España.  
 Email: garciaadaniel@uniovi.es

**Resumen**—En este artículo se presenta el estudio y diseño de un convertidor CC/CC de respuesta rápida como transmisor de información mediante luz visible (*Visible Light Communication, VLC*) usando LEDs de altas prestaciones (*High Bright LEDs, HB-LEDs*) como fuente de luz. Se aprovecha por una parte del alto rendimiento del convertidor CC/CC para conseguir un transmisor eficiente. Además, debido a su rápida respuesta y la capacidad del HB-LED de variar rápidamente la luz que emite, se consigue transmitir una modulación digital de alta tasa binaria. Como resultados experimentales se presenta un prototipo de un convertidor reductor CC/CC de doble fase con filtro de cuarto orden. La potencia consumida por el transmisor es de unos 10 W con una eficiencia de entre 85 % y 90 %. Como prueba de la transmisión se utiliza una modulación digital 16-QAM, pudiendo transmitir a una distancia de 1 m entre transmisor y receptor alcanzando una tasa binaria de 500 kbps.

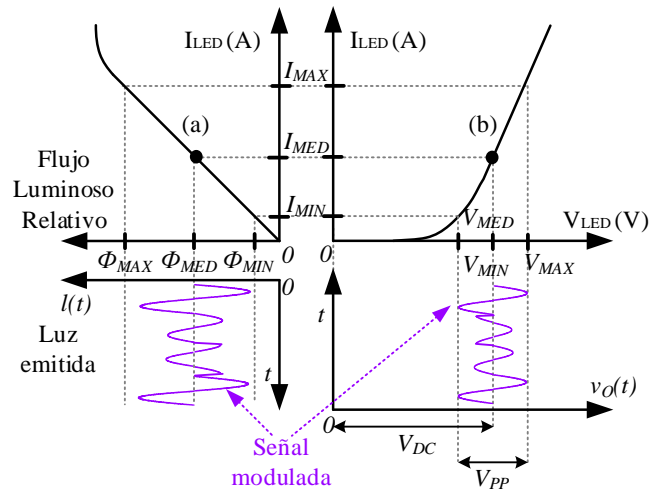
## I. INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones por luz visible (*Visible Light Communication, VLC*) son un tipo de comunicaciones inalámbricas que se presentan como una tecnología alternativa a las comunicaciones mediante radiofrecuencias (RF), buscando aliviar la congestión que sufre el espectro de RF [1, 2]. Una de las ventajas del VLC es el aprovechamiento de las infraestructuras actuales de iluminación basadas en LEDs de alto rendimiento (*High Bright LEDs, HB-LEDs*), las cuales están sustituyendo rápidamente a infraestructuras menos eficientes.

Las transmisiones VLC tienen dos funciones: iluminación y transmisión de información. En la figura 1 se muestra la respuesta tensión/corriente y corriente/luz emitida de un HB-LED. Se puede observar que la función de iluminación se consigue manteniendo un nivel medio de luz emitido por el LED  $\Phi_{MED}$ , lo cual implica que por el LED circule un nivel medio de corriente  $i_{MED}$ , imponiendo un nivel medio de tensión  $V_{MED}$ .

Por otro lado, la función de transmisión se realiza mediante variaciones rápidas de la luz emitidas por los LEDs en torno a dicho nivel medio. Esto se consigue aprovechando la capacidad que tienen estos HB-LEDs de variar rápidamente su luz mediante cambios en la tensión o corriente aplicada en ellos. Cabe destacar que dichas variaciones han de ser lo suficientemente rápidas como para no ser percibibles por el ojo humano, [3] con el objetivo de obtener elevadas tasas binarias.

En la figura 1 se muestra un ejemplo de señal modulada superpuesta al nivel medio anteriormente mencionado. Para conseguir variaciones de la luz entre los valores  $\Theta_{MAX}$  y



**Figura 1:** Curvas de tensión/corriente y corriente/flujo de luz relativo de un HB-LED.

$\Theta_{MIN}$  por el LED ha de circular una corriente que varíe entre  $i_{MAX}$  y  $i_{MIN}$  imponiendo que la tensión varíe entre  $V_{MAX}$  y  $V_{MIN}$ .

A la hora de elegir tanto el valor medio de polarización como la amplitud de la señal a transmitir se ha de llegar a una relación de compromiso entre ambos. Como se observa en la respuesta del LED, si el valor medio se acerca al valor máximo, la amplitud de la señal que se puede superponer se reduce, perjudicando a la transmisión. Por otro lado, si el valor medio se reduce hasta acercarse a la tensión de codo del LED, la relación entre tensión, corriente y luz emitida se vuelve menos lineal, generando distorsión indeseada en la señal a transmitir. Es por ello que para un sistema VLC, la solución de compromiso se alcanza con un valor medio en el centro de la respuesta lineal del LED, maximizando el nivel de señal que se puede transmitir.

En la figura 2 se muestra la típica estructura de un transmisor VLC que realiza las funciones anteriormente mencionadas [2, 4, 5]. El nivel medio de iluminación se controla mediante la fuente de corriente de valor  $i_{LED-dc}$  y la señal de transmisión mediante  $i_{LED-sig}$ . La principal desventaja de esta propuesta es el uso de amplificadores lineales de potencia (LPA) para generar la señal de transmisión, lo cual tiene una influencia negativa en el rendimiento del sistema global. El uso de

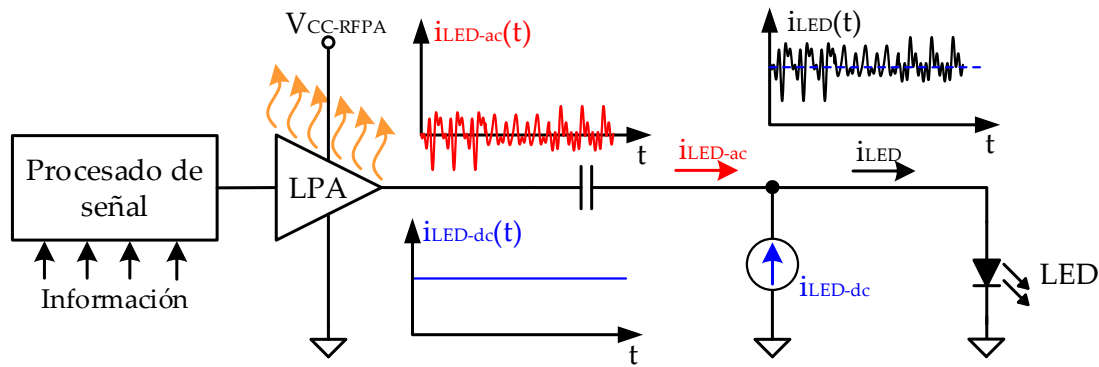


Figura 2: Transmisor VLC convencional basado en un amplificador lineal de potencia.

LPA con bajo rendimiento va en contra de la filosofía de los sistemas de iluminación basados en HB-LEDs, donde la eficiencia eléctrica es una de sus principales ventajas. En un sistema como el de la figura 2, el rendimiento que puede alcanzar el sistema varía el 10 % y el 40 % dependiendo de la clase de operación del LPA. Un bajo rendimiento supone el uso de sistemas de refrigeración que aumentan el coste y puede limitar la potencia de señal que se puede emitir, y por lo tanto, la distancia a la que se puede transmitir.

Debido a estas razones, en este artículo se presenta el diseño de un convertidor CC/CC de respuesta rápida como alternativa el sistemas de transmisión VLC basados en LPAs. El uso de convertidores CC/CC de alta eficiencia (>90%) y capacidad para variar su tensión de salida rápidamente permiten su uso como generador del nivel de continua de polarización y de la señal de transmisión al mismo tiempo en la luz emitida por los HB-LEDs.

## II. DISEÑO DE UN TRANSMISOR VLC BASADO EN UN CONVERTIDOR CC/CC DE RESPUESTA RÁPIDA

Habitualmente el uso de convertidores CC/CC en sistemas de iluminación cumplen únicamente la función de iluminación, asegurando que por los HB-LEDs circule un valor medio de corriente  $i_{MED}$ , generando un nivel medio de iluminación. Si se quieren aunar ambas funciones, la de iluminar y transmitir información en un convertidor CC/CC, este ha de ser capaz de variar lo suficientemente rápido su tensión de salida [6–8], generando la señal modulada mostrada en la figura 1.

Para ilustrar el funcionamiento de estos convertidores CC/CC se realiza el análisis sobre el convertidor reductor CC/CC, mostrado en la figura 3a.

El convertidor reductor CC/CC está formado por dos elementos semiconductores, el MOSFET Q y el diodo D, los cuales definen el nodo de conmutación. El MOSFET Q es controlado por una señal de puerta generada de la comparación entre una referencia y una forma de onda en diente de sierra, ilustrado en la figura 4a. Cuando el MOSFET Q conduce, el diodo D está en corte y, por lo tanto, la tensión en el nodo de conmutación es  $V_s = V_{in}$ . En el caso contrario, cuando Q está en corte, D esta conduciendo y la tensión  $V_s = 0$  idealmente. Este efecto complementario entre Q y D se muestra en 3b.

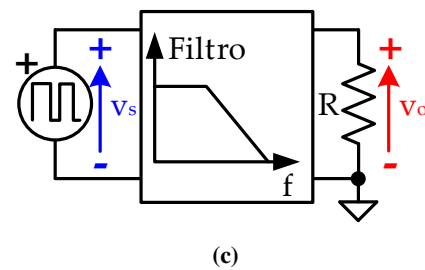
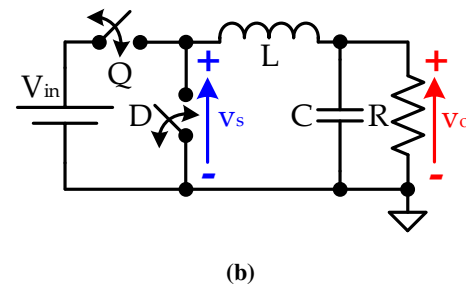
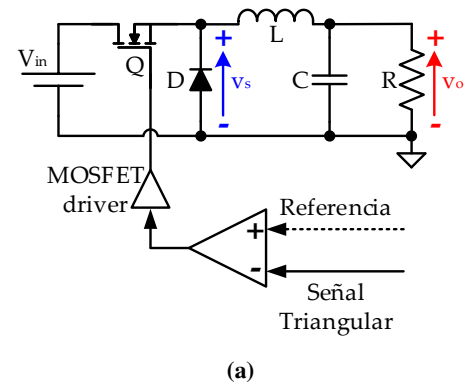


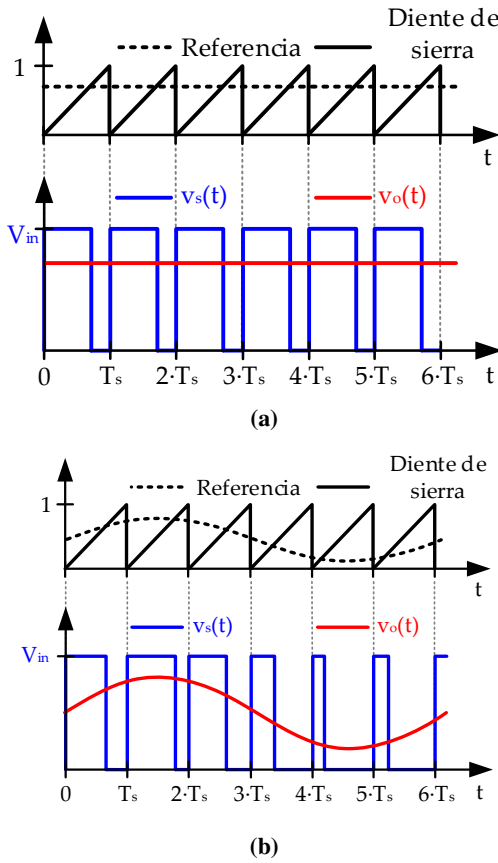
Figura 3: (a) Convertidor CC/CC reductor, (b) Circuito equivalente considerando el funcionamiento complementario de los interruptores, (c) Equivalente del convertidor CC/CC visto como una señal modulada en PWM y la función de filtrado.

En 3c el nodo de conmutación se sustituye por una fuente de tensión generando una onda cuadrada y el filtro de salida por su función de transferencia equivalente.

El diseño del filtro paso bajo de salida del convertidor

CC/CC es un elemento clave a la hora de conseguir que el convertidor CC/CC sea lo suficientemente rápido para generar variaciones en la tensión de salida.

En las figuras 4a y 4b se ilustra la diferencia entre el control convencional de un convertidor CC/CC para iluminación y el propuesto para generar la transmisión VLC. En 4a una referencia constante se compara con la forma de onda de diente de sierra, generando una señal de control del MOSFET de ciclo de trabajo constante. Esta señal pasa por el filtro mostrado anteriormente, generando una tensión constante a la salida. El filtro se diseña de tal manera que se elimine todas las componentes de la señal modulada en ancho de pulso, (*Pulse-Width Modulation*, PWM) salvo el nivel medio.

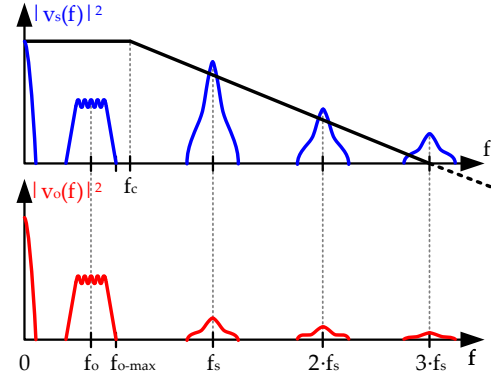


**Figura 4:** (a) Control del convertidor CC/CC generando un nivel de tensión de salida constante, (b) Control del convertidor CC/CC generando variaciones en la tensión de salida.

Sin embargo, en 4b la señal PWM se genera comparando la señal de referencia que se quiere reproducir con la forma de onda de diente de sierra. Como se observa, en este caso el ciclo de trabajo cambia en función de la amplitud de la señal. Mediante proceso de filtrado, si el filtro se ha diseñado correctamente y deja pasar la frecuencia de la señal a reproducir y elimina las componentes indeseadas de la modulación PWM, a la salida se obtiene la representación de la señal de referencia.

En la figura 5 se ilustra el proceso de filtrado en el dominio de la frecuencia.  $|V_s(f)|^2$  ilustra el espectro de la

señal de entrada del filtro junto con la respuesta del filtro. En ella se observan las componentes de continua y la señal y los armónicos de la frecuencia de conmutación  $n f_s$  de la modulación PWM. Como se dijo anteriormente, el objetivo es que el filtro deje pasar la componente de continua y la señal a reproducir y atenúe considerablemente los armónicos de la frecuencia de conmutación.



**Figura 5:** Análisis del proceso de filtrado del convertidor CC/CC en el dominio de la frecuencia.

A la vista de la representación, para conseguir el efecto de filtrado deseado, la elección de los valores de frecuencia de conmutación  $f_s$ , frecuencia de corte del filtro  $f_c$  y la máxima frecuencia de señal a reproducir  $f_{o-max}$  resultan críticas.

Una de las limitaciones a la hora de elegir los valores de la frecuencia de la señal y de la frecuencia de conmutación es la resolución con la que se genera la señal de salida. A la vista de lo mostrado en la figura 4b, según el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, la frecuencia mínima de conmutación ha de satisfacer (1).

$$2f_{o-max} < f_{s-min} \quad (1)$$

Otra de las limitaciones es el proceso de filtrado. El efecto deseado del filtro de salida del convertidor CC/CC es dejar pasar las componentes de continua y señal, eliminando las componentes de la modulación PWM. A la vista de la figura 5, Para un correcto filtrado se ha de cumplir la relación (2) entre señal, frecuencia de corte y frecuencia de conmutación.

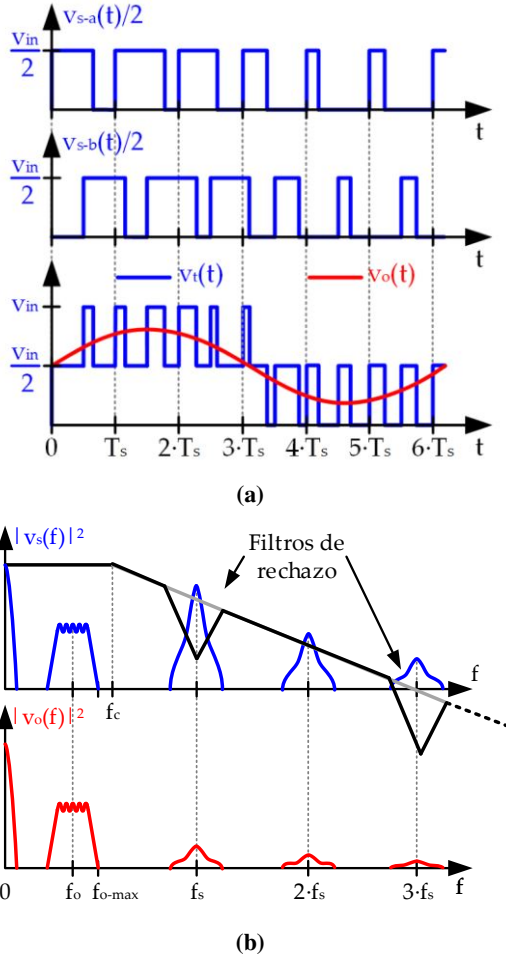
$$f_{o-max} < f_c < f_s \quad (2)$$

En la realidad, la distancia entre  $f_{o-max}$  y  $f_s$  ha de ser la suficiente para permitir al filtro atenuar lo suficiente las componentes de la modulación PWM. El análisis detallado de este procedimiento se encuentra documentado en [9–12]. En la práctica, la frecuencia de conmutación ha de ser entre 10 y 20 veces mayor que la señal que se quiere reproducir para que el proceso de filtrado se realice de forma correcta [13].

#### II-A. Convertidor CC/CC reductor de doble fase

Una de las maneras de poder reducir la distancia entre la frecuencia de conmutación y de la señal reproducida es reducir el nivel de las componentes armónicas de la modulación PWM

mediante el rediseño del convertidor CC/CC. Mediante la suma de dos fases ( $v_{s-a}(t)$  y  $v_{s-b}(t)$ ), mostradas en la figura 8a, se obtiene una tercera señal suma  $v_t(t)$  con menor contenido armónico. En la figura 6a se muestra el efecto de que haya un desfase de  $180^\circ$  entre ambas fases (desfase de medio ciclo de señal de conmutación  $T_s$ ). Dicho desfase introduce un filtro de rechazo a los armónicos impares de la modulación PWM ( $f_s, 3f_s, 5f_s$ , etc.) mostrado en 6b, reduciendo el nivel de estas componentes considerablemente respecto reductor CC/CC convencional.



**Figura 6:** (a) Señales de control del convertidor reductor CC/CC de doble fase, (b) Efecto del filtro de rechazo en el convertidor reductor CC/CC de doble fase.

Para ilustrar dicho efecto, se realiza el análisis matemático del convertidor CC/CC. La tensión  $v_t(t)$  se puede expresar como (3).

$$v_t(t) = \frac{1}{2}[v_{s-a}(t) + v_{s-b}(t)] \quad (3)$$

La fase  $v_{s-b}(t)$  se puede expresar en función de la fase  $v_{s-a}(t)$ , debido a que son la misma con un desfase de  $T_s/2$  como se muestra en (4).

$$v_t(t) = \frac{1}{2} \left[ v_{s-a}(t) + v_{s-a}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) \right] \quad (4)$$

En el dominio de la frecuencia, la expresión (4) puede ser expresada como (5)

$$v_t(f) = v_{s-a}(f) \frac{1 + e^{-j\pi T_s f}}{2} = v_{s-a}(t)H(f) \quad (5)$$

donde  $H(f)$  es la función de transferencia entre la fase  $v_{s-b}(t)$  y  $v_t(t)$  mostrado en (6).

$$H(f) = \frac{1 + e^{-j\pi T_s f}}{2} \quad (6)$$

En la figura 6b se muestra el efecto del filtro de rechazo a las frecuencias impares de la modulación PWM.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

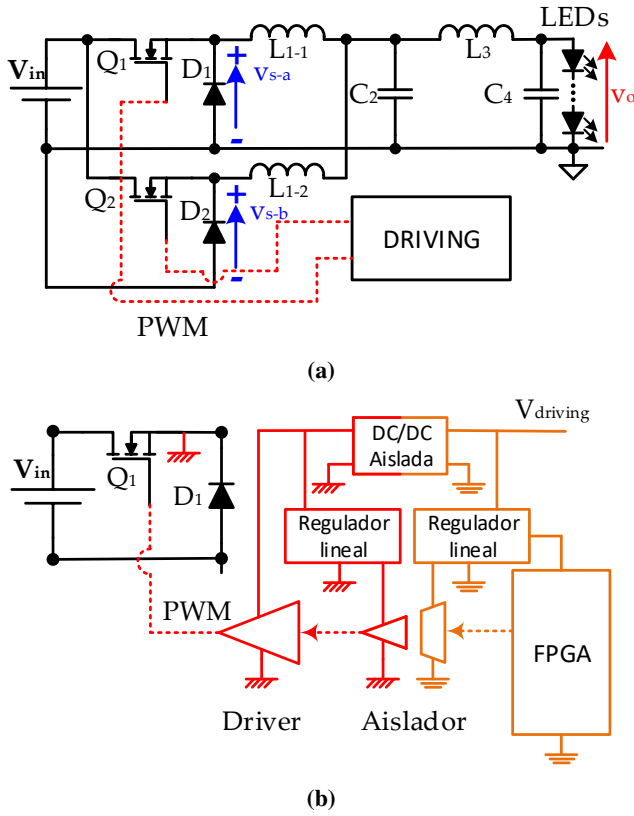
En la figura 7 se muestra el prototipo de de transmisor VLC diseñado basándose en las reglas de diseño mostradas anteriormente. El transmisor es un convertidor reductor CC/CC de doble fase con filtro de cuarto orden a la salida y 4.5 MHz de frecuencia de conmutación. La tensión de entrada es de 33 V y la carga son 5 LEDs W42180 de Seoul Semiconductor en serie.



**Figura 7:** Prototipo del convertidor reductor CC/CC de doble fase con filtro de cuarto orden y carga con 5 HB-LEDs.

La tensión media de salida del convertidor es de 16.5 V, la cual polariza los LEDs en el punto medio de su zona lineal. Esta tensión media hace que la corriente media por los LEDs sea de 0.5 A, la cual determina el nivel de iluminación. Para medir fácilmente la corriente se utiliza un shunt de precisión de valor  $0.75 \Omega$ . Cabe destacar que en caso de calentamiento u otros efectos que modifiquen el comportamiento del LED, el convertidor no regula el punto de polarización.

Las figuras 8a y 8b muestran la etapa de potencia del convertidor diseñado y el subcircuito de *driving* de cada fase del convertidor respectivamente. Debido a la alta frecuencia de conmutación del convertidor ( $f_s = 4.5$  MHz), la elección de los componentes resulta crítica. Los MOSFETs  $Q_1$  y  $Q_2$  utilizados son transistores RF PD55008 Si-LDMOS de *ST Microelectronics* y los diodos  $D_1$  y  $D_2$ , son diodos MBRS14 de *ON Semiconductor*. Debido a que los MOSFET  $Q_1$  y  $Q_2$  no están referidos a la masa del circuito, es necesario un *driver* aislado. Para la etapa de *driving* se utiliza un *driver* EL7155 de *Intersil* y un aislador de señal ISO7220 de *Texas Instruments*. Para alimentar el *driving* aislado se utiliza una fuente aislada ISF1209A de *XP POWER*. Finalmente, las



**Figura 8:** (a) Circuito del convertidor reductor CC/CC de doble fase y filtro de cuarto orden, (b) Etapa de *driving* y alimentación auxiliar para cada fase.

señales de la modulación PWM se calculan mediante un script de *MATLAB* y se generan mediante una FPGA Basys 2 de *Digilent*.

### III-A. Esquema de modulación

Para evaluar la transmisión del sistema propuesto, se utiliza una modulación digital 16-QAM con una frecuencia de portadora de 500 kHz. Cada símbolo de la modulación transmite 4 bits y su duración es de 4 periodos de señal ( $T_{sym} = 4\mu s$ ), proporcionando una tasa binaria de información de 500 kbps. La amplitud, fase y código binario de cada símbolo de la modulación se muestra en la Tabla I.

**Tabla I:** AMPLITUDES, FASES Y CÓDIGOS DE LOS SÍMBOLOS DE LA MODULACIÓN 16-QAM.

Sym.	Amp.	Fase	Código	Sym.	Amp.	Fase	Código
$S_1$	0.74	18.5	0000	$S_9$	0.74	198.5	1000
$S_2$	0.33	45	0001	$S_{10}$	0.33	225	1001
$S_3$	1	45	0010	$S_{11}$	1	225	1010
$S_4$	0.74	71.5	0011	$S_{12}$	0.74	251.5	1011
$S_5$	0.74	108.5	0100	$S_{13}$	0.74	288.5	1100
$S_6$	0.33	135	0101	$S_{14}$	0.33	315	1101
$S_7$	1	135	0110	$S_{15}$	1	315	1110
$S_8$	0.74	161.5	0111	$S_{16}$	0.74	341.5	1111

### III-B. Diseño del filtro de salida

Como se comentó anteriormente, la frecuencia de corte del filtro de salida del convertidor ha de estar entre la componente de mayor frecuencia de la señal que se quiere reproducir y entre la menor componente de la modulación PWM. La configuración del filtro de salida elegido es un Legendre-Papoulis de cuarto orden con una frecuencia de corte  $f_c = 750$  kHz, cuyos elementos reactivos son los mostrados en la Tabla II.

**Tabla II:** VALORES DEL FILTRO *LEGENDRE-PAPOULIS* DE CUARTO ORDEN PARA  $f_c = 750$  kHz.

$L_{1-A} = L_{1-B}$ ( $\mu H$ )	$C_2$ (nF)	$L_3$ ( $\mu H$ )	$C_4$ (nF)
3.4	70	1.5	27

### III-C. Ejemplo de transmisión

La figura 9a muestra la transmisión de una secuencia de 8 símbolos de la modulación 16-QAM. Para ilustrar la transmisión se muestran las formas de onda más significativas del sistema tanto en el transmisor como en el receptor. La tensión sobre los LEDs  $v_o(t)$  tiene un valor medio de 16.5 V que polariza los LEDs en el centro de su zona lineal y un valor pico a pico de 5 V, acotado al intervalo de comportamiento lineal de la carga. La corriente por los LEDs  $i_o(t)$  tiene un valor medio de 0.5 A y un valor pico a pico de 0.9 A. En recepción se muestra la tensión de salida del receptor óptico PDA10A-EC de *Thorlabs* utilizado. A la vista de las formas de onda, se observa que las tres son proporcionales y no hay distorsión apreciable en ella, lo cual demuestra que los LEDs siempre trabajan en su zona lineal y son capaces de reproducir la forma de onda de transmisión.

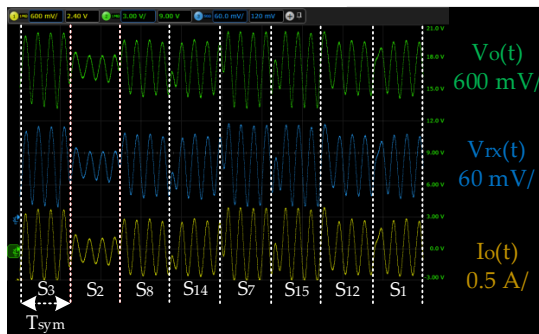
En la figura 9b se muestra el espectro de la tensión de convertidor antes  $v_{s-a}(t)$  y después  $v_o(t)$  del filtro. Se observa que tanto la componente de continua como la señal de transmisión (500 kHz) pasan el filtro sin ser atenuadas, mientras que las componentes de la modulación PWM (4.5 MHz y resto de armónicos) son atenuados considerablemente debido al efecto del filtro y del convertidor de doble fase.

En la figura 10 se muestra el sistema de transmisión formado por el convertidor funcionando como transmisor, el receptor y el osciloscopio mostrando las señales más representativas de la transmisión. El sistema permite transmitir con una separación de 1 m, consumiendo una potencia de 10 W, alcanzando rendimientos de entre 85 % y 90 %.

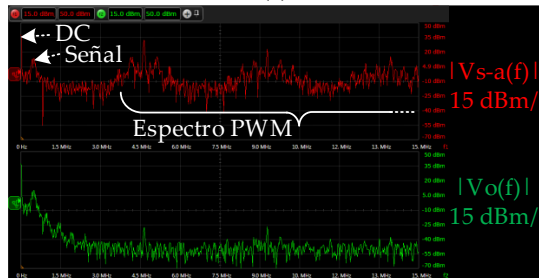
## IV. CONCLUSIONES

Como conclusiones se obtiene que el uso de convertidores CC/CC es imprescindible si se quiere mantener un nivel de eficiencia alto en sistemas de iluminación que incluyan transmisión VLC. Una mayor eficiencia implica un menor coste del sistema, al no necesitar de costosos sistemas de refrigeración, mayor densidad de potencia y mayores distancias de transmisión.

Como se presenta en el análisis propuesto, los convertidores CC/CC han de ser adaptados para poder generar el nivel de



(a)



(b)

**Figura 9:** (a) Formas de onda más significativas del transmisor, donde  $v_o(t)$  es la tensión en los LEDs,  $i_o(t)$  es la corriente en los LEDs y  $v_{rx}(t)$  es la tensión a la salida del receptor; (b) muestra el proceso de filtrado, donde se visualiza el espectro a la entrada del filtro  $|v_{s-a}(t)|$  y a la salida  $|v_o(f)|$ .

señal de transmisión, haciendo que sean capaces de cambiar rápidamente su tensión de salida. En este caso el convertidor reductor CC/CC se presenta como el más indicado para esta función, debido a su filtro explícito de salida y su relación lineal entre tensión de entrada, salida y ciclo de trabajo, pudiendo ser adaptado para esta función. Además se presentan topologías derivadas del convertidor reductor CC/CC, usando más fases y filtros de mayor orden, los cuales permiten aumentar el ancho de banda de la señal a transmitir.

En los resultados experimentales, se presenta el diseño de un convertidor reductor con filtro de cuarto orden. El convertidor utiliza 5 LEDs como carga, transmitiendo una modulación 16-QAM. La prueba de transmisión se realiza a 1 m de distancia con una tasa binaria alcanzada de 500 kbps.

#### AGRADECIMIENTOS

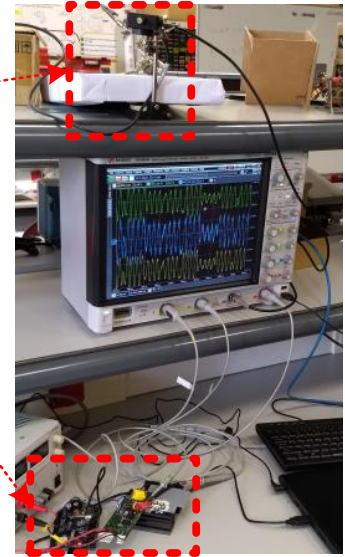
Trabajo realizado mediante la financiación del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte a través del proyecto MINECO-15-DPI2014-56358-JIN y la beca FPU con referencia FPU14/03268 y del Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto SV-PA-17-RIS3-4 y de los fondos FEDER.

#### REFERENCIAS

- [1] "Ieee standard for local and metropolitan area networks—part 15.7: Short-range wireless optical communication using visible light," *IEEE Std 802.15.7-2011*, pp. 1–309, Sept 2011.
- [2] A. Jovicic, J. Li, and T. Richardson, "Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 26–32, December 2013.

Receptor

Transmisor



**Figura 10:** Configuración de sistema transmisor, donde se muestra transmisor, receptor y el osciloscopio con las formas de onda más significativas. La distancia entre transmisor y receptor es de 1 m.

- [3] J. A. J. Roufs and F. J. J. Blommaert, "Temporal impulse and step responses of the human eye obtained psychophysically by means of a drift-correction perturbation technique," *Vision Research*, vol. 21, no. 8, pp. 1203–1221, 1981.
- [4] J. Vučić, C. Kottke, K. Habel, and K. D. Langer, "803 mbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary," in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, March 2011, pp. 1–3.
- [5] F.-M. Wu, C.-T. Lin, C.-C. Wei, C.-W. Chen, Z.-Y. Chen, and H.-T. Huang, "3.22-gb/s wdm visible light communication of a single rgb led employing carrier-less amplitude and phase modulation," in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, March 2013, pp. 1–3.
- [6] J. Sebastián, D. G. Aller, J. Rodríguez, D. G. Lamar, and P. F. Miaja, "On the role of the power electronics on visible light communication," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2017, pp. 2420–2427.
- [7] J. Rodríguez, D. G. Lamar, J. Sebastian, and P. F. Miaja, "Taking advantage of the output voltage ripple of a two-phase buck converter to perform quadrature amplitude modulation for visible light communication," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2017, pp. 2116–2123.
- [8] J. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, and J. Sebastian, "Reproducing single-carrier digital modulation schemes for vlc by controlling the first switching harmonic of the dc-dc power converter output voltage ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [9] J. Sebastián, P. Fernández-Miaja, F. J. Ortega-González, M. Patiño, and M. Rodríguez, "Design of a two-phase buck converter with fourth-order output filter for envelope amplifiers of limited bandwidth," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5933–5948, Nov 2014.
- [10] P. F. Miaja, A. Rodríguez, and J. Sebastián, "Buck-derived converters based on gallium nitride devices for envelope tracking applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2084–2095, April 2015.
- [11] Y. Zhang, M. Rodríguez, and D. Maksimović, "Output filter design in high-efficiency wide-bandwidth multi-phase buck envelope amplifiers," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2015, pp. 2026–2032.
- [12] Y. Zhang, J. Strydom, M. de Rooij, and D. Maksimović, "Envelope tracking gan power supply for 4g cell phone base stations," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2016, pp. 2292–2297.
- [13] V. Yousefzadeh, N. Wang, Z. Popovic, and D. Maksimovic, "A digitally controlled dc/dc converter for an rf power amplifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 164–172, Jan 2006.