

Mejora de la Técnica de Modulación del Rizado para Comunicación por Luz Visible

Juan Rodríguez, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja, Daniel G. Aller y Javier Sebastián.
 Universidad de Oviedo, Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (e-mail: rodriguezjuan@uniovi.es)
 Edificio Departamental nº 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. España.

Resumen—La Modulación del Rizado (MR) es una técnica que proporciona una tensión de salida variable utilizando el rizado de la tensión de salida de un Convertidor Conmutado de Potencia (CCP). Fue propuesta para reproducir la señal de comunicación de transmisores de Comunicación por Luz Visible (CLV), evitando así el uso de Amplificadores Lineales de Potencia (ALPs), los cuales alcanzan un bajo rendimiento. Sin embargo, la MR ha tenido una gran limitación hasta ahora: no se ha reportado cómo reproducir esquemas de Modulación Multiportadora (MM), que son los esquemas de modulación preferidos debido a su buen funcionamiento en comunicaciones inalámbricas. En este trabajo se demuestra que la MR puede reproducir esquemas de MM considerando la envolvente y la fase instantánea de la señal de comunicación. Además, el sistema de control de la etapa de potencia se describe en detalle, explicando cómo modular el ancho y la fase de las señales de puerta de los MOSFETs, el cálculo del desfase que es necesario para seguir la envolvente, etc.

Palabras Clave—Comunicación por Luz Visible (CLV), LED, Modulación del Rizado (MR), alto rendimiento.

I. INTRODUCCIÓN

LA comunicación inalámbrica es esencial para la sociedad actual y futura. El tráfico de datos móviles ha crecido exponencialmente durante la última década y se espera que esta tendencia se mantenga durante los próximos años. Como resultado, el espectro radioeléctrico está cerca de la saturación y, por tanto, se necesita investigar nuevas opciones. Explorar bandas de frecuencias más elevadas y, por ejemplo, usar la luz como medio de transmisión es el paso lógico para aliviar el problema. La Comunicación por Luz Visible (CLV) es una subcategoría de las comunicaciones inalámbricas que ha captado la atención de muchas investigaciones [1], [2]. Este sistema de comunicación inalámbrica usa el espectro de luz visible (amplio y libre de licencia) para transmitir la información. El potencial del sistema se explota cuando se aprovecha la capacidad que tiene los LEDs de realizar cambios muy rápidos en la luz emitida para añadir la capacidad de comunicación a las lámparas de iluminación. La transmisión de la información se realiza modulando la intensidad de luz emitida ($s(t)$) y recuperando la señal mediante un receptor basado en el uso de un fotodiodo. Para cumplir tanto la función de comunicación como la de iluminación, $s(t)$ está formada por una componente continua (s_{DC}) que determina el nivel de iluminación, más una componente alterna de alta frecuencia ($s_{AC}(t)$) que es imperceptible por el ojo humano y que contiene la información.

El diseño del *driver* de LEDs para realizar CLV no es trivial pues debe aprovechar todo el ancho de banda del LED (entre 3 y 20 MHz en función del tipo) para maximizar el *bit rate*. En otras palabras, el *driver* de LEDs no debe ser quien limite la velocidad de la comunicación. Además, el *bit rate* no solo depende del ancho de banda, sino también del esquema de modulación. En este sentido, la capacidad de reproducir esquemas de Modulación Multiportadora (MM) es fundamental, ya que son los preferidos para comunicaciones inalámbricas y, en concreto, para CLV [1]-[3]. Esto se debe a que ofrecen un buen compromiso entre *bit rate* y ancho de banda y, además, son robustos frente al problema de desvanecimiento por multitrayecto. Este fenómeno es causado por los diferentes caminos de propagación de la señal, los cuales se traducen en distintos retrasos de los haces de luz que llegan al receptor, incrementando el error durante la demodulación.

Típicamente, el *driver* de LEDs utilizado para reproducir esquemas de MM está formado por un Convertidor Conmutado de Potencia (CCP) que es responsable de polarizar los LEDs, y un Amplificador Lineal de Potencia (ALP) que entrega la componente alterna [4]. El ALP es suficientemente rápido para aprovechar todo el ancho de banda de los LEDs, pero ofrece un bajo rendimiento energético (entre el 10% y el 40% dependiendo del esquema de MM), dañando el alto rendimiento característico de los sistemas de iluminación por LEDs. Otra opción es usar un CCP basado en la Modulación por Ancho de Pulso (MAP) para realizar tanto la iluminación como la comunicación, incrementando así el rendimiento energético. Para conseguir un CCP que tenga el ancho de banda requerido pero sin utilizar una frecuencia de conmutación (f_s) excesivamente elevada se recomienda emplear convertidores derivados del reductor [5], [6]. La desventaja es que la reducción de la f_s requerida se logra a costa de aumentar la complejidad de la etapa de potencia (varios CCPs, MOSFETs, tensiones de entrada, etc.).

Recientemente se ha demostrado que el rizado de la tensión de salida de un reductor bi-fase síncrono se puede utilizar para reproducir señales de comunicación [7]. Esta técnica, denotada como Modulación del Rizado (MR), es muy interesante para CLV pues ofrece un alto rendimiento energético, la etapa de potencia es simple y la f_s requerida es mucho menor que en el caso de los CCPs basados en MAP (alrededor de un orden de magnitud menor), lo que reduce las pérdidas de conmutación (dominantes en esta aplicación) y facilita la implementación. Su principal inconveniente es que no se ha reportado cómo reproducir esquemas de MM. En este trabajo se aborda este

punto y se describe el sistema de control para la etapa de potencia.

El artículo se organiza de la siguiente forma. En la Sección II se describe brevemente la técnica de MR. En la Sección III se explica cómo reproducir esquemas de MM. El sistema de control se describe en la Sección IV. En la Sección V se muestran los resultados experimentales y, finalmente, la Sección VI recoge las principales conclusiones.

II. FUNDAMENTOS DE LA MR

La MR fue propuesta para la reproducción de esquemas de modulación monoportadora, donde la información es transmitida por los cambios de amplitud o/y fase de una forma de onda cosenoidal (la portadora). Por tanto, la tensión de salida proporcionada por el *driver* de LEDs se puede expresar de la siguiente forma:

$$v_o(t) = v_{o-DC} + v_{o-AC}(t), \tag{1}$$

$$v_{o-AC}(t) = A_V(t)\cos(2\pi f_s t + \phi_V(t)), \tag{2}$$

donde v_{o-DC} , $v_{o-AC}(t)$, $A_V(t)$ y $\phi_V(t)$ son la componente continua, la componente alterna, la modulación de amplitud y la modulación de fase de la tensión, respectivamente. La topología de CCP a emplear es un reductor bi-fase síncrono con filtro de alto orden (ver la Fig. 1). Como se utiliza el rizado de la tensión de salida para reproducir la señal de comunicación, el diseño del filtro es distinto del convencional. En este caso el filtro deja pasar no solo la componente continua de las tensiones en los nodos de conmutación ($v_{s-1}(t)$ y $v_{s-2}(t)$), sino también el primer armónico de conmutación. Por tanto, la frecuencia de corte del filtro (f_c) debe estar entre f_s y $2 \cdot f_s$. Además, el CCP no se controla aplicando la técnica de MAP. Se utiliza una técnica más compleja que se denota como Modulación de Ancho y Fase de Pulso (MAFP) en este artículo. Como muestra la Fig. 2, se controla tanto el ancho del pulso como su posición dentro del periodo de conmutación (T_s), es decir, su fase. De esta forma,

el ciclo de trabajo ($d(t)$) fija el ancho del pulso, mientras que $\gamma(t)$ es el parámetro adimensional utilizado para controlar la fase (posición del centro del pulso). Dicho parámetro puede variar entre 0 (fase 0 radianes) y 1 (fase $-2 \cdot \pi$ radianes).

El principio de superposición permite calcular la relación entre $v_o(t)$ y los parámetros de control mediante el análisis de la contribución de cada fase del convertidor:

$$v_o(t) = v_{o-1}(t) + v_{o-2}(t), \tag{3}$$

donde $v_{o-1}(t)$ y $v_{o-2}(t)$ son las tensiones de salida debidas a cada fase, las cuales pueden ser calculadas teniendo en cuenta que el filtro deja pasar la componente continua y el primer armónico de conmutación. Finalmente, considerando retardo del filtro (t_{Fil}), el análisis de Fourier y (3), se obtiene la tensión de salida:

$$v_o(t + t_{Fil}) = d(t)V_G + \frac{2V_G}{\pi} \sin(\pi d(t)) \cos(\pi \alpha(t)) \cos(2\pi f_s t - 2\pi \beta(t)), \tag{4}$$

donde $\alpha(t)$ es el desfase entre $v_{s-1}(t)$ y $v_{s-2}(t)$ (la diferencia de posición) dividida por $2 \cdot \pi$, y $\beta(t)$ es el valor absoluto de la fase media de $v_{s-1}(t)$ y $v_{s-2}(t)$ (la posición media) dividida por $2 \cdot \pi$ (el valor medio de $\gamma_1(t)$ y $\gamma_2(t)$) [7]. Comparando (1), (2) y (4) se puede identificar v_{o-DC} , $A_V(t)$ y $\phi_V(t)$, y cómo controlarlos mediante $d(t)$, $\alpha(t)$ y $\beta(t)$ (ver la Fig. 3):

$$v_{o-DC} = d(t)V_G, \tag{5}$$

$$A_V(t) = \frac{2V_G}{\pi} \sin(\pi d(t)) \cos(\pi \alpha(t)), \tag{6}$$

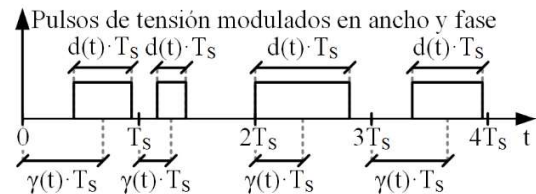


Fig. 2. Modulación de ancho y fase de pulso.

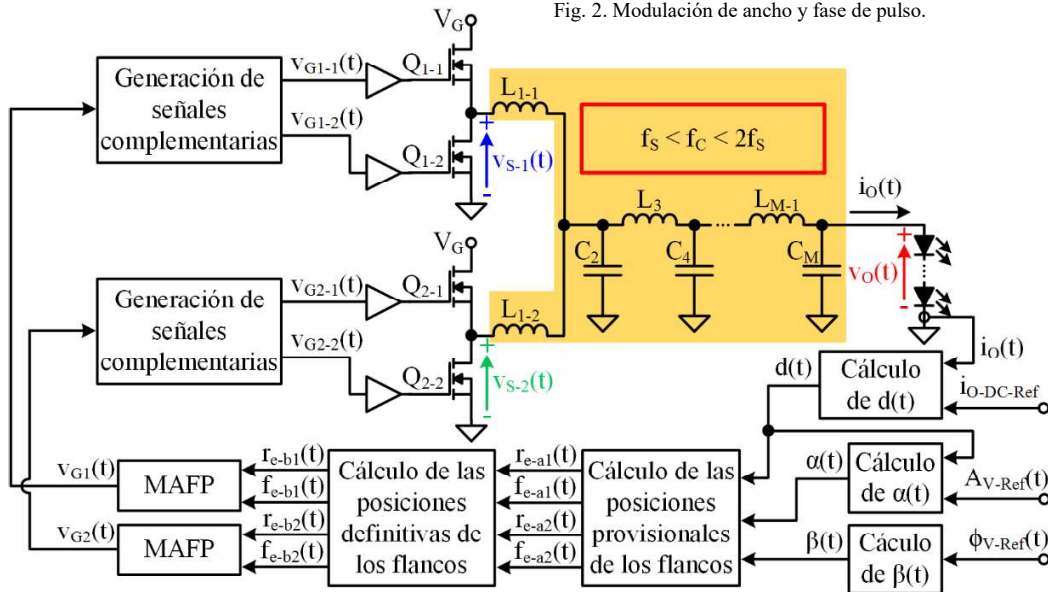


Fig. 1. Etapa de potencia y diagrama de bloques del sistema de control utilizado para aplicar la técnica de MR.

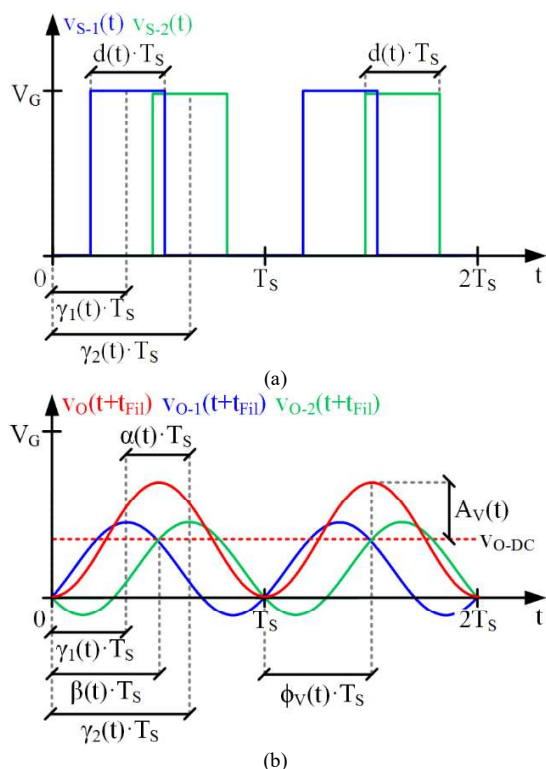


Fig. 3. Principales formas de onda de tensión del reductor bi-fase síncrono basado en la MR. Indicar que las representaciones cancelan t_{Fil} para facilitar la comprensión. (a) Nodos de conmutación. (b) Salida.

$$\phi_V(t) = -2\pi\beta(t). \quad (7)$$

III. REPRODUCCIÓN DE ESQUEMAS DE MM

Como se explicó anteriormente, reproducir esquemas de MM es fundamental en CLV. En esta sección se explica cómo reproducir estos esquemas mediante la MR, lo cual no es directo pues los esquemas de MM están formados por N formas de onda cosenoidales de distintas frecuencias que cambian sus amplitudes y fases con el tiempo (ver la Fig. 4):

$$s(t) = s_{DC} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_{S-MM-k}(t) \cos(2\pi f_{MM-k}t + \phi_{S-MM-k}(t)), \quad (8)$$

donde f_{MM-k} , A_{S-MM-k} y $\phi_{S-MM-k}(t)$ son la frecuencia, la amplitud y de fase de la portadora k de $s(t)$, respectivamente. Por tanto, la forma de onda de tensión que se necesita para reproducir un esquema de MM es:

$$v_o(t) = v_{O-DC} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_{V-MM-k}(t) \cos(2\pi f_{MM-k}t + \phi_{V-MM-k}(t)), \quad (9)$$

donde $A_{V-MM-k}(t)$ y $\phi_{V-MM-k}(t)$ son la modulación de amplitud y fase de la portadora k de tensión. Como la MR proporciona una única forma de onda cosenoidal, la comparación entre (4) y (9) no nos permite identificar las referencias que $A_V(t)$ y $\phi_V(t)$ deben seguir para reproducir un esquema de MM. Por tanto, se debe manipular (9) para alcanzar una expresión donde

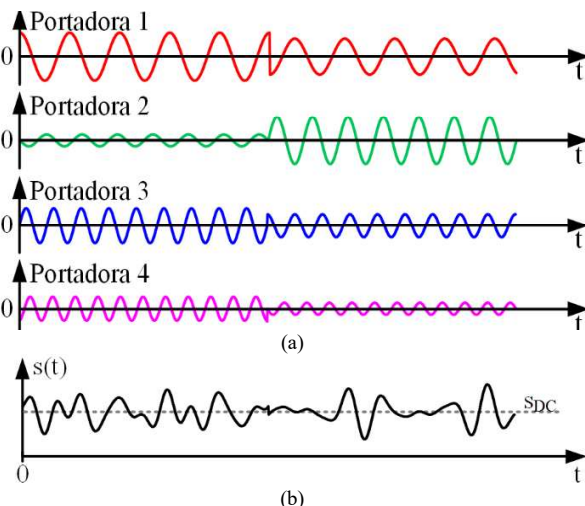


Fig. 4. Ejemplo de esquema de MM formado por 4 portadoras: (a) Portadoras. (b) Señal de MM incluyendo la componente continua de polarización.

únicamente una forma de onda cosenoidal cambie su amplitud y su fase a lo largo del tiempo. Para ello, el primer paso es calcular la frecuencia central del esquema de MM:

$$f_{MM} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N f_{MM-k}. \quad (10)$$

A continuación, la diferencia entre f_{MM} y la frecuencia de cada portadora se puede calcular como sigue:

$$\Delta f_{MM-k} = f_{MM-k} - f_{MM}. \quad (11)$$

De acuerdo con (11), la portadora k se puede expresar como:

$$\begin{aligned} v_{MM-k}(t) &= A_{V-MM-k}(t) \cdot \\ &\cos(2\pi(f_{MM} + \Delta f_{MM-k})t + \phi_{V-MM-k}(t)) = \\ &A_{V-MM-k}(t) \cos(2\pi f_{MM}t) \cdot \\ &\cos(2\pi \Delta f_{MM-k}t + \phi_{V-MM-k}(t)) - \\ &A_{V-MM-k}(t) \sin(2\pi f_{MM}t) \cdot \\ &\sin(2\pi \Delta f_{MM-k}t + \phi_{V-MM-k}(t)). \end{aligned} \quad (12)$$

Sustituyendo (12) en (9) se llega a la siguiente expresión:

$$v_o(t) = v_{O-DC} + v_{MM-I}(t) \cos(2\pi f_{MM}t) - v_{MM-Q}(t) \sin(2\pi f_{MM}t), \quad (13)$$

donde $v_{MM-I}(t)$ y $v_{MM-Q}(t)$ son las componentes en fase y en cuadratura del esquema de MM con respecto a una portadora de frecuencia igual a f_{MM} :

$$v_{MM-I}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_{V-MM-k}(t) \cdot \cos(2\pi \Delta f_{MM-k}t + \phi_{V-MM-k}(t)), \quad (14)$$

$$v_{MM-Q}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_{V-MM-k}(t) \cdot \sin(2\pi \Delta f_{MM-k}t + \phi_{V-MM-k}(t)). \quad (15)$$

Finalmente, la señal del esquema de MM se puede expresar en función de una única forma de onda cosenoidal modulada en amplitud y fase:

$$v_o(t) = v_{o-DC} + A_{V-MM}(t) \cos\left(2\pi f_{MM}t + \phi_{V-MM}(t)\right), \quad (16)$$

$$A_{V-MM}(t) = \sqrt{v_{MM-I}(t)^2 + v_{MM-Q}(t)^2}, \quad (17)$$

$$\phi_{V-MM}(t) = \tan^{-1}\left(\frac{v_{MM-Q}(t)}{v_{MM-I}(t)}\right). \quad (18)$$

La comparación entre (4) y (16)-(18) permite identificar la modulación de amplitud y fase que debe ser seguida para reproducir un esquema de MM. Teniendo en cuenta (6)-(7), los parámetros de control deben ser modulados como sigue:

$$\alpha(t) = \frac{1}{\pi} \cos^{-1}\left(\frac{\pi A_{V-MM}(t)}{2V_G \sin(\pi d(t))}\right), \quad (19)$$

$$\beta(t) = \frac{-\phi_{V-MM}(t)}{2\pi}. \quad (20)$$

Se debe indicar que $A_{V-MM}(t)$ y $\phi_{V-MM}(t)$ son la envolvente y la fase instantánea de la señal paso banda considerando una portadora con frecuencia igual a f_{MM} (ver la Fig. 5).

IV. SISTEMA DE CONTROL

La Fig. 1 muestra la etapa de potencia y los bloques principales del sistema de control utilizado para aplicar la MR. Las entradas son la referencias de la envolvente ($A_{V-Ref}(t)$) y de la fase instantánea ($\phi_{V-Ref}(t)$) de tensión que deben ser seguidas por $A_V(t)$ y $\phi_V(t)$, respectivamente; la medida de la corriente que circula por los LEDs ($i_o(t)$) y la referencia de la corriente continua ($i_{O-DC-Ref}(t)$), la cual determina el nivel de iluminación. Las salidas del sistema de control son los pulsos de tensión que gobiernan los MOSFETs: $v_{G1-1}(t)$, $v_{G1-2}(t)$, $v_{G2-1}(t)$ y $v_{G2-2}(t)$ para Q_{1-1} , Q_{1-2} , Q_{2-1} y Q_{2-2} , respectivamente. A continuación se puede encontrar una descripción general de los principales bloques.

A. Cálculo de $d(t)$

Este bloque calcula el ciclo de trabajo requerido para polarizar adecuadamente los LEDs (ver la Fig. 6). $i_o(t)$ es medida y filtrada para extraer su componente continua (i_{O-DC}) y compararla con $i_{O-DC-Ref}$. A continuación, el Amplificador de Error (AE) proporciona el valor de ciclo de trabajo que garantiza el nivel de iluminación deseado.

B. Cálculo de $\alpha(t)$

Este bloque calcula $\alpha(t)$ para la reproducción de $A_V(t)$. El cálculo se puede llevar a cabo resolviendo (19), lo cual no es trivial pues la expresión es compleja y depende tanto de $A_{V-Ref}(t)$ como de $d(t)$. Afortunadamente, se puede simplificar (19) teniendo en cuenta que en la práctica $A_V(t)$ es mucho menor que V_G . Esto es debido a la relación entre la intensidad de luz emitida por un LED, la corriente que circula a través de él y la tensión aplicada: una vez que el LED ha sido polarizado adecuadamente, cambios pequeños de tensión causan grandes

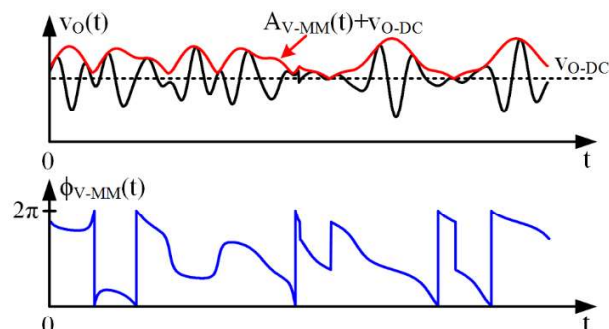


Fig. 5. Referencias para reproducir un esquema de MM.

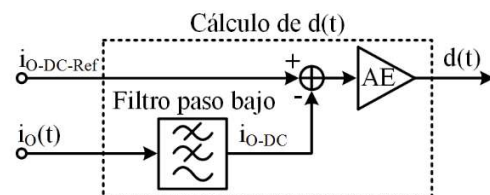


Fig. 6. Bloque para el cálculo de $d(t)$.

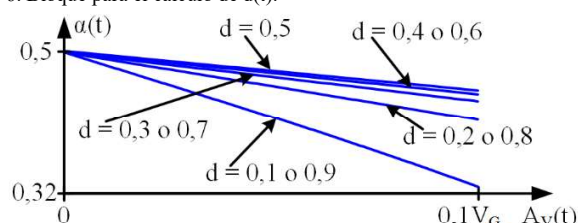


Fig. 7. $\alpha(t)$ en función de $A_V(t)$ cuando $A_V(t) \ll V_G$.

cambios tanto de la corriente como de la intensidad de luz. Como muestra la Fig. 7, la relación entre $\alpha(t)$ y $A_V(t)$ descrita en (19) es muy lineal cuando $A_V(t) \ll V_G$ y, como consecuencia, se puede emplear la siguiente aproximación:

$$\alpha(t) \cong \alpha_o - m_o(d(t)) \cdot A_{V-Ref}(t). \quad (21)$$

Indicar que α_o es el valor de $\alpha(t)$ cuando $A_V(t)$ es 0 V, y que $m_o(d(t))$ es la derivada de $\alpha(t)$ con respecto a $A_V(t)$ y evaluada en $A_V(t) = 0$ V:

$$\alpha_o = 0,5, \quad (22)$$

$$m_o(d(t)) = \frac{1}{2 \cdot V_G \cdot \sin(d(t) \cdot \pi)}. \quad (23)$$

Dado que $m_o(t)$ depende de $d(t)$ y el cálculo no es trivial, se recomienda el uso de una *look-up table* para resolver (23).

C. Cálculo de $\beta(t)$

El cálculo de $\beta(t)$ es directo teniendo en cuenta (20).

D. Cálculo de las Posiciones Provisionales de los Pulsos

Una vez que se ha calculado $d(t)$, $\alpha(t)$ y $\beta(t)$, hay que proceder con la generación de los pulsos. $v_{S-1}(t)$ y $v_{S-2}(t)$ son proporcionales a las señales de control de Q_{1-1} y Q_{2-1} , respectivamente, mientras que las de Q_{1-2} y Q_{2-2} son las complementarias. Por tanto, a partir de este punto el sistema de control se centra en generar las señales de control de Q_{1-1} y Q_{2-1} , y en la última etapa del sistema se generan las complementarias.

El primer paso para la generación de los pulsos es calcular las posiciones provisionales de los flancos de subida y de bajada

(en la Sección IV.E se explica por qué son provisionales). La Fig. 8 puede ayudar a entender el proceso del cálculo:

$$r_{e-a1}(t) = \beta(t) - \frac{\alpha(t)}{2} - \frac{d(t)}{2}, \quad (24)$$

$$f_{e-a1}(t) = \beta(t) - \frac{\alpha(t)}{2} + \frac{d(t)}{2}, \quad (25)$$

$$r_{e-a2}(t) = \beta(t) + \frac{\alpha(t)}{2} - \frac{d(t)}{2}, \quad (26)$$

$$f_{e-a2}(t) = \beta(t) + \frac{\alpha(t)}{2} + \frac{d(t)}{2}, \quad (27)$$

donde $r_{e-a1}(t)$, $f_{e-a1}(t)$, $r_{e-a2}(t)$ y $f_{e-a2}(t)$ son las posiciones provisionales del flanco de subida de la fase 1, del de bajada de la fase 1, del de subida de la fase 2 y del de bajada de la fase 2, respectivamente.

E. Cálculo de las Posiciones Definitivas de los Pulsos

Las posiciones de los flancos calculadas en la Sección IV.D son provisionales puesto que solo son válidas si el pulso a generar no sobrepasa los límites de su periodo de conmutación. Si la posición provisional de un flanco es menor que 0 o mayor que 1 hay que corregir el cálculo. Teniendo en cuenta los valores máximos y mínimos de $\alpha(t)$, $\beta(t)$ y $d(t)$, existen 5 situaciones posibles. La Tabla I recoge los cálculos a realizar para cada situación y la Fig. 8 ejemplifica cada posible situación. En la situación 1 el pulso se genera correctamente dentro del periodo de conmutación que le corresponde, por lo que no hay que realizar ninguna corrección. En las situaciones 2 y 3 el pulso invade parcialmente el periodo de conmutación anterior (situación 2) o el posterior (situación 3). En ambas situaciones la parte del pulso que trata de invadir el periodo de conmutación que no le corresponde se debe llevar al final (situación 2) o al principio (situación 3) del periodo correcto. Por último, el pulso puede tratar de invadir completamente el periodo de conmutación anterior (situación 4) o el posterior (situación 5). En ambos casos el pulso debe ser llevado al periodo de conmutación correcto.

F. Bloques de MAFP

Los bloques de MAFP son los responsables de generar las señales de puerta de Q_{1-1} y Q_{2-1} a partir de las posiciones definitivas de los flancos. La generación de los pulsos se realiza comparando una señal de dientes de sierra ($s_w(t)$) entre 0 y 1, y de frecuencia f_s , con las referencias de las posiciones definitivas de los flancos. Además, la salida depende de qué situación se ha dado de las mencionadas en la Sección IV.E. Cuando la situación es 1, 4 o 5 (ver la Fig. 9(a)), $f_{e-b}(t)$ es mayor que $r_{e-b}(t)$ y la salida es (nótese que se trata de una ecuación lógica):

$$v_G(t) = (s_w(t) > r_{e-b}(t)) \text{ AND } (s_w(t) < f_{e-b}(t)). \quad (28)$$

Por otra parte, si la situación es 2 o 3 (ver la Fig. 9(b)), $f_{e-b}(t)$ es menor que $r_{e-b}(t)$ y la salida es:

$$v_G(t) = (s_w(t) > r_{e-b}(t)) \text{ OR } (s_w(t) < f_{e-b}(t)). \quad (29)$$

Los bloques MAFP pueden ser implementados definiendo

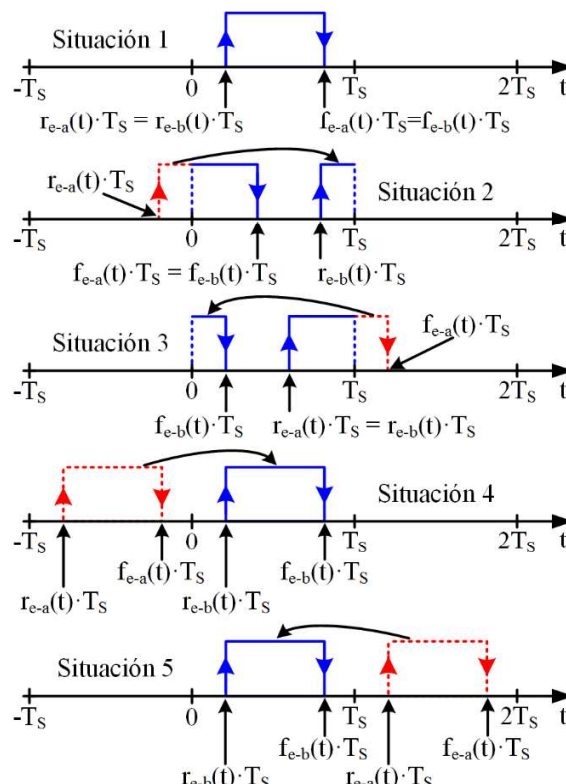


Fig. 8. Situaciones que pueden darse en la generación de los pulsos de control.

TABLA I: CÁLCULO DE LA POSICIÓN DEFINITIVA DE LOS FLANCOS EN FUNCIÓN DE LA SITUACIÓN

Situación	1	2	3	4	5
$r_{e-b}(t)$	$r_{e-a}(t)$	$r_{e-a}(t) + 1$	$r_{e-a}(t)$	$r_{e-a}(t) + 1$	$r_{e-a}(t) - 1$
$f_{e-b}(t)$	$f_{e-a}(t)$	$f_{e-a}(t)$	$f_{e-a}(t) - 1$	$f_{e-a}(t) + 1$	$f_{e-a}(t) - 1$

las siguientes variables lógicas:

$$A = s_w(t) < f_{e-b}(t), \quad (30)$$

$$B = s_w(t) > r_{e-b}(t), \quad (31)$$

$$C = f_{e-b}(t) > r_{e-b}(t), \quad (32)$$

y calculando $v_G(t)$ como sigue:

$$v_G(t) = (A \cdot B \cdot C) + (A + B) \cdot \bar{C}. \quad (33)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para validar el *driver* de LEDs propuesto para CLV se construyó un reductor bi-fase síncrono con filtro Butterworth de orden 10 y frecuencia de corte de 650 kHz ($L_{1-1}=L_{1-2}=4.26 \mu\text{H}$, $C_2=82 \text{ nF}$, $L_3=2.47 \mu\text{H}$, $C_4=74 \text{ nF}$, $L_5=2.05 \mu\text{H}$, $C_6=57 \text{ nF}$, $L_7=1.42 \mu\text{H}$, $C_8=34 \text{ nF}$, $L_9=633 \text{ nH}$ and $C_{10}=7 \text{ nF}$). La frecuencia de conmutación es de 500 kHz, la tensión de entrada es 30 V y se utilizan 5 LEDs como carga (potencia máxima alrededor de 10 W), alcanzando un rendimiento muy estable en torno al 95%. Los MOSFETs utilizados son SSM3K361R y están gobernados por circuitos integrados EL7156. El sistema de control descrito en la Sección IV se implementa en una *Field Programmable Gate Array* (FPGA): Spartan-6.

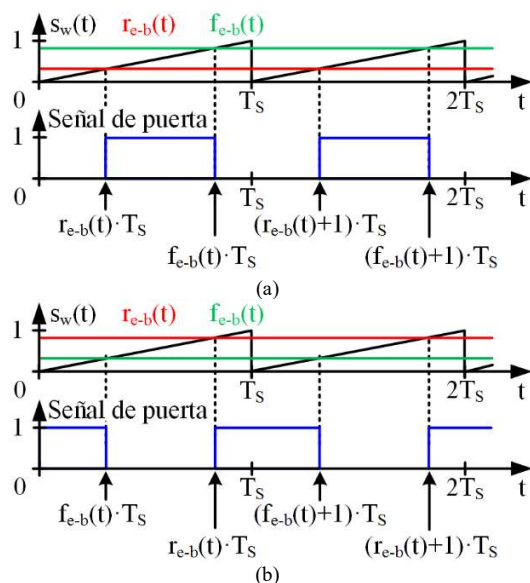


Fig. 9. Salida del bloque MAFP en función de la situación: (a) Situación 1, 4 o 5. (b) Situación 2 o 3.

La Fig. 10 muestra las principales formas de onda cuando el *driver* opera en régimen permanente, es decir, con $A_V(t)$ y $\phi_V(t)$ constantes. Para evaluar la capacidad de reproducir un esquema de MM se utiliza un ejemplo formado por 6 portadoras con las siguientes frecuencias: 475 kHz, 485 kHz, 495 kHz, 505 kHz, 515 kHz y 525 kHz. El receptor comercial PDA10A-EC proporciona una forma de onda de tensión ($v_{RX}(t)$) proporcional a la intensidad de luz recibida. La Fig. 11(a) muestra las principales formas de onda del enlace de comunicación en el dominio del tiempo, mientras que la Fig. 11(b) muestra la magnitud de $v_{RX}(t)$ en el dominio de la frecuencia.

VI. CONCLUSIÓN

La MR es una técnica interesante para los *drivers* de LEDs de transmisores de CLV pues permite alcanzar un alto rendimiento energético al usar un CCP tanto para polarizar los LEDs como para reproducir la señal de comunicación, evitando así el uso de un ALP. Además, en comparación con los *drivers* basados en el uso de CCPs modulados por ancho de pulso, la etapa de potencia es más simple y la f_S requerida es menor, lo que facilita la implementación y reduce las pérdidas de conmutación (principal fuente de pérdidas en esta aplicación). Con el método propuesto en este trabajo para reproducir esquemas de MM en se ha solucionado el principal inconveniente de la MR para CLV. Además, también se ha descrito el sistema de control de la etapa de potencia para implementar esta técnica.

AGRADECIMIENTOS

Trabajo realizado mediante la financiación del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte a través del proyecto MINECO-17-DPI2016-75760-R y del Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto SV-PA-17-RIS3-4 y de los fondos FEDER.

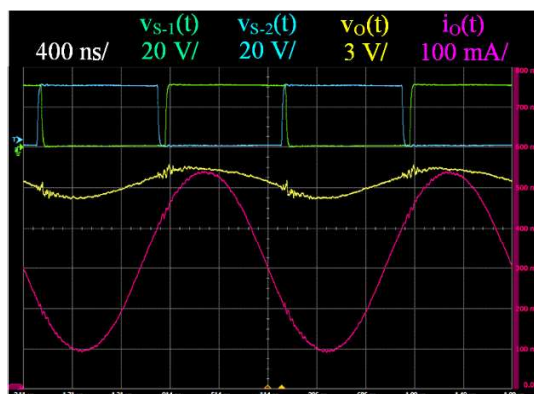


Fig. 10. Principales formas de onda experimentales del *driver* de LEDs operando en régimen permanente.

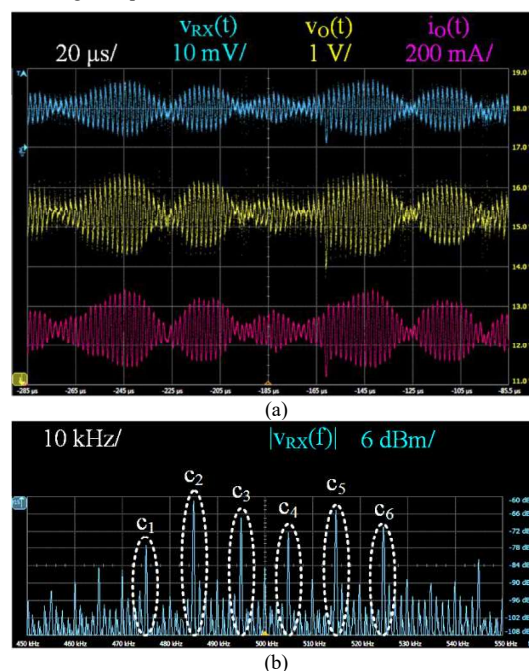


Fig. 11. Principales formas de onda experimentales del enlace de comunicación (distancia: 40 cm): (a) Dominio del tiempo. (b) Dominio de la frecuencia.

REFERENCIAS

- [1] H. Haas, C. Chen, and D. O'Brien, "A guide to wireless networking by light," In Progress in Quantum Electronics, vol. 55, pp. 88-111, Sep. 2017.
- [2] 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.
- [3] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," in Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 3, pp. 189-204, Feb. 2009.
- [4] J. Sebastián, D. G. Lamar, D. G. Aller, J. Rodríguez and P. F. Miaja, "On the Role of Power Electronics in Visible Light Communication," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1210-1223, Sept. 2018.
- [5] J. Rodríguez, D. G. Lamar, D. G. Aller, P. F. Miaja and J. Sebastián, "Efficient visible light communication transmitters based on switching-mode dc-dc converters," in Sensors, vol. 18, no. 4, 2018.
- [6] J. Rodriguez, D. G. Lamar, P. Fernandez Miaja, D. G. Aller and J. Sebastian, "Power efficient VLC transmitter based on pulse-width modulated DC-DC converters and the split of the power," in IEEE Transactions on Power Electronics.
- [7] J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja and J. Sebastián, "Reproducing single-carrier digital modulation schemes for VLC by controlling the first switching harmonic of the DC-DC power converter output voltage ripple," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 9, pp. 7994-8010, Sept. 2018.