

# Aprovechamiento del Rizado de la Tensión de Salida de un Convertidor CC/CC para Reproducir Esquemas QAM en VLC

Juan Rodríguez<sup>1</sup>, Pablo F. Miaja<sup>2</sup>, Diego G. Lamar<sup>1</sup> y Javier Sebastián<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidad de Oviedo, Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (e-mail: rodriguezjuan@uniovi.es)  
Edificio Departamental nº3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. España.

<sup>2</sup>Power Systems Division, European Space Agency, Holanda.

**Resumen**—En este artículo se presenta un convertidor reductor bi-fase capaz de reproducir un esquema de Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM) en sistemas de Comunicación por Luz Visible (VLC). El método propuesto satisface tanto la funcionalidad de iluminación, como la de comunicación de un transmisor de VLC mediante el control del valor medio, la amplitud y la fase de la corriente sinusoidal que circula por LEDs de alta eficiencia (HB-LEDs). La idea propuesta se basa en el aprovechamiento del armónico a la frecuencia de conmutación del rizado de la tensión de salida del convertidor para reproducir el esquema de modulación. Dicho esquema proporciona una mayor eficiencia espectral (i.e. un mayor número de bits por símbolo transmitido) que los esquemas de modulación presentados previamente para ser reproducidos mediante convertidores CC/CC. Comparándolo con los métodos ya propuestos, el hecho de aprovechar el rizado de la tensión de salida unido a las bondades del esquema de modulación reproducido lleva a que se logre el mayor ratio entre la tasa de bits alcanzada y la frecuencia de conmutación que se le exige al convertidor CC/CC.

**Palabras Clave**— Convertidor reductor bi-fase, QAM, alta frecuencia, rizado de la tensión de salida, VLC y HB-LED.

## I. INTRODUCCIÓN

LA Comunicación por Luz Visible (VLC, del inglés *Visible Light Communication*) [1] es un sistema de comunicación inalámbrica que hace uso de la luz visible en lugar de las ondas de radiofrecuencia, permitiendo ofrecer algunos servicios de comunicación sin recurrir al cada vez más saturado espectro radioeléctrico [2]-[4]. La VLC añade a los sistemas de iluminación de Estado Sólido (SSL, del inglés *Solid-State Lighting*) la funcionalidad de transmisión de información basándose en la modulación de la corriente que circula a través de los LEDs de Alto Eficiencia (HB-LEDs, del inglés *High Brightness-LEDs*). Esta modulación de corriente, que se traduce en una modulación de la intensidad de la luz emitida por los HB-LEDs, debe ser lo suficientemente rápida como para resultar inapreciable al ojo humano y alcanzar las elevadas tasas de transmisión demandadas en la actualidad.

A pesar de que a priori se estimaba que el rendimiento energético de un transmisor VLC no disminuyese en exceso respecto a una luminaria de SSL [5], se ha demostrado que la funcionalidad de comunicación siempre añade pérdidas de potencia, debidas mayoritariamente, al amplificador de potencia que se utiliza en el transmisor [6]. Durante los últimos

años, las investigaciones relativas a VLC se han centrado en alcanzar tasas de transmisión extremadamente altas [7]-[13], obviando el pobre rendimiento energético que ofrecen los amplificadores de potencia lineales (clases A, AB o B) utilizados para reproducir los complejos esquemas de modulación necesarios para lograr dichas tasas. Como consecuencia, los prototipos de transmisores de VLC presentados hasta ahora ofrecen un pobre rendimiento energético y manejan bajos niveles de potencia. Con el objetivo de mejorar estos dos puntos, se ha comenzado a explorar recientemente la idea de emplear convertidores conmutados CC/CC en transmisores de VLC. El gran problema de los diseños propuestos hasta la fecha es la elevada frecuencia de conmutación que se le exige al convertidor CC/CC para lograr una tasa de transmisión aceptable [6]. Como ejemplo de estos diseños se tiene el uso de un convertidor LLC propuesto en [14] que incluye un interruptor adicional para modular la corriente de los HB-LEDs, apagando o encendiendo completamente los dispositivos (i.e. técnicas de *dimming*). El esquema de Modulación por Posición Variable de Pulso (VPPM, del inglés *Variable Pulse Position Modulation*) reproducido únicamente emplea un bit por símbolo ('0' o '1' en función de la posición de los pulsos de *dimming* al principio o al final del periodo de símbolo), lo cual proporciona una pobre eficiencia espectral y una baja tasa de transmisión [15]. Además, el ancho de banda de la señal a reproducir está limitado por el lazo de regulación de la corriente que circula por los HB-LEDs, por lo que la tasa de transmisión alcanzada es 10 veces inferior a la frecuencia de conmutación del convertidor. En [16] se presentan otras aproximaciones también basadas en la reproducción de esquemas VPPM, pero en este caso utilizando convertidores reductores. En [17] se vuelve a reproducir el esquema VPPM, pero a diferencia de [14], la tasa de transmisión alcanzada puede llegar a ser igual que la frecuencia de conmutación del convertidor (i.e. 2 Mb/s para 2 MHz de frecuencia de conmutación). Por último, a modo de resumen, en [18] se puede encontrar una visión sobre el papel que la electrónica de potencia puede jugar en los transmisores de VLC.

En este artículo se presenta un método de control de un convertidor CC/CC que mejora, con respecto a las propuestas previas, el ratio entre la tasa de transmisión lograda y la frecuencia de conmutación que se le exige al convertidor CC/CC [19]. Esto se consigue gracias a dos factores. El primero es que el convertidor CC/CC es capaz de reproducir un esquema de modulación más complejo que proporciona una mayor

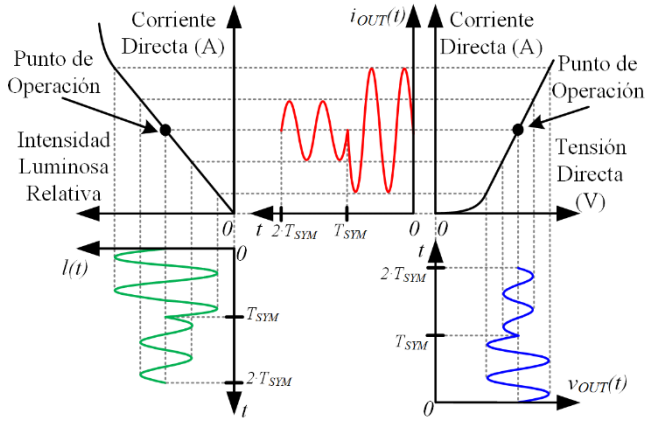


Fig. 1. Modulación de la amplitud y la fase de la intensidad de la luz emitida por un HB-LED.

eficiencia espectral (i.e. se transmiten más bits por símbolo haciendo uso del mismo ancho de banda): Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM, del inglés *Quadrature Amplitude Modulation*) [20]. El segundo factor es que el método propuesto permite controlar el rizado de la tensión de salida para reproducir dicho esquema de modulación, de forma que el ancho de banda de la señal de comunicación es mayor que la frecuencia de conmutación del convertidor CC/CC. El artículo presenta la siguiente estructura. El principio de operación del convertidor CC/CC se describe en la sección II. En la sección III se muestran y analizan los resultados experimentales. Finalmente, las conclusiones se recogen en la sección IV.

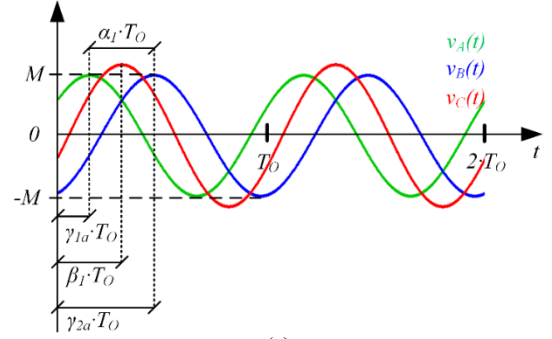
## II. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

### A. Requisitos para reproducir un esquema QAM en un transmisor VLC con un convertidor CC/CC

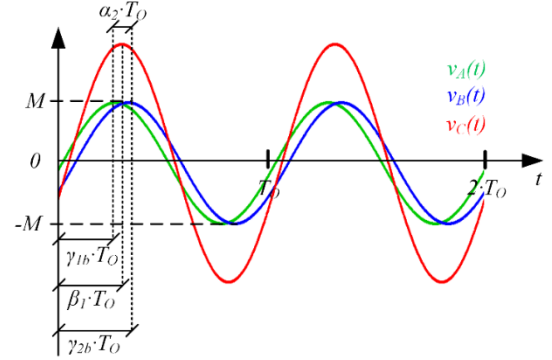
En un esquema QAM, tanto la amplitud como la fase de una señal sinusoidal (i.e. la portadora) contienen información, por lo que cada símbolo está unívocamente definido por un valor de amplitud y un valor de fase de la portadora. Por ejemplo, si se consideran  $A$  valores de amplitud y  $P$  valores de fase posibles, existen  $A \cdot P$  símbolos diferentes, conteniendo  $\log_2(A \cdot P)$  bits cada uno. Además, la portadora debe mantener una amplitud y una fase fija (i.e. reproducir un determinado símbolo) durante el tiempo de símbolo ( $T_{SYM}$ ). La ecuación (1) muestra la tasa de transmisión alcanzada por un esquema  $(A \cdot P)$ -QAM:

$$BR_{(A \cdot P)QAM} = \log_2(A \cdot P) / T_{SYM}. \quad (1)$$

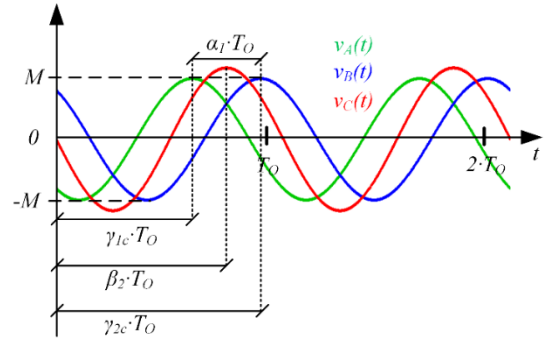
En un sistema VLC basado en el esquema QAM, la intensidad de luz sinusoidal emitida por los HB-LEDs debe presentar un cierto valor medio positivo (i.e. punto de operación en continua) para cumplir la funcionalidad de iluminación. Por tanto, se deben aplicar formas de onda de tensión sinusoidales con un cierto valor de continua al conjunto de HB-LEDs. La relación que existe entre la corriente que circula a través de ellos y la intensidad de la luz emitida se puede deducir utilizando las gráficas de corriente-tensión y de corriente-intensidad luminica relativa de los HB-LEDs. La Fig. 1 muestra un ejemplo de una modulación de la intensidad de la luz emitida donde se transmiten dos símbolos variando fase y amplitud. Como



(a)



(b)



(c)

Fig. 2. Suma de 2 formas de onda sinusoidales con el mismo valor de amplitud y de frecuencia, pero de distinta fase: (a) Condiciones iniciales. (b) Efecto de reducir  $\alpha$ . (c) Efecto de aumentar  $\beta$ .

conclusión, el convertidor CC/CC debe proporcionar una tensión de salida sinusoidal con un cierto valor de continua, permitiendo controlar de manera independiente la amplitud, la fase y el valor medio de dicha forma de onda.

### B. Base teórica del método propuesto

El método propuesto para reproducir un esquema QAM para VLC aprovechando el rizado de la tensión de salida de un convertidor CC/CC se basa en la suma de dos formas de onda sinusoidales,  $v_A(t)$  y  $v_B(t)$ , definidas en (2) y (3) respectivamente. Ambas presentan la misma amplitud ( $M$ ) y frecuencia ( $f_0$ ), pero distintas fases ( $-\gamma_1 \cdot 2 \cdot \pi$  y  $-\gamma_2 \cdot 2 \cdot \pi$  respectivamente). La suma de estas dos formas de onda sinusoidales es igual a una tercera senoide (i.e.  $v_C(t)$ ) que posee la misma frecuencia. De acuerdo con (4), la amplitud de  $v_C(t)$  depende del parámetro  $\alpha$ , definido en (5), que representa el desfase entre  $v_B(t)$  y  $v_A(t)$  dividido por  $2 \cdot \pi$ . Por su parte, la fase de  $v_C(t)$  depende del parámetro  $\beta$ , definido en (6), que representa el valor absoluto de la fase media de  $v_A(t)$  y  $v_B(t)$

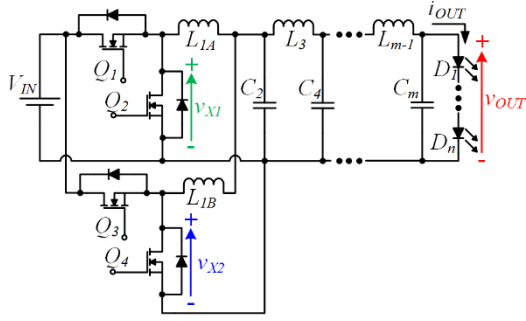


Fig. 3. Convertidor reductor síncrono bi-fase con filtro de orden  $m$ .

dividido por  $2\pi$ . Señalar que  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  y  $\beta$  pueden variar entre 0 y 1, mientras que  $\alpha$  puede variar entre 0 and 0,5.

La Fig. 2a muestra  $v_C(t)$  para ciertos valores de  $\alpha$  y  $\beta$  (i.e.  $\alpha = \alpha_1$  y  $\beta = \beta_1$ ). Indicar que  $T_O = 1/f_O$  representa el periodo de las sinusoides. En la Fig. 2b se muestra cómo la amplitud de  $v_C(t)$  aumenta al reducir  $\alpha$  (para  $\alpha = \alpha_2$ , siendo  $\alpha_2 < \alpha_1$ ). Por otra parte, en la Fig. 2c queda reflejada la dependencia de la fase de  $v_C(t)$  con  $\beta$  (con  $\beta = \beta_2$ , siendo  $\beta_2 > \beta_1$ ). La conclusión es que una forma de onda sinusoidal, cuya amplitud y fase deban ser controladas independientemente, puede ser generada a partir de la suma de 2 sinusoides que tengan la misma amplitud y una frecuencia igual a la de la sinusoide deseada, y cuyas fases puedan ser controladas.

### C. Topología propuesta para reproducir esquemas QAM en VLC aprovechando el rizado de la tensión de salida

La topología propuesta para hacer uso del rizado de la tensión de salida a la frecuencia de conmutación y generar la tensión de salida sinusoidal deseada es un convertidor reductor síncrono bi-fase con filtro de salida de orden superior. La Fig. 3 muestra el esquema para el caso de un filtro de orden  $m$ . Señalar que la frecuencia de conmutación ( $f_{SW}$ ), el ciclo de trabajo ( $d$ ) y la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) de cada fase es la misma. Típicamente, esta topología se emplea con  $d$  igual a 0,5 y con un desfase de  $\pi$  entre las fases del convertidor para cancelar todos los armónicos provenientes de la frecuencia de conmutación (i.e.  $v_{OUT}(t) = v_{OUTdc}$ ) [21]. Sin embargo, el convertidor CC/CC propuesto controla el valor de la fase (i.e.  $-\gamma_1 \cdot 2\pi$  y  $-\gamma_2 \cdot 2\pi$ ) de la tensión pulsada que se tiene en el nodo de conmutación de cada una de las fases del convertidor reductor (i.e.  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$ ) para controlar la amplitud y la fase del primer armónico del rizado de la tensión de salida (i.e. el armónico a la frecuencia de conmutación). La Fig. 4 muestra las tensiones  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$ , resaltando la suma del nivel de continua y el primer armónico de cada forma de onda, así como la interpretación gráfica de sus parámetros  $\alpha$  y  $\beta$ . Señalar que  $T_{SW}$  representa el periodo de conmutación del convertidor CC/CC. La Fig. 5a muestra el

$$v_A(t) = M \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t - \gamma_1 \cdot 2 \cdot \pi), \quad (2)$$

$$v_B(t) = M \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t - \gamma_2 \cdot 2 \cdot \pi), \quad (3)$$

$$v_C(t) = 2 \cdot M \cdot \cos(\alpha \cdot \pi) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t - \beta \cdot 2 \cdot \pi), \quad (4)$$

$$\alpha = \frac{\gamma_2 \cdot 2 \cdot \pi - \gamma_1 \cdot 2 \cdot \pi}{2 \cdot \pi} = \gamma_2 - \gamma_1, \quad (5)$$

$$\beta = \frac{\gamma_1 \cdot 2 \cdot \pi + \gamma_2 \cdot 2 \cdot \pi}{2 \cdot (2 \cdot \pi)} = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} = \gamma_1 + \frac{\alpha}{2}. \quad (6)$$

circuito equivalente después de considerar  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$  como fuentes de tensión ideales. El esquema mostrado en la Fig. 5b puede ser obtenido a partir del esquema de la Fig. 5a, aplicando el principio de superposición, el teorema de Thevenin y considerando que  $L_{1A}$  y  $L_{1B}$  son iguales [22]. El circuito puede ser redibujado como un filtro paso bajo con un tensión de entrada ( $v_T(t)$ ) igual a la suma de  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$  multiplicadas por 0,5 (Fig. 5c).

Las ecuaciones (7) y (8) se obtienen al aplicar el análisis de Fourier a  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$ . La ecuación (9) muestra que cada armónico de  $v_T(t)$  es la suma del respectivo armónico de  $v_{X1}(t)$  y de  $v_{X2}(t)$ . Este resultado se obtiene partiendo de la explicación teórica detallada en la sección II.B. En este caso, la amplitud y la fase de cada armónico de  $v_T(t)$  pueden ser modificadas controlando las fases de las tensiones  $v_{X1}(t)$  y de  $v_{X2}(t)$ . De esta forma, controlando  $\alpha$  y  $\beta$  se modifica la amplitud y la fase respectivamente de cada armónico de  $v_T(t)$ . En este artículo se pretende controlar el primer armónico de  $v_T(t)$ , por lo que la parte del espectro de  $v_T(t)$  que interesa mantener a la salida del filtro paso bajo del convertidor CC/CC es la componente continua y el primer armónico. Por lo tanto, el filtro debe ser diseñado para lograr  $v_{OUT}(t)$  igual al valor medio más el primer armónico de  $v_T(t)$  (i.e.  $v_{OUT}(t) = v_{OUTdc} + v_{OUTac}(t)$ , i.e. (10)). En este sentido, el uso de un filtro de orden superior al tradicional es recomendable. Es importante destacar que el convertidor CC/CC propuesto logra cancelar los armónicos pares de la tensión de salida al fijar el ciclo de trabajo a un valor de 0,5, ayudando así a reducir el orden del filtro. Indicar que la componente de CA de  $v_{OUT}(t)$  (i.e.  $v_{OUTac}(t)$ ) presenta un retraso

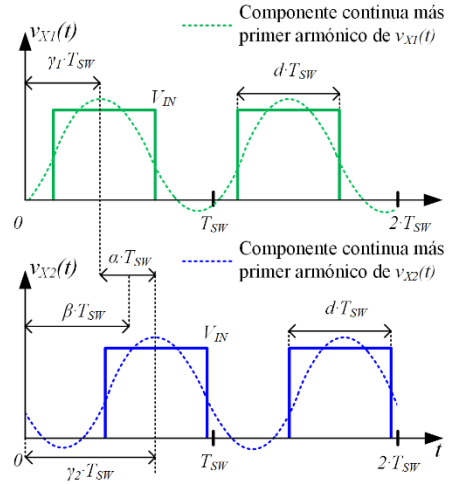


Fig. 4. Tensiones drenador-fuente de  $Q_2$  y de  $Q_4$  (i.e. tensión en el nodo de conmutación de cada fase del convertidor reductor  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$ ) incluyendo los principales parámetros de control ( $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ ,  $\alpha$  y  $\beta$ ). Las líneas discontinuas representan el primer armónico más la componente de continua de cada forma de onda.

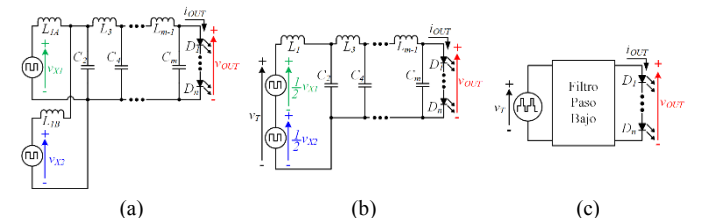


Fig. 5. Circuitos equivalentes del convertidor reductor síncrono bi-fase: (a) Tras considerar  $v_{X1}(t)$  y  $v_{X2}(t)$  como fuentes de tensión ideales. (b) Circuito simplificado. (c) Circuito final.

$$v_{X1}(t) = d \cdot V_{IN} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot V_{IN}}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k \cdot \pi \cdot d) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot f_{SW} \cdot t - \gamma_1 \cdot k \cdot 2 \cdot \pi), \quad (7)$$

$$v_{X2}(t) = d \cdot V_{IN} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot V_{IN}}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k \cdot \pi \cdot d) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot f_{SW} \cdot t - \gamma_2 \cdot k \cdot 2 \cdot \pi), \quad (8)$$

$$v_T(t) = 0.5 \cdot (v_{X1}(t) + v_{X2}(t)) = d \cdot V_{IN} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot V_{IN}}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k \cdot \pi \cdot d) \cdot \cos(k \cdot \pi \cdot \alpha) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot f_{SW} \cdot t - \beta \cdot k \cdot 2 \cdot \pi), \quad (9)$$

$$v_{OUT}(t) = v_{OUTdc} + v_{OUTac}(t) = d \cdot V_{IN} + \frac{2 \cdot V_{IN}}{\pi} \cdot \sin(\pi \cdot d) \cdot \cos(\pi \cdot \alpha) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{SW} \cdot (t - t_{FIL}) - \beta \cdot 2 \cdot \pi). \quad (10)$$

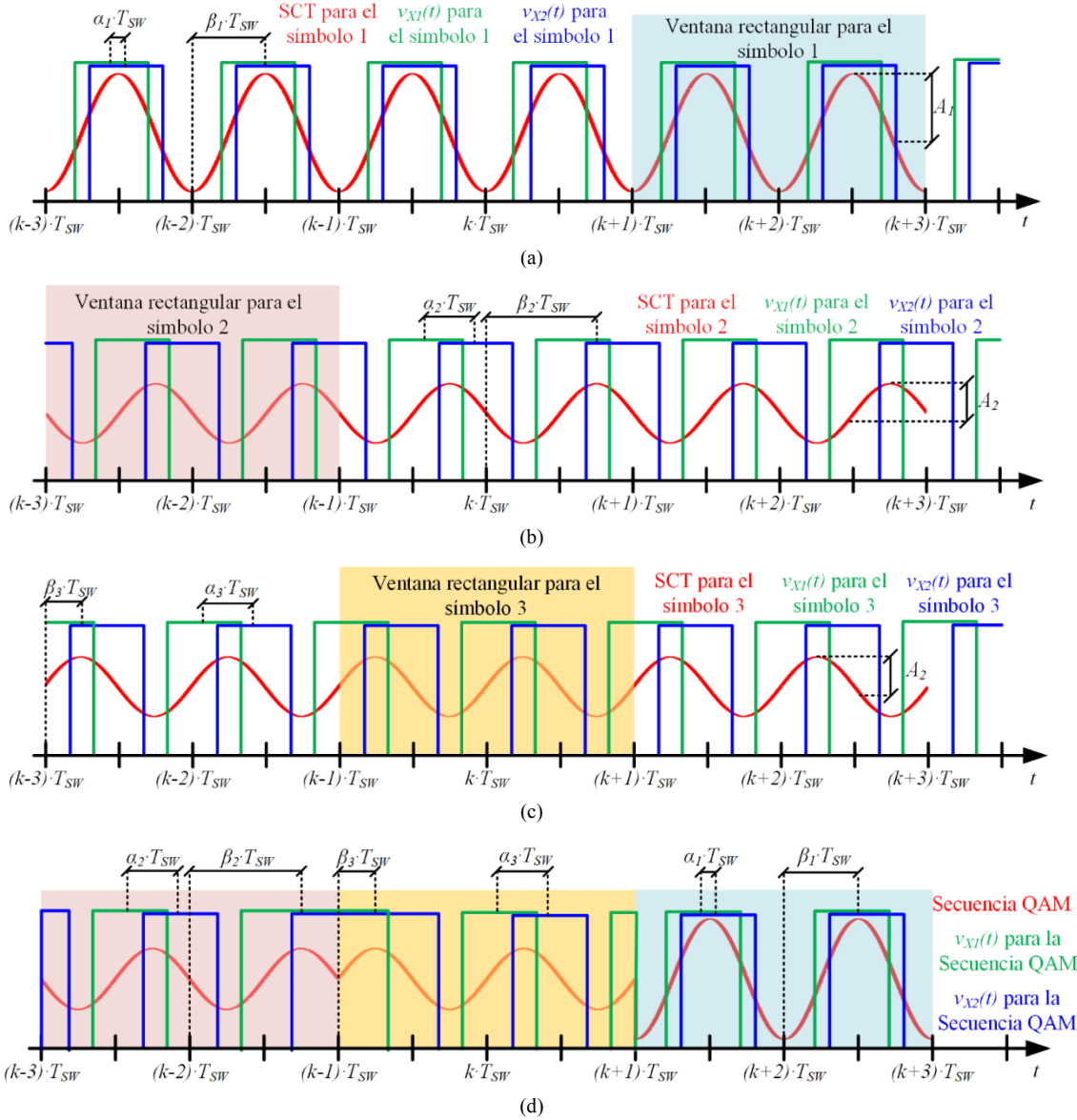


Fig. 6. Construcción de una secuencia QAM aplicando ventanas rectangulares a SCT de distintos símbolos: (a) SCT para el símbolo 1 con su ventana rectangular. (b) SCT para el símbolo 2 con su ventana rectangular. (c) SCT para el símbolo 3 con su ventana rectangular. (d) Secuencia resultante.

temporal adicional ( $t_{FIL}$ ) debido a la propia naturaleza del filtro.

De acuerdo con (10), el ciclo de trabajo puede ser utilizado para fijar el valor medio de la tensión de salida (i.e.  $v_{OUTdc}$ ). A continuación,  $\alpha$  y  $\beta$  deben ser calculados para obtener la amplitud y la fase deseadas de la componente CA a la frecuencia de conmutación (i.e.  $v_{OUTac}(t)$ ). Como conclusión,  $v_{OUTdc}$  se encarga de satisfacer la funcionalidad de iluminación

mientras que  $v_{OUTac}(t)$  se ocupa de realizar la funcionalidad de comunicación del transmisor VLC. Obviamente, el método propuesto también es capaz de reproducir esquemas de modulación más simples que QAM, como es ASK (del inglés *Amplitude-Shift Keying*) o PSK (del inglés *Phase-Shift Keying*).

#### D. Generación de una secuencia QAM

En esta sección se propone una explicación cualitativa sobre la implementación de una secuencia QAM. Para lograr la generación de distintos símbolos de forma secuencial con la metodología propuesta (i.e. una forma de onda sinusoidal que muestre abruptos cambios en su fase y amplitud a lo largo del tiempo), se deben considerar cambios instantáneos de  $\alpha$  y  $\beta$ . Así, la forma de onda sinusoidal resultante se puede ver como una concatenación de partes de diferentes formas de onda Sinusoidales Constantes en el Tiempo (SCT). Desde un punto de vista teórico, es equivalente a disponer de  $(A \cdot P)$  SCTs (una por cada símbolo, caracterizado por un cierto de amplitud y de fase) de las que se extraen ciertas partes para construir la secuencia deseada. En el campo del tratamiento de señales, esto es equivalente a aplicar una ventana rectangular a las SCTs. La Fig. 6 muestra un ejemplo donde se consideran 3 símbolos diferentes. El valor de la amplitud y de la fase del símbolo 1 es  $A_1$  y  $-180^\circ$  respectivamente (Fig. 6a). El valor de la amplitud de los símbolos 2 y 3 es  $A_2$ , y de sus fases son  $-270^\circ$  (Fig. 6b) y  $-90^\circ$  (Fig. 6c) respectivamente. Se ha definido  $T_{SYM}$  igual a  $2 \cdot T_{SW}$  y la secuencia deseada es símbolo 2, símbolo 3 y símbolo 1.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

#### A. Datos del prototipo y reproducción de una secuencia QAM

El prototipo consiste en un convertidor reductor síncrono bifase con filtro Butterworth de sexto orden ( $L_{1A}=L_{1B}=4,39 \mu\text{H}$ ,  $C_2=56 \text{ nF}$ ,  $L_3=2,2 \mu\text{H}$ ,  $C_4=38,25 \text{ nF}$ ,  $L_5=1,07 \mu\text{H}$  y  $C_6=8,24 \text{ nF}$ ) y 6 HB-LEDs (W42180 Seoul Semiconductor) conectados en serie como carga. La frecuencia de conmutación es 500 kHz y su potencia máxima es 15 W. Se utilizan MOSFETs CSD88539ND gobernados por los circuitos integrados LM5101AMX/NOPB para cada medio puente. Las señales de control son generadas mediante una FPGA. En serie con los HB-LEDs se conecta una resistencia de precisión ( $R_{SEN}$ ) de  $0,25 \Omega$  para calcular la corriente de salida midiendo su tensión ( $v_{SEN}$ ). Se emplea una tensión media de salida de 18,9 V para obtener una corriente media por los HB-LEDs de 440 mA. El ciclo de trabajo es de 0,5 para cancelar los armónicos impares de  $v_T(t)$ , reduciendo así las exigencias del filtro. De acuerdo con lo anterior, la tensión de entrada es de 37,8 V.

De cara a probar el método presentado en este artículo, el prototipo se emplea para reproducir un esquema 64-QAM, para lo que se establecen 8 valores de amplitud ( $A=8$ ) y 8 de fase ( $P=8$ ). La Tabla I muestra los diferentes valores de amplitud ( $i_{AMP}$ ) y de fase de la corriente que circula por los HB-LEDs con el código de bits que identifica a cada símbolo. En total se tienen 64 símbolos diferentes y, como resultado, cada símbolo contiene 6 bits (los 3 bits altos vienen determinados por la amplitud, mientras que los 3 bits bajos quedan determinados por la fase). Se fija  $T_{SYM}$  igual a  $3 \cdot T_{SW}$  (i.e. 3 periodos de la portadora). De acuerdo con (1), la tasa de transmisión alcanzada es de 1 Mbit/s.

La Fig.7 muestra una parte de una secuencia 64-QAM en la que se pueden identificar 4 símbolos. La Fig. 8 muestra la fidelidad con la que se reproduce una transición cuando se impone un cambio en la amplitud. Se puede observar que el

instante en que se produce la transición en la salida (i.e.  $v_{OUT}$  y  $v_{SEN}$ ) está retrasado  $t_{FIL}$  (672 ns con el filtro implementado) con respecto al instante en que se produce la transición a la entrada del filtro (i.e. cambio en  $v_{X1}$  y  $v_{X2}$ ). Aclarar que este retraso no ocasiona ningún efecto perjudicial para la transmisión puesto que es constante dentro del ancho de banda de la señal a reproducir.

#### B. Análisis de la tasa de transmisión alcanzada

Con el objetivo de comparar la tasa de transmisión proporcionada por el método presentado en este artículo con la alcanzada por otras soluciones presentadas anteriormente, se establece la figura de mérito  $BR/f_{SW}$ , donde  $BR$  es la tasa de transmisión lograda y  $f_{SW}$  es la frecuencia a la que debe conmutar el convertidor CC/CC. En [14] se reproduce un esquema VPPM, logrando una tasa de transmisión 50 kb/s para

TABLA I. DEFINICIÓN DE LOS VALORES DE AMPLITUD Y DE FASE DEL ESQUEMA 64-QAM.

Amplitudes			Fases		
ID	$i_{AMP}$ (mA)	Código bit	ID	Fase ( $^\circ$ )	Código bit
$A_1$	104,57	000	P1	0	000
$A_2$	159,86	001	P2	-45	001
$A_3$	203,13	010	P3	-90	010
$A_4$	254,81	011	P4	-135	011
$A_5$	296,88	100	P5	-180	100
$A_6$	349,76	101	P6	-225	101
$A_7$	405,05	110	P7	-270	110
$A_8$	440	111	P8	-315	111

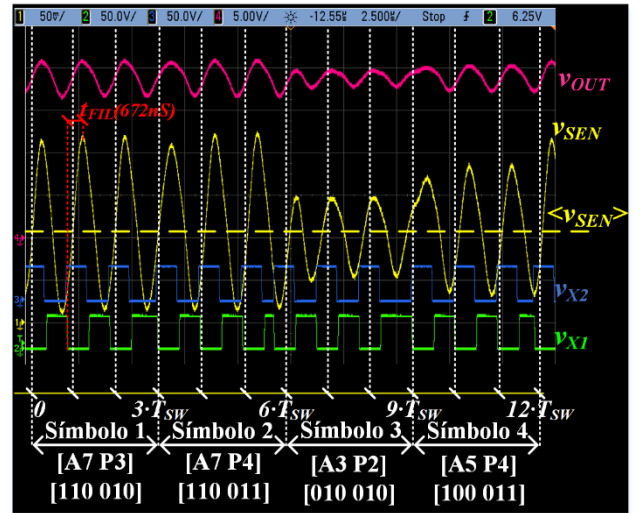


Fig. 7. Detalle de 4 símbolos de la secuencia 64-QAM experimental.



Fig.8. Detalle de una transición en la amplitud de la tensión de salida.

una frecuencia de conmutación de 500 kHz (Método A). En [17] se reproduce el mismo esquema, alcanzando una tasa de transmisión de 2 Mb/s para una frecuencia de conmutación de 2 MHz (Método B). Las ecuaciones (11) y (12) muestran la tasa de transmisión alcanzada en función de la frecuencia de conmutación para los métodos A y B respectivamente.

$$BR_A = f_{SW}/10, \quad (11)$$

$$BR_B = f_{SW}. \quad (12)$$

El método propuesto en este artículo alcanza una tasa de transmisión de 1 Mb/s reproduciendo un esquema 64-QAM con una frecuencia de conmutación de 500 kHz. Además, de acuerdo con la ecuación (1), la tasa de transmisión puede aumentarse reduciendo  $T_{SYM}$ , la cual se fijó a  $3 \cdot T_{SW}$  en las pruebas experimentales para permitir que los distintos símbolos pudieran ser diferenciados fácilmente en la Fig. 7. A esto hay que añadir que en el futuro se tratará de reproducir esquemas más complejos como 128-QAM, 256-QAM o 512-QAM, los cuales también permitirán alcanzar mayores tasas de transmisión. La Fig. 9 muestra la tasa de transmisión alcanzada por cada método en función de  $f_{SW}$ , incluyendo los resultados logrados por el prototipo con el que fueron presentados. Se puede ver que la mayor  $BR/f_{SW}$  se consigue con el método presentado en este artículo. Esto se debe tanto a la mayor eficiencia espectral proporcionada por el esquema QAM reproducido respecto a los esquemas VPPM de los otros métodos, como al hecho de aprovechar el propio rizado de la tensión de salida del convertidor CC/CC y no tener que aumentar en exceso la  $f_{SW}$ .

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un convertidor reductor síncrono para transmisores VLC capaz de reproducir esquemas QAM. El método propuesto permite controlar la amplitud y la fase del armónico a  $f_{SW}$  de la tensión de salida modificando el valor de la fase de la tensión del nodo de conmutación de cada fase del convertidor CC/CC. El método propuesto logra el mayor ratio entre la tasa de transmisión alcanzada y la frecuencia de conmutación necesaria con respecto a los transmisores VLC basados en convertidores CC/CC propuestos hasta la fecha.

#### AGRADECIMIENTOS

Trabajo realizado mediante la financiación del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte a través del proyecto MINECO-17-DPI2016-75760-R y la beca FPU con referencia FPU14/03268; y del Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto FC-15-GRUPIN14-143 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, in IEEE Std 802.15.7-2011, vol. 1, no. 1, pp.1-309, Sept. 6 2011

[2] GBI Research, Visible Light Communication (VLC)—A Potential Solution to the Global Wireless Spectrum Shortage, Sep. 2011 [Online]. Available: <http://www.gbiresearch.com>

[3] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: Potential and state-of-the-art," IEEE Commun. Mag., vol. 49, no. 9, pp. 56–62, Sep. 2011.

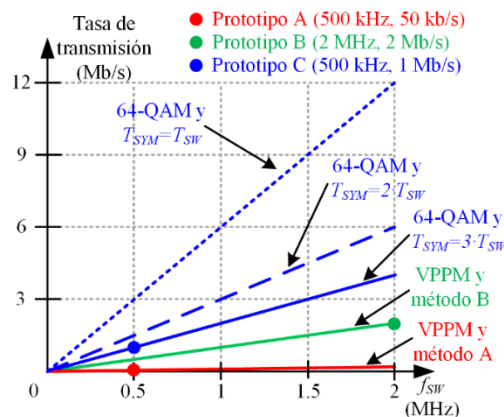


Fig. 9. Comparativa de la tasa de transmisión alcanzada por los distintos métodos propuestos en función de la frecuencia de conmutación.

[4] A. Jovicic, J. Li and T. Richardson, "Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market," in IEEE Communications Magazine, vol. 51, no. 12, pp. 26-32, December 2013.

[5] A. Tsiatmas, C. P. M. J. Baggen, F. M. J. Willems, J. P. M. G. Linnartz and J. W. M. Bergmans, "An illumination perspective on visible light communications," in IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 7, pp. 64-71, July 2014.

[6] A. Tsiatmas, F. M. Willems, J. P. M. Linnartz, S. Baggen and J. W. Bergmans, "Joint illumination and visible-Light Communication systems: Data rates and extra power consumption," 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, 2015, pp. 1380-1386.

[7] Hoa Le Minh et al., "80 Mbit/s Visible Light Communications using pre-equalized white LED," 2008 34th European Conference on Optical Communication, Brussels, 2008, pp. 1-2.

[8] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, A. Buttner, K. D. Langer and J. W. Walewski, "White Light Wireless Transmission at 200 (+) Mb/s Net Data Rate by Use of Discrete-Multitone Modulation," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 20, pp. 1511-1513, Oct.15, 2009.

[9] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K. D. Langer and J. W. Walewski, "513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED," in Journal of Lightwave Technology, vol. 28, no. 24, pp. 3512-3518, Dec.15, 2010.

[10] 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 luminaire," Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, CA, 2011, pp. 1-3.

[11] S. K. Liaw, H. H. Chou, C. J. Wu, M. J. Chien and C. Teng, "500 Mb/s OOK visible light communications using RGB-based LEDs," 2015 International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE), Taipei, 2015, pp. 1-2.

[12] A. M. Khalid et al., "1-Gb/s Transmission over a Phosphorescent White LED by Using Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation," IEEE Photon. J., vol. 4, no. 5, Oct. 2012, pp. 1465–73.

[13] C. Kottke, J. Hilt, K. Habel, J. Vučić and K. D. Langer, "1.25 Gbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminaire," 2012 38th European Conference and Exhibition on Optical Communications, Amsterdam, 2012, pp. 1-3.

[14] S. Zhao, J. Xu and O. Trescases, "Burst-Mode Resonant LLC Converter for an LED Luminaire With Integrated Visible Light Communication for Smart Buildings," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4392-4402, Aug. 2014.

[15] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed. New York: McGrawHill, 2000.

[16] X. Deng, Y. Wu, K. Arulandu, G. Zhou and J. P. M. G. Linnartz, "Performance comparison for illumination and visible light communication system using buck converters," 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Austin, TX, 2014, pp. 547-552.

[17] K. Modepalli and L. Parsa, "Dual-Purpose Offline LED Driver for Illumination and Visible Light Communication," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 1, pp. 406-419, Jan.-Feb. 2015.

[18] J. Sebastian, P. F. Miaja, D. G. Aller, J. Rodriguez and D. G. Lamar, "On the Role of the Power Electronics on Visible Light Communication," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, 2017.

[19] J. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar and J. Sebastián, "Taking Advantage of the Output Voltage Ripple of a Two-Phase Buck Converter to Perform Quadrature Amplitude Modulation for Visible Light Communication", IEEE APEC 2017.

[20] L. Hanzo, W. Webb and T. Keller, Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation, 2000, Wiley.

[21] Xunwei Zhou, Xu Peng and F. C. Lee, "A high power density, high efficiency and fast transient voltage regulator module with a novel current sensing and current sharing technique," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99, Fourteenth Annual, Dallas, TX, 1999, pp. 289-294 vol.1.

[22] 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," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 11, pp. 5933-5948, Nov. 2014.