

Diseño de un lazo de prealimentación digital para el medio puente asimétrico en sistemas de iluminación basados en LEDs

M. Arias, M. Fernández, J. E. Rodríguez, D.G. Lamar, J. Sebastián

Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (Universidad de Oviedo). Campus de Viesques s/n
33204 Gijón
ariasmanuel@uniovi.es

Abstract.— El Medio Puente Asimétrico (MPA) es un convertidor muy adecuado para su empleo como segunda etapa de una fuente de alimentación para lámparas de LEDs. Como segunda etapa, su cometido principal es regular la tensión que se suministra a los LEDs, lo que incluye atenuar el efecto del rizado presente en su tensión de entrada (consecuencia de la primera etapa actuando como Corrector del Factor de Potencia). Para ello, y dada su mala dinámica, la solución más habitual es emplear un lazo de prealimentación. En este artículo se detalla el diseño de un lazo de prealimentación digital, haciendo especial hincapié en su implementación en un microcontrolador de bajo coste. Para ello, todas las variables implicadas son analizadas para lograr minimizar el rizado resultante. Los resultados experimentales se han obtenido con un prototipo de 40 W con un rizado del 20% en la tensión de entrada.

Keywords: Medio Puente Asimétrico, LEDs, prealimentación, digital.

I. INTRODUCTION

Los diodos LED de alta eficiencia son considerados como la opción más prometedora en el mundo de la iluminación [1]. Su alta eficiencia en la conversión de energía eléctrica en luz, y su alta fiabilidad, que les hace alcanzar vidas útiles de hasta 10 años, son los principales motivos para esta prevalencia con respecto a otras tecnologías más asentadas, como las lámparas incandescentes, las lámparas de sodio, etc. Además, tienen una serie de ventajas competitivas adicionales, como la resistencia al impacto y las vibraciones al tratarse de dispositivos de estado sólido, una gran variedad cromática, etc. El principal inconveniente es que los LEDs no pueden alimentarse mediante fuentes de alimentación diseñadas para otros sistemas de iluminación. Por lo tanto, es preciso diseñar fuentes de alimentación específicas. Es más, estas fuentes de alimentación deben desarrollarse tomando el rendimiento y la durabilidad como principales requisitos de diseño ya que, obviamente, la fuente de alimentación debe tener las mismas ventajas competitivas que tiene la carga para la que se diseña.

Las topologías basadas en un esquema de dos etapas suelen ser las más ampliamente utilizadas para satisfacer los requisitos de elevado rendimiento y larga vida útil en aplicaciones ca-cc (una excepción son las bombillas de

sustitución basadas en LEDs, donde la topología de una etapa suele ser la opción preferida por cuestiones de tamaño). En los esquemas de dos etapas, la primera de ellas se encarga de realizar la Corrección del Factor de Potencia (FP), mientras que la segunda regula la tensión que se suministra a los LEDs (o la corriente, en caso de tener conectada una única cadena de LEDs). Además, el requisito de larga vida útil impone que en la construcción de la fuente de alimentación no puedan usarse condensadores electrolíticos. Como consecuencia, la capacidad de los condensadores de salida del Corrector de FP (CFP) es limitada y, por lo tanto, su tensión de salida tendrá un rizado de baja frecuencia no despreciable. Si este rizado llega a afectar a la corriente que atraviesa los LEDs, la luz emitida por ellos presentará un parpadeo o *flickering*. Esto significa que la segunda etapa debe, no sólo regular la tensión o la corriente que se suministra a la lámpara LED, sino también evitar que el rizado de baja frecuencia le afecte.

El Medio Puente Asimétrico (MPA) es una topología muy efectiva para ser usada como segunda etapa de una fuente de alimentación de LEDs cuando el aislamiento galvánico se suma a los requisitos de alto rendimiento y larga vida útil [2]. Al poder lograrse conmutaciones a tensión cero en los MOSFETs del primario y conmutaciones muy cercanas a corriente cero en los diodos rectificadores [3], el rendimiento de este convertidor es elevado. Además, se trata de un convertidor con un filtro de salida de reducidas dimensiones, lo que facilita su implementación mediante condensadores no electrolíticos. Esto es especialmente cierto en aplicaciones donde el rango de la tensión de entrada y de la tensión de salida es reducido, como es el caso de una segunda etapa de un *driver* de LEDs. Siguiendo con sus ventajas, los tiempos muertos se reducen a los necesarios para lograr las conmutaciones suaves antes mencionadas. Por ello, estos tiempos son muy cortos, la transferencia de energía de la entrada hacia la salida se lleva a cabo durante prácticamente todo el período de conmutación y, por lo tanto, la densidad de potencia del convertidor es elevada. Obviamente, el MPA también presenta una serie de inconvenientes. En concreto, su respuesta dinámica no es buena. Esto supone un problema a la hora de evitar que el rizado de baja frecuencia presente en su tensión de entrada (tensión de salida de la primera etapa) no afecte a su tensión de salida (la que se suministra a los LEDs). Como solución, [2] propone un doble lazo de prealimentación

analógico. El lazo de realimentación mantiene regulada el valor medio de la tensión suministrada a la lámpara LED mientras que el doble lazo de prealimentación (sin efecto sobre la estabilidad), se encarga de atenuar el rizado de baja frecuencia. Aunque la efectividad de esta solución es buena, debe tenerse en cuenta que la relación entre la variable de control (i.e., el ciclo de trabajo) y la tensión de salida no es lineal. Por lo tanto, el lazo analógico de prealimentación debe diseñarse para un punto de funcionamiento determinado y, a medida que el convertidor se aleja de este punto (e.g., debido al *dimming*), la atenuación de rizado proporcionada por el lazo de prealimentación empeora y llega a desaparecer. Como consecuencia, la implementación analógica obtiene resultados satisfactorios solamente cuando el convertidor opera en condiciones nominales fijas. Esto, en el caso de lámparas LED, significa que no es posible realizar *dimming*. Por lo tanto, en cualquier fuente de alimentación de LEDs en la que el *dimming* sea un requisito, el lazo de prealimentación analógico pierde atractivo.

En este artículo se presenta la implementación digital del lazo de prealimentación de un MPA en aplicaciones de iluminación LED donde el *dimming* (i.e., regulación de la cantidad de luz emitida por la lámpara LED) sea un requisito ineludible. Mediante la implementación digital, el lado de prealimentación puede adaptarse a distintas intensidades lumínicas (i.e., tensiones de salida) y obtener siempre una atenuación óptima del rizado de baja frecuencia. Es más, la implementación digital también permite afrontar cambios en, por ejemplo, la frecuencia o la tensión de entrada (por variación de la potencia, envejecimiento de los condensadores del CFP, etc.). Debido a las limitaciones en coste en este tipo de aplicaciones, la implementación digital pasa por el empleo de microcontroladores (μC). Por lo tanto, operaciones matemáticas complejas quedan fuera del alcance y el empleo de tablas con valores precalculados (*look-up tables*) pasa a ser una necesidad. Por otro lado, el pequeño tamaño de μC , así como la posibilidad de que sean empleados para otras tareas de forma paralela (e.g., comunicación según el protocolo DALI), hace que la memoria disponible para la implementación del lazo de prealimentación (programa y tablas) sea limitada. El diseño que se propone en este artículo tiene en cuenta todos estos factores y obtiene la mejor atenuación posible del rizado de baja frecuencia para un tamaño de memoria determinado.

II. DESCRIPCIÓN DEL MPA Y DEL LAZO DE PREALIMENTACIÓN

El esquema de un MPA se muestra en la Fig. 1. El aspecto más relevante de esta topología radica en las señales de gobierno de los MOSFETs, que son complementarias. Como consecuencia, el análisis voltios·segundo en la bobina magnetizante del transformador lleva a:

$$V_{C1} = V_{in} \cdot D, \quad (1)$$

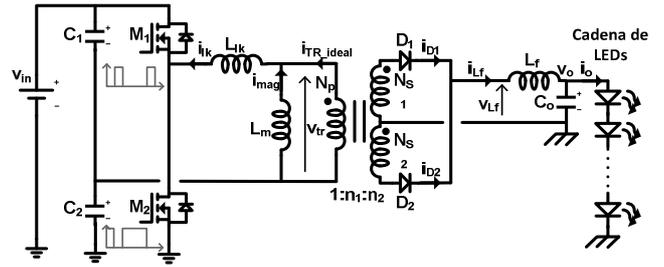


Fig. 1. Esquema del MPA.

$$V_{C2} = V_{in} \cdot (1-D), \quad (2)$$

donde V_{C1} y V_{C2} son las tensiones de los condensadores de entrada, V_{in} la tensión de entrada y D es el ciclo de trabajo, todas ellas en régimen permanente.

Estas tensiones permiten calcular la ganancia estática del convertidor:

$$V_O = V_{in} \cdot (n_1 + n_2) \cdot D \cdot (1-D), \quad (3)$$

donde V_O es la tensión de salida y n_1 y n_2 son las relaciones de transformación del transformador. Como puede verse, la relación entre la tensión de entrada y la de salida es lineal, pero no así la relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo, origen de los problemas que presenta la implementación analógica del lazo de prealimentación

Considerando que V_{in} está afectada por un rizado de baja frecuencia, es posible emplear (3) para calcular cómo debe ser el ciclo de trabajo de la segunda etapa para lograr una perfecta cancelación del rizado:

$$d(t) = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot V_O \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{[1 + r \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f \cdot t)] \cdot V_{O_{nom}}}}}{2}, \quad (4)$$

donde r es el rizado relativo de la tensión de entrada, f es la frecuencia de red, y $V_{O_{nom}}$ y D_{nom} son los valores nominales de la tensión de salida y del ciclo de trabajo respectivamente. El valor de n_1+n_2 se ha calculado en virtud del funcionamiento en condiciones nominales del convertidor.

Como puede verse en la Fig. 2, la señal de control del convertidor se define mediante dos componentes: $v_{C_{fb}}(t)$, definida por el lazo de realimentación, y $v_{C_{ff}}(t)$, definida por el de prealimentación. Por lo tanto, el ciclo de trabajo puede considerarse la suma de dos componentes: $d_{ff}(t)$, definida por $v_{C_{ff}}(t)$, y $d_{fb}(t)$, definida por $v_{C_{fb}}(t)$. De esta forma, el lazo de realimentación establece el valor del ciclo de trabajo que permite obtener un determinado valor medio en la tensión de salida, definido por v_{ref} , mientras que el lazo de prealimentación introduce una variación en dicho ciclo de trabajo para atenuar el rizado de baja frecuencia. Además, los LEDs pueden considerarse como cargas lentas, ya que la variación de sus parámetros (tensión de codo, resistencia dinámica, relación corriente-luz emitida) está determinada por el calentamiento de los LEDs, lo que implica que es un proceso lento. Es más, las variaciones de v_{ref} (definidas por el usuario) también pueden considerarse lentas. Teniendo todo esto en cuenta, la parte del ciclo de

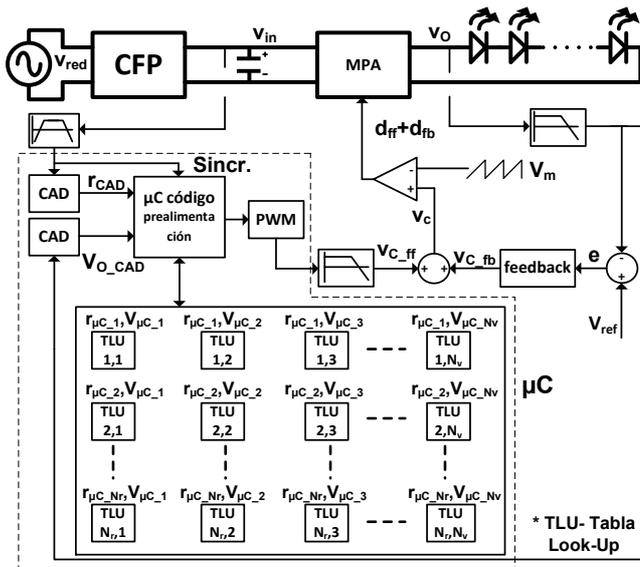


Fig. 2. Esquema del lazo de prealimentación digital.

trabajo definida por el lazo de realimentación puede considerarse constante en cada ciclo de conmutación (no obstante, puede variar lentamente debido al *dimming*, calentamiento, etc.). Por lo tanto:

$$d_{ff}(t, V_o, r, f) = \frac{\sqrt{1 - \frac{4 \cdot V_o \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{V_{o_nom}}}}{2} - \frac{\sqrt{1 - \frac{4 \cdot V_o \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{[1 + r \cdot \sin(2\pi \cdot 2 \cdot f \cdot t)] V_{o_nom}}}}{2}, \quad (5)$$

que representa el ciclo de trabajo definido por el lazo de prealimentación en función del rizado de la tensión de entrada, la frecuencia de red y la tensión de salida.

Analizando (5) es posible explicar los principales inconvenientes que presenta la implementación analógica del lazo de prealimentación propuesto en [2]. Primero, la señal generada por este lazo es igual al rizado de la tensión de entrada multiplicada por una función de transferencia (de ganancia constante). Como resultado, la señal generada por el lazo de prealimentación es una señal sinusoidal. A la vista de (5), esta forma de onda no es la idónea para llevar a cabo la cancelación y, por tanto, está no será perfecta y habrá cierto error. Segundo, la función de transferencia propuesta en [2] debe estar calculada para un punto de funcionamiento determinado. No obstante, (5) depende de V_o , lo que significa que a medida que la tensión de salida varía para regular la cantidad de luz emitida, la señal del lazo de prealimentación debe variar, lo que no ocurre en la implementación analógica, donde la amplitud de la señal es fija si el rizado no cambia su amplitud.

Por todo lo planteado anteriormente, se deduce que la implementación digital resulta más adecuada que su contrapartida analógica en cualquier aplicación en la que la regulación de la luz emitida sea necesaria. En esta implementación digital, es conveniente tener en cuenta dos aspectos fundamentales:

- El cálculo de (5) resulta imposible para un μC de bajo coste. El uso de FPGAs y DSPs permitiría llevar a cabo las operaciones necesarias, pero resulta excesivamente caro. Por lo tanto, el uso de tablas almacenadas en memoria resulta ser la opción más adecuada. Estas tablas albergan valores precalculados de la ecuación (5), con lo que los requisitos de potencia de cálculo se relajan ostensiblemente.
- La memoria disponible es limitada. Por lo tanto, debe realizarse un uso optimizado de la misma.

En los siguientes apartados se explica detalladamente el proceso de optimización de la memoria disponible para lograr la máxima cancelación de rizado para un tamaño dado de memoria disponible.

III. BREVE DESCRIPCIÓN DEL LAZO DE PREALIMENTACIÓN

En la Fig. 2 se muestra un esquema del lazo de control planteado. Como ya se ha comentado, el lazo de realimentación fija el valor medio de la tensión de salida, pero el interés radica en el lazo de prealimentación. Este emplea como variables de entrada el rizado de la tensión de entrada, la tensión de salida y la frecuencia. En concreto, esta última tiene poca influencia real en el cálculo de d_{ff} . No obstante, la fase (pasos por cero) del rizado sí resulta fundamental ya que la salida del lazo de prealimentación debe estar sincronizada con ella.

Las dos señales de entrada (rizado y tensión de salida) son convertidas a formato digital por el convertidor analógico-digital del μC . Luego, en función del valor de ambas variables, se escoge la tabla más adecuada, aquella cuyos valores (filas) se han precalculado en base a unos valores de V_o y r lo más próximos posible a los valores sensados por el μC . Los valores almacenados en la tabla escogida permiten obtener la señal de control correspondiente al lazo de prealimentación, no el valor del ciclo de trabajo directamente. Por ello, en su cálculo se debe tener en cuenta no sólo la ecuación (5), sino también el valor de V_m (véase Fig. 2).

Los valores almacenados en la tabla permiten generar la señal de control mediante el uso del módulo PWM del μC (distinto del PWM del MPA). Cada entrada de la tabla define un ciclo de trabajo para dicho módulo PWM. Su salida, una vez filtrada mediante un filtro pasa-bajos, permite obtener la señal de control del lazo de prealimentación en un instante determinado.

En el siguiente apartado se detallan cuáles son las fuentes de error más importantes en todo este proceso. El análisis de estas fuentes de error, y su minimización, permite obtener el diseño óptimo del lazo de prealimentación.

IV. DISEÑO DEL LAZO DE PREALIMENTACIÓN

Para poder minimizar el rizado de baja frecuencia es preciso tener en cuenta las 4 variables que definen el lazo de prealimentación:

- N_V es el número de valores distintos de V_O que el μC es capaz de discriminar (véase Fig. 2).
- N_r es el número de valores distintos de r que el μC es capaz de discriminar (véase Fig. 2).
- N_{filas} es el número de filas que componen cada tabla.
- M es la memoria total disponible para almacenar tablas.

Dicho de otro modo, si se considera que la memoria se ha distribuido como una ‘tabla de tablas’ (véase Fig. 2), N_V sería su número de columnas y N_r su número de filas. N_{filas} , por su parte, es el número de entradas de cada tabla individual.

La primera fuente de error en la construcción de la señal de control del lazo de prealimentación ($V_{C_{ff}}$) se debe al error implícito en toda conversión analógico-digital. Este error en el sensado de r y V_O hará que la forma de onda construida por el lazo de prealimentación no sea exactamente la necesaria para lograr una cancelación perfecta del rizado.

La segunda fuente de error es similar a la primera, pero se debe al hecho de que el tamaño de memoria es limitado y, por ende, los valores de N_V y N_r reducidos. Por lo tanto, la tabla escogida no siempre se ha precalculado con unos valores de V_O y r exactamente iguales a los sensados por el lazo (r_{CAD} y $V_{O_{CAD}}$ en Fig. 2). De hecho, el error introducido por el convertor analógico-digital se puede considerar despreciable frente a esta segunda fuente de error.

La tercera fuente de error viene determinada por el hecho de que la señal $V_{C_{ff}}$ se construye no con infinitos valores, sino con un número definido por N_{filas} . Por lo tanto, su forma de onda será escalonada y existirá un error asociado al tamaño de dichos escalones (véase Fig. 3).

Despreciando la primera fuente de error y considerando la segunda y la tercera, el proceso de optimización implica calcular los valores óptimos de N_V , N_r y N_{filas} que permiten minimizar el rizado (i.e., el efecto de los errores) para un tamaño de memoria dado. Para ello, es preciso definir matemáticamente los errores introducidos y ver su efecto en la tensión de salida. Esto lleva al siguiente conjunto de ecuaciones:

$$v_o(t, t_{\mu C}, V_{\mu C}, r_{\mu C}) = V_{in_nom} \cdot [1 + r \cdot \sin(4\pi f \cdot t)] \cdot (n_1 + n_2) \cdot [d_{fb}(t) + d_{ff}(t_{\mu C}, V_{\mu C}, r_{\mu C})] \cdot [1 - (d_{fb}(t) + d_{ff}(t_{\mu C}, V_{\mu C}, r_{\mu C}))], \quad (6)$$

$$d_{ff}(t_{\mu C}, V_{\mu C}, r_{\mu C}) = \frac{\sqrt{1 - \frac{4V_{\mu C} \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{V_{O_nom}}}}{2} - \frac{\sqrt{1 - \frac{4V_{\mu C} \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{[1 + r_{\mu C} \cdot \sin(2\pi \cdot 2f \cdot t_{\mu C})] \cdot V_{O_nom}}}}{2}, \quad (7)$$

$$t_{\mu C} = n \cdot T_{\mu C}, \quad (8)$$

$$V_{\mu C} = \frac{V_{O_max}}{2 \cdot N_V} + \frac{V_{O_max}}{N_V} \cdot \text{round_low} \left(\frac{V_{O_ADC}}{V_{O_max}} \cdot N_V \right), \quad (9)$$

$$r_{\mu C} = \frac{r_{max}}{2 \cdot N_r} + \frac{r_{max}}{N_r} \cdot \text{round_low} \left(\frac{r_{ADC}}{r_{max}} \cdot N_r \right), \quad (10)$$

donde $t_{\mu C}$ es una variable de tiempo discreta que refleja la construcción por escalones de $V_{C_{ff}}$, $V_{\mu C}$ y $r_{\mu C}$ son los valores de V_O y r una vez han sido discretizados atendiendo al número de valores distintos que el μC es capaz de distinguir, n es una variable que evoluciona desde 0 hasta N_{filas} y $T_{\mu C} = 1/(2 \cdot f \cdot N_{filas})$.

En la Fig. 3a se muestra la tensión de salida del MPA cuando ésta se ha reducido a un 80% (i.e., *dimming*) y la tensión de entrada está afectada por un rizado de baja frecuencia. En concreto, esta figura muestra la tensión de salida cuando no se ha implementado ningún tipo de lazo de prealimentación, cuando se emplea el lazo de prealimentación analógico y cuando se emplea el lazo digital propuesto en este artículo. Como se puede apreciar, los resultados obtenidos con este último son notoriamente mejores, ya que el lazo analógico, al estar diseñado para condiciones nominales, aplica una señal $V_{C_{ff}}$ demasiado grande y empeora el rizado de salida (nótese que tiene un desfase de 180°). Por otro lado, esta figura también permite ver el efecto de construir la señal $V_{C_{ff}}$ con un número reducido de escalones (N_{filas}).

En la Fig. 3b se muestra la misma comparativa cuando la tensión de salida es la nominal. En este caso, los resultados no son tan fáciles de comparar. En principio, el rizado obtenido con el lazo analógico es menor, especialmente debido al efecto de los escalones o saltos en la tensión que se obtiene con el lazo digital. No obstante, debe tenerse en cuenta que la finalidad del lazo de prealimentación en aplicaciones de iluminación no es reducir todo el rizado de la tensión de salida, sino reducir el *flickering* o parpadeo dañino en la luz emitida [4], [5]. Por

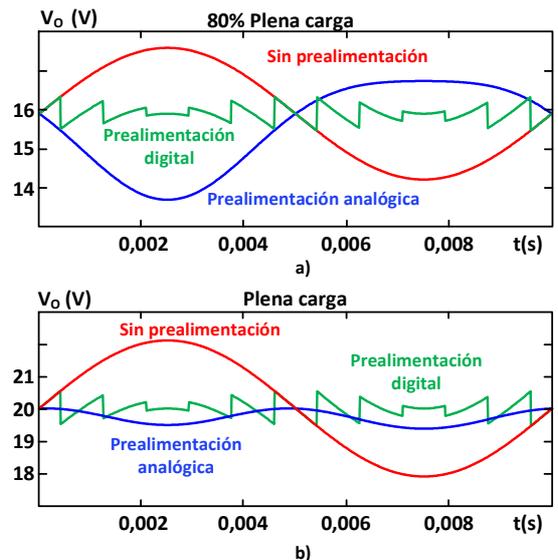


Fig. 3. Tensión de salida sin prealimentación y con prealimentación digital y analógica para distintos niveles de iluminación.

lo tanto, la comparativa debe realizarse considerando sólo el rizado dentro del rango de frecuencia que genera un parpadeo dañino para la salud. No existe aún una normativa a este respecto, pero un límite adecuado es 400 Hz, de manera que cualquier armónico con una frecuencia superior no tiene ningún efecto sobre la salud humana y, por tanto, no importa que afecte a la tensión de salida. Según esto, la situación presentada en la Fig. 3 se convierte en la mostrada en la Fig. 4. Como se puede ver, el rizado con lazo analógico tiene armónicos no despreciables por debajo de los 400 Hz. Por el contrario, el lazo digital, en el rango de frecuencia estudiado, tiene armónicos de muy baja amplitud, por lo que la solución digital presenta un *flickering* o parpadeo notoriamente inferior. Por lo tanto, la solución propuesta muestra los mejores resultados tanto en condiciones nominales como fuera de ellas.

V. OPTIMIZACIÓN DEL LAZO DE PREALIMENTACIÓN

Como se ha visto, para unos valores determinados de M , N_V , N_r y N_{filas} , el parpadeo resultante es menor que con la solución analógica. No obstante, para lograr esto los valores de estas variables deben ser escogidos cuidadosamente. En este apartado se describe el proceso de optimización que permite definir los valores óptimos de estas variables.

Se debe tener en cuenta que:

$$M = N_V \cdot N_r \cdot N_f \cdot N_{filas} \quad (11)$$

Esto hace que se tenga un sistema con una ecuación y cuatro incógnitas. Además, el valor de M suele venir determinado por el μC , con lo que se trata de un sistema de una ecuación y tres incógnitas.

El número de filas por tabla (N_{filas}) determina la frecuencia del primer armónico de amplitud relevante en la tensión de salida. Puede deducirse que para que todos los armónicos queden fuera del rango de frecuencias asociadas

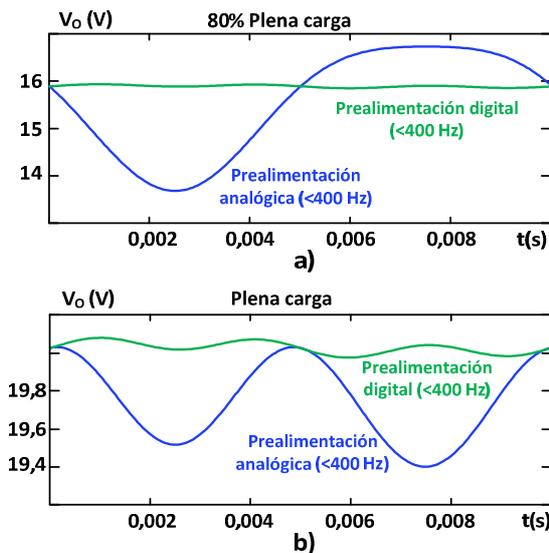


Fig. 4. Tensión de salida sin prealimentación y con prealimentación digital y analógica para distintos niveles de iluminación y con un rango de hasta 400 Hz.

al *flickering*, debe cumplirse:

$$N_{filas_opt} = \frac{f_{limt} + 2f}{2 \cdot f} + 1 \quad (12)$$

donde N_{filas_opt} es el número óptimo de filas en cada tabla y f_{limt} es la frecuencia más alta con efectos nocivos en la salud humana (en este caso, 400 Hz).

Con esta última ecuación es posible representar el rizado relativo de la tensión de salida (ecuación (5)) en función de la relación $K_N = N_V/N_r$, teniendo en cuenta que N_{filas} está definida por (12) y que se debe cumplir (11). El resultado se muestra en la Fig. 5. Como se puede ver, para este caso particular de diseño, el valor óptimo de K_N es aproximadamente 6. Los resultados también permiten poner de manifiesto que, para este ejemplo de diseño, cuando N_V es menor que N_r los rizados son bastante elevados. Lógicamente, esto vendrá definido, para otros casos distintos al ejemplo analizado, por la relación particular entre la amplitud del rizado de entrada y el margen de variación de la tensión de salida.

Los resultados mostrados en la Fig. 5 también permiten comprobar cómo cuando N_{filas} satisface la ecuación (12) (i.e., $N_{filas}=6$), el rizado es el mínimo posible. Por el contrario, cuando N_{filas} tiene un valor menor de 6, el rizado se hace mayor. Obviamente, cualquier valor mayor que 6 hará que las componentes armónicas de amplitud relevante se alejen más del límite impuesto. No obstante, esto supone invertir memoria disponible en aumentar N_{filas} (el tamaño de las tablas) sin ningún tipo de contrapartida real, ya que las componentes armónicas con un peso relevante ya quedaron fuera del rango fijado cuando $N_{filas}=6$.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El prototipo desarrollado para comprobar los resultados tiene una tensión de entrada de 385 V y un rizado pico a pico del 20%. La tensión de salida es de 20 V y la potencia nominal es de 40 W. El transformador se ha diseñado con unas relaciones de transformación de 0,177 y 0,07 y una inductancia magnetizante de 3,1 mH. Los

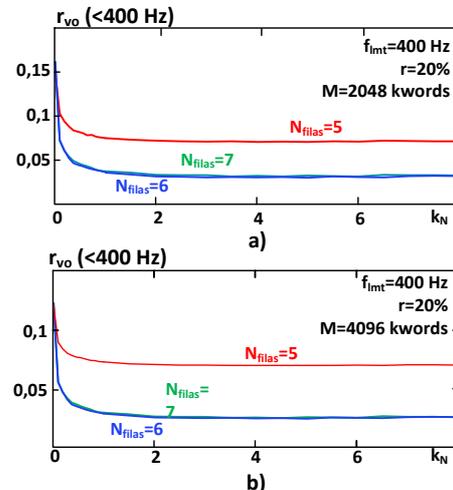


Fig. 5. Rizado relativo de la tensión de salida en función de k_N para distintos valores de N_{filas} y para a) $M=2$ kword; b) $M=4$ kwords.

condensadores de entrada tienen una capacidad de 270 nF cada uno y el de salida 6·4,7 μ F. La bobina del filtro de salida es de 80 μ H. El ciclo de trabajo nominal es del 33%.

La Fig. 6 muestra los resultados obtenidos mediante simulación y que permiten comparar el lazo de prealimentación analógico y el lazo digital cuando la tensión de salida se fija en un 85% del valor nominal. Como se puede ver, los resultados ofrecidos por este último son notoriamente mejores. Por otro lado, esta figura también muestra la comparativa entre los resultados obtenidos mediante simulación y los obtenidos mediante el modelo matemático desarrollado (tanto con todos los componentes armónicos como tan sólo con aquellos menores de 400 Hz).

La Fig. 7a muestra los resultados experimentales cuando el valor de k_N y de N_{filas} se ha optimizado siguiendo el diseño propuesto y la Fig. 7b cuando se han tomado valores arbitrarios (para la misma cantidad de memoria disponible). Como se observa, los resultados son mejores en el primer caso.

Por último, la Fig. 7c muestra la tensión de salida (cc+ca) en condiciones nominales cuando se emplea el lazo digital optimizado y la Fig. 7d cuando se reduce a un 85% de su valor nominal. Con independencia del *dimming*, el rizado de baja frecuencia es prácticamente inexistente en ambos casos.

VII. CONCLUSIONES

El uso de un lazo de prealimentación permite al MPA eliminar el efecto de cualquier rizado de baja frecuencia presente en su tensión de entrada. Si dicho lazo se diseña mediante circuitería analógica, ésta debe estar calculada para un determinado punto de trabajo. Sin embargo, es habitual que las fuentes de alimentación de LEDs tengan la

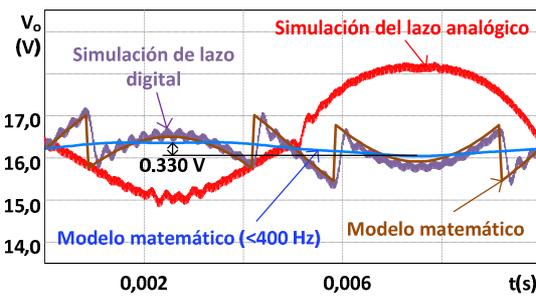


Fig. 6. Comparativa del rizado de la tensión de salida según el modelo y según la simulación.

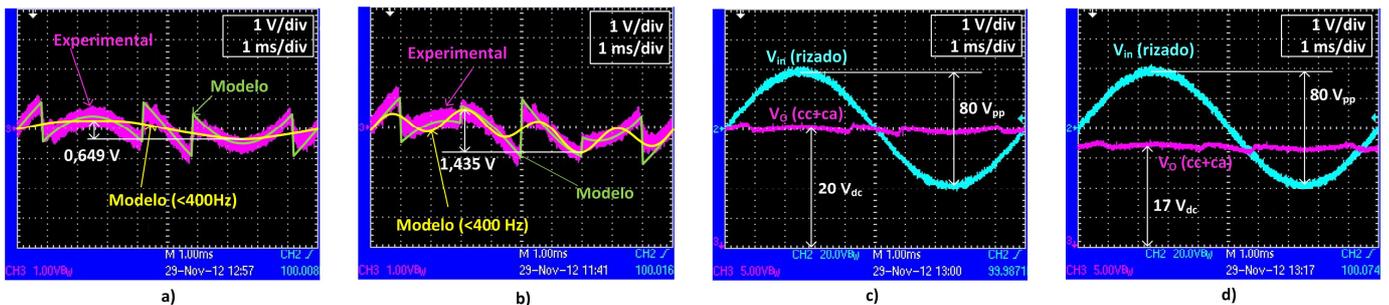


Fig. 7. a) Rizado de la tensión de salida cuando el lazo está optimizado ($N_{filas}=6$, $N_v=28$ y $N_r=6$); b) Rizado de la tensión de salida cuando no lo está ($N_{filas}=6$, $N_v=14$ y $N_r=14$); c) Tensión de salida (cc+ca) cuando el lazo está optimizado y la tensión de salida es la nominal; d) tensión de salida cuando el lazo está optimizado y la tensión de salida es el 85% de su valor nominal.

posibilidad de regular la cantidad de luz emitida. Como consecuencia, el punto de funcionamiento de MPA cambia, lo que unido a su relación no lineal entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida hace que la implementación analógica no sea la más adecuada. Por su parte, la implementación digital debe poder realizarse en un microcontrolador de bajo coste y, por extensión, de memoria limitada. Esto, unido a su potencia de cálculo limitada, hace que el empleo de tablas con valores precalculados sea la opción más idónea. El diseño propuesto en este artículo permite optimizar los resultados obtenidos. Para ello, el número de entradas de cada tabla debe elegirse atendiendo al rango de frecuencia en el que se enmarca el parpadeo o *flickering* que se desea eliminar. Posteriormente, las ecuaciones desarrolladas, que tienen en cuenta las principales fuentes de error introducidas por la implementación digital, permiten calcular el número óptimo de valores de tensión de entrada y rizado que el sistema debe ser capaz de discriminar. En función de estos valores, el número de tablas total, su número de entradas (filas) y los valores de cada entrada pueden ser fácilmente calculados.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido subvencionado por el Gobierno Español a través de los proyectos CONSOLIDER MICINN-10-CSD2009-00046 y MICINN-10-DPI2010-21110-C02-01.

REFERENCIAS

- [1] T. Siew-Chong, "Level Driving Approach for Improving Electrical-to-Optical Conversion Efficiency of Fast-Response Saturable Lighting Devices," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1342-1353, 2010.
- [2] M. Arias, M. Fernandez, D. G. Lamar, D. Balocco, A. Aguisa Diallo, and J. Sebastian, "High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC-DC LED Drivers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 2539-2550, 2013.
- [3] M. Arias, D. G. Lamar, A. Vazquez, J. Sebastian, D. Balocco, and A. Diallo, "Analysis of the switching process in the Asymmetrical Half-Bridge converter for street led-lighting applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, pp. 1210-1217.
- [4] L. Wai-Keung, K. H. Loo, T. Siew-Chong, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "Bilevel Current Driving Technique for LEDs," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2920-2932, 2009.
- [5] B. Lehman, A. Wilkins, S. Berman, M. Poplawski, and N. Johnson Miller, "Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 2865-2872.