

Estudio de la frontera entre modos de conducción en el convertidor reductor con filtros de orden superior al segundo cuando es usado como amplificador de envolvente

Javier Sebastián*, Pablo Fernández-Miaja*, Alberto Rodríguez* y Miguel Rodríguez**

* Universidad de Oviedo. Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA)

Edificio Departamental nº 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón. España.

** Department of Electrical and Computer Engineering. University of Colorado at Boulder. EEUU.

Resumen: El convertidor reductor con filtro de salida de orden superior al segundo puede usarse como Amplificador de Envolvente (AE) con grandes ventajas sobre el mismo convertidor con el tradicional filtro de segundo orden, consiguiendo un mayor acercamiento entre las frecuencias a reproducir y la frecuencia de conmutación del convertidor. Los filtros de 4º y 6º orden de tipos *Bessel-Thomson*, *Butterworth* y *Legendre-Papoulis* presentan interesantes características para esta aplicación. Cuando estos filtros se utilizan en un convertidor reductor con diodo como elemento rectificador y sin realimentar, la linealidad en la reproducción de las envolventes está supeditada al trabajo en Modo de Conducción Continuo (MCC) del convertidor. Sin embargo, los criterios para garantizar la operación en MCC en estos casos no han sido definidos hasta ahora, siendo éste el objetivo fundamental de este artículo.

I. INTRODUCCIÓN

El rendimiento de un Amplificador Lineal de Potencia (ALP) se puede mejorar notablemente si la tensión de alimentación del mismo se hace variar en función de las señales que están siendo amplificadas, de tal forma que los transistores del amplificador trabajen en zona lineal, pero casi alcanzando el trabajo en corte y saturación en los valores extremos de las señales. Esta técnica recibe el nombre de Seguimiento de Envolvente (SE) [1-3] (véase la Fig. 1a). Para conseguir variar rápida y eficientemente la tensión de alimentación hay que recurrir a convertidores CC/CC conmutados, que reciben el nombre de Amplificadores de Envolvente (AE). El más sencillo de ellos es el convertidor reductor. Las especificaciones dinámicas de los AE dependen del ritmo de variación de las envolventes de las señales a amplificar y pueden llegar a ser muy difíciles de cumplir si el ALP es un amplificador de Radio Frecuencia (RF) que trabaja con señales que deben ser amplificadas linealmente. Para conseguir explotar al máximo la capacidad de reproducción de envolventes de un convertidor reductor, se puede incrementar el orden del filtro de salida desde el tradicional segundo orden hasta el cuarto o el sexto orden (véase la Fig. 1b). Si el convertidor reductor usa un diodo como rectificador de “libre circulación” (en otras palabras, si no es un convertidor reductor síncrono) y si además el convertidor no se realimenta, entonces la linealidad en la reproducción de la envolvente queda supeditada a la operación en Modo de Conducción Continuo (MCC) del convertidor. Conviene recalcar que la ausencia de realimentación en el convertidor reductor nos

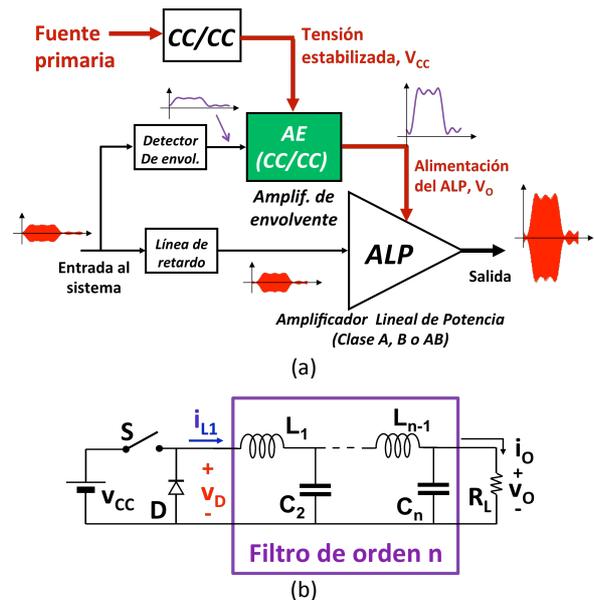


Fig. 1. a) Esquema general de un sistema amplificador lineal de potencia con seguimiento de envolvente. b) Convertidor reductor con filtro de salida de orden n.

permitirá conservar un amplio ancho de banda de reproducción, ya que éste no queda supeditado a la estabilidad de un lazo de realimentación. En compensación, la tensión de entrada al AE debe estar perfectamente estabilizada por otro convertidor (realimentado para conseguirlo) para intentar que el error en la reproducción de la envolvente sea lo menor posible, pero inevitablemente un cierto error en la tensión de salida aparecerá debido a las caídas de tensión en las resistencias parasitas de todos los elementos del AE. Afortunadamente estas caídas de tensión serán en la práctica muy pequeñas. Nótese que la operación en bucle abierto abre la posibilidad de usar filtros de orden superior al segundo, que no sería posible en bucle cerrado por los graves problemas de estabilidad que estos filtros acarrearían.

Por tanto, la combinación del uso de filtros de alto orden con la operación en bucle abierto parece muy adecuada para explotar al máximo las capacidades de reproducción de envolventes de un convertidor reductor. Si además se usa un diodo como rectificador de “libre circulación” para que sólo sea necesario controlar un transistor y así se eviten problemas

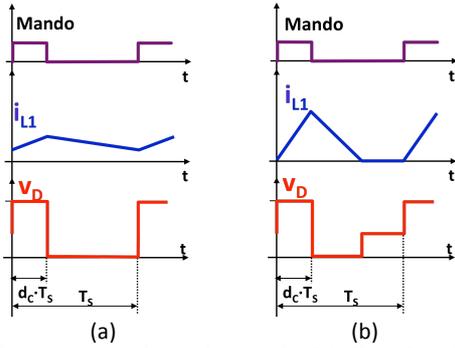


Fig. 2. Corriente y tensión a la entrada del filtro de salida de un convertidor CC/CC con filtro de segundo orden. a) Operando en MCC. b) Operando en MCD.

de sincronismo entre transistores, entonces la linealidad en la reproducción está supeditada a la operación en MCC del convertidor. Como el convertidor posee un filtro con varias bobinas, los criterios para garantizar el MCC “clásicos” (propios de convertidores con una bobina) deben ser revisados y adaptados a esta situación. Éste es precisamente el objetivo fundamental de este artículo.

II. BREVE REVISIÓN DEL CRITERIO PARA GARANTIZAR LA OPERACIÓN ESTÁTICA EN MCC EN UN CONVERTIDOR REDUCTOR ESTÁNDAR.

Las formas de onda de entrada al filtro de salida de un convertidor reductor clásico cuando opera en MCC y en Modo de Conducción Discontinuo (MCD) se han representado en la Fig. 2. Los criterios para garantizar la operación en MCC de un convertidor reductor clásico son muy bien conocidos [4]. Se basan en la definición de un parámetro adimensional k :

$$k = 2L_1 / (R_L T_S), \quad (1)$$

donde L_1 es la única inductancia del convertidor, R_L es su carga y T_S es su periodo de conmutación. Para cada convertidor se define un valor frontera o crítico de k , k_{crit} , de tal forma que el MCC se garantiza si:

$$k > k_{crit}. \quad (2)$$

En el caso particular de un convertidor reductor, el valor de k_{crit} es:

$$k_{crit} = 1 - d_c, \quad (3)$$

donde d_c es el ciclo de trabajo del convertidor. Por supuesto, si $k > 1$, entonces el convertidor trabaja en MCC para cualquier ciclo de trabajo.

Cuando el convertidor trabaja en MCC, la relación entre su tensión de salida y su parámetro de control (el ciclo de trabajo d_c) es:

$$v_O = d_c \cdot v_{CC}, \quad (4)$$

donde v_O es la tensión de salida al convertidor y v_{CC} es su tensión de entrada. Obviamente la relación entre v_O y d_c es lineal si v_{CC} es constante. Por el contrario, si el convertidor reductor trabaja en MCD, la tensión de salida valdrá:

$$v_O = \frac{2 \cdot v_{CC}}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot k}{d_c^2}}}, \quad (5)$$

siendo ahora claramente no lineal la relación entre v_O y d_c .

III. CRITERIO PARA GARANTIZAR LA OPERACIÓN ESTÁTICA EN MCC EN UN CONVERTIDOR REDUCTOR CON FILTRO DE ORDEN SUPERIOR AL SEGUNDO.

De entre los posibles filtros pasa-bajos pasivos utilizables en un convertidor reductor, los filtros de tipo *Bessel-Thomson*, *Butterworth* y *Legendre-Papoulis* [5] son los más adecuados, siendo los de tipo *Legendre-Papoulis* los que consiguen mejores resultados en el caso de reproducción de envolventes de ancho de banda limitado, mientras que los de tipo *Bessel-Thomson* son más adecuados cuando no debe haber sobreoscilación ante una variación en escalón en la envolvente a reproducir [6].

Para abordar el estudio del modo de conducción en régimen estático de trabajo, el punto clave es saber cómo va a ser la forma de onda de corriente por la primera bobina del filtro L_1 . Si las corrientes por esta bobina son rampas, como en el caso de convertidores reductores con filtros de segundo orden, el criterio que les garantiza estáticamente la operación en MCC será extrapolable al caso que nos ocupa.

Para estudiar si la corriente por L_1 está formada por rampas, el punto clave es saber cómo es la tensión en el primer condensador del filtro, C_2 . En el caso del convertidor reductor con filtro de segundo orden, la tensión sobre el segundo condensador es la tensión de salida del convertidor, que debe ser prácticamente constante para garantizar que el convertidor cumple correctamente su misión: suministrar a su salida una tensión de continua sin rizado apreciable de la frecuencia de conmutación del convertidor. Por el contrario, si el filtro usado es de orden superior, la necesaria garantía de bajo rizado en la salida no implica necesariamente bajo rizado sobre C_2 . Un alto valor de rizado en C_2 implicaría que la corriente por L_1 no se compondría de rampas ascendentes y descendentes, sino de trozos de evolución seno-exponencial.

Para saber cómo va a ser la tensión en C_2 lo mejor es calcular las funciones de transferencia entre la tensión de entrada v_g y la tensión sobre C_2 , v_{C2} . Estas funciones de transferencia se han calculado usando MathCad y tres ejemplos de los resultados obtenidos se pueden ver en la Fig. 3. Como se muestra en esta figura, la atenuación que presenta la función de transferencia v_{C2}/v_g en la banda de rechazo es bastante considerable, aunque es menor que la presentada por la función de transferencia v_O/v_g . Si, por ejemplo, el filtro se ha diseñado para atenuar la frecuencia de conmutación 40 dB en la salida, la atenuación de dicha frecuencia de conmutación sobre C_2 será de 29,23 dB en el caso de un filtro de *Bessel-Thomson*, 26,66 dB en el caso de un filtro de *Butterworth* y de 23,95 en el caso de uno tipo *Legendre-Papoulis*. Esto significa que si la forma de onda de tensión de entrada al filtro es una onda cuadrada de valor de pico 12 V y de valor medio 6 V (ciclo de trabajo $d_c = 0,5$), entonces la componente de alterna en la salida del filtro será de 76,6 mV en los tres tipos de filtro, siendo las componentes de alterna sobre C_2 de 264 mV en el caso del filtro de *Bessel-Thomson*, 355 mV en el *Butterworth* y 485 mV en el *Legendre-Papoulis*. Estos valores corresponden a rizados relativos de 4,4 % (*Bessel-Thomson*), 5,9 % (*Butterworth*) y 8,1 % (*Legendre-Papoulis*). Por tanto, la tensión sobre C_2 varía suficientemente poco en condiciones

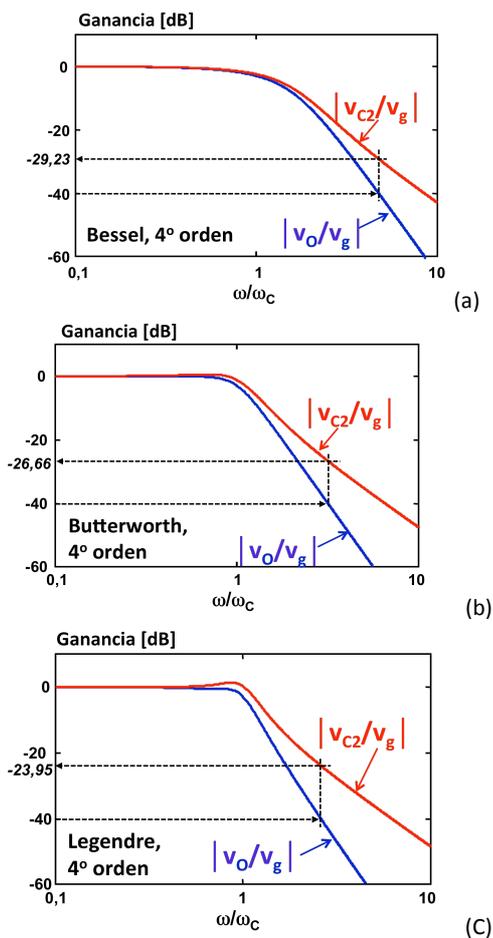


Fig. 3. Función de transferencia entre la tensión de entrada al filtro, v_g y la de salida, v_o y entre la tensión de entrada v_g y la tensión sobre el condensador C_2 , v_{C2} , para filtros de cuarto orden de tipo Bessel-Thomson (a), Butterworth (b) y Legendre-Papoulis filter (c).

estáticas como para poder afirmar que la corriente en L_1 variará por rampas, como en el caso de un filtro de segundo orden y será el valor de L_1 el que determine el modo de conducción en condiciones estáticas del convertidor.

El valor de L_1 en cada tipo de filtro se puede obtener por la siguiente fórmula:

$$L_1 = I_1 \cdot R_L / \omega_c \quad (6)$$

donde R_L es el valor de la resistencia de carga del filtro, ω_c el valor de su frecuencia angular de corte y I_1 el valor de la inductancia L_1 correspondientes a un filtro de frecuencia angular de corte de 1 rad/s cargado con una carga de 1 Ω . Es muy importante recalcar que los valores de I_1 deben elegirse en las tablas correspondientes a filtros alimentados desde fuentes de señal de impedancia de salida nula. La mayor parte de las tablas que se encuentran no corresponden a esta situación, pero si es posible encontrar las tablas adecuadas [7]. Los valores de I_1 de filtros de órdenes superiores al segundo se muestran en la Tabla 1.

Si se sustituye el valor de L_1 obtenido en la ecuación (6) en la ecuación (1), se obtiene:

$$k = 2I_1 / (\omega_c \cdot T_S) \quad (7)$$

Orden	Bessel	Butterworth	Legendre
3°	1,463	1,5	1,5909
4°	1,50109	1,5307	1,6120
5°	1,51252	1,5451	1,6372
6°	1,51255	1,5529	1,6348

Tabla 1. Valores de I_1 para los filtros en estudio.

y teniendo en cuenta las relaciones entre periodos, frecuencias y frecuencias angulares, obtenemos finalmente:

$$k = (I_1 / \pi) \cdot (f_s / f_c) \quad (8)$$

Para garantizar el MCC estático para cualquier valor del ciclo de trabajo d_c , debe verificarse la inecuación (2) con el valor $K_{crit} = 1$. Teniendo en cuenta esto y sustituyendo la ecuación (8) en la inecuación (2), se obtiene:

$$f_s / f_c > \pi / I_1 \quad (9)$$

La inecuación (9) es la clave para garantizar la operación estática en MCC. Los valores del cociente π / I_1 para los distintos tipos y órdenes de los filtros en estudio pueden encontrarse en la Tabla 2. Como puede observarse, los valores de este cociente son en todos los casos muy cercanos a 2. Estos valores hacen que, en la práctica, el cumplimiento de la inecuación (9) no sea difícil para los diseños normales (con atenuaciones lógicas de la frecuencia de conmutación).

IV. CRITERIO PARA GARANTIZAR LA OPERACIÓN DINÁMICA EN MCC EN UN CONVERTIDOR REDUCTOR CON FILTRO DE ORDEN SUPERIOR AL SEGUNDO.

El criterio descrito por la inecuación (9) es sólo válido cuando el convertidor trabaja en condiciones estáticas, es decir, sin variar su tensión de salida. Sin embargo, esta situación carece de interés cuando el convertidor reductor trabaja como AE, ya que en este caso el objetivo del convertidor es estar cambiando constantemente su tensión de salida. Afortunadamente, el trabajo realizado para deducir las condiciones de operación en MCC en condiciones estáticas será la base para poder estudiar el caso dinámico, lo que justifica su inclusión en este artículo.

Si un convertidor está trabajando en condiciones estáticas y sufre un cambio de tensión de salida desde el valor original a un valor mayor, necesariamente aumentará la corriente por la carga (en valor óhmico de la carga es constante) y, por tanto, necesariamente terminará aumentando la corriente media por las bobinas del filtro, incluyendo L_1 (véase la Fig. 4). Si la situación de partida era de operación estática en MCC para cualquier ciclo de trabajo d_c (verificándose (9)), entonces necesariamente seguirá trabajando en MCC, ya que el valor

Orden	Bessel	Butterworth	Legendre
3°	2,1474	2,0944	1,9747
4°	2,0929	2,0524	1,9489
5°	2,0771	2,0333	1,9189
6°	2,0770	2,0230	1,9217

Tabla 2. Valores del cociente π / I_1 (es decir, valores mínimos del cociente f_s / f_c para garantizar MCC estáticamente).

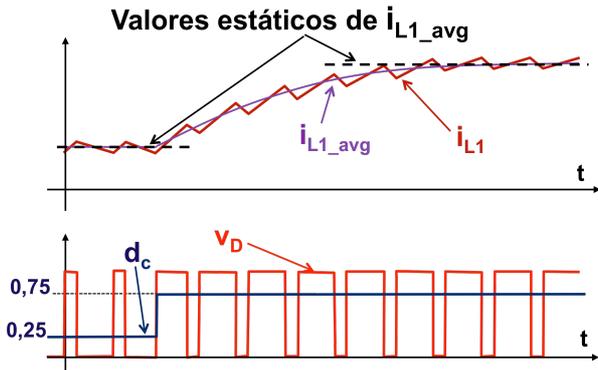


Fig. 4. Respuesta temporal de la corriente por la primera bobina del filtro de salida de un convertidor reductor cuando se produce un escalón positivo en el valor del ciclo de trabajo d_c . Se observa que si el convertidor trabaja en MCC antes del escalón, necesariamente trabajará en MCC durante el transitorio y al final del mismo.

medio de la corriente i_{L1_avg} aumentará con relación al valor inicial, que ya de por sí garantizaba la operación en MCC. Por tanto, cualquier incremento de la tensión de salida partiendo del cumplimiento de la inecuación (9) garantiza que la operación en MCC continúa.

La situación en un escalón de bajada puede ser distinta. Si se ha diseñado el filtro de acuerdo con la inecuación (9), existe la certeza de que la corriente media por L_1 , i_{L1_avg} , es suficientemente grande en comparación con su rizado como para garantizar que en las condiciones estáticas de partida y de llegada, la operación va a corresponder a MCC. Durante la transición entre las situaciones estáticas, la corriente media será en general más alta que en el estado de llegada, por lo que

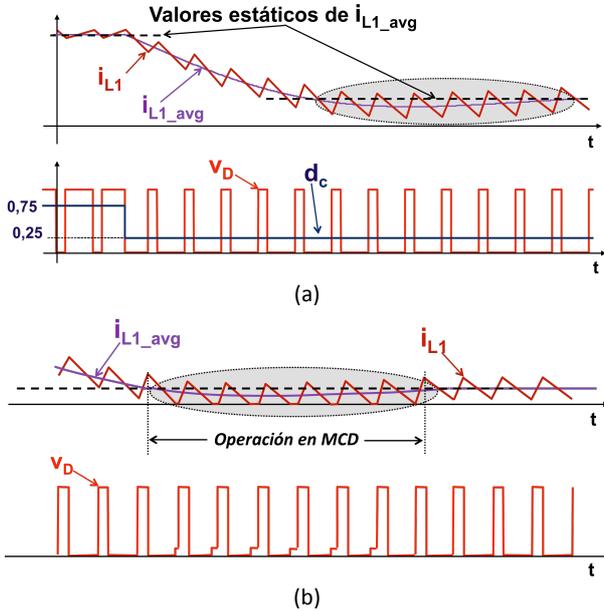


Fig. 5. Respuesta temporal de la corriente por la primera bobina del filtro de salida de un convertidor reductor cuando se produce un escalón negativo en el valor del ciclo de trabajo d_c . Se observa que si el valor medio de i_{L1} , i_{L1_avg} , es oscilatorio, la corriente se aproxima al MCD (a) o incluso podría llegar a operar en MCD (b).

la operación en MCC quedará también garantizada. Sin embargo, cabe la posibilidad de que i_{L1_avg} sea más pequeña que la corriente en el estado de llegada, tal y como se aprecia en la Fig. 5a. En caso de suceder esto, la operación en MCC no está garantizada, ya que podría llegar a darse la situación mostrada en la Fig. 5b, que corresponde a operación en MCD.

Para abordar adecuadamente el estudio de esta situación, se va a calcular el valor la corriente que pasa por L_1 cuando se produce un escalón en la entrada de cada tipo de filtro (véase la Fig. 6a). La corriente así calculada coincidirá en valor con la corriente media (promediada en un ciclo de conmutación) que pasa por L_1 cuando el filtro se usa en un convertidor reductor y el ciclo de trabajo del mismo sufre un escalón. Volviendo a la Fig. 6a, la corriente por L_1 se puede calcular fácilmente como sigue:

$$i_{L1_avg} = \frac{v_g - v_{C2}}{sL_1} \quad (10)$$

y, por tanto:

$$i_{L1_avg} = \frac{1}{sL_1} \frac{v_g}{v_g} v_g \quad (11)$$

La respuesta temporal de i_{L1_avg} ante un escalón en v_g puede obtenerse fácilmente usando la opción de antitransformada de Lapace que presenta MathCad. Los resultados se muestran en la Fig. 6b-d ante un escalón positivo. Como se puede apreciar, los filtros de tipo *Bessel-Thomson* no presentan sobreoscilación en la respuesta transitoria de i_{L1_avg} , mientras que los de tipo *Butterworth* y *Legendre-Papoulis* sí la presentan. Esto tiene importantes consecuencias cuando se analiza lo que ocurre cuando el filtro se usa en un convertidor reductor y el ciclo de trabajo del mismo sufre una variación en escalón de bajada. Aunque el convertidor parta de una situación de operación en MCC y se llegue a otra que también lo sea, puede ocurrir que el convertidor trabaje en MCD antes de alcanzar el valor final si el filtro usado es de tipo *Butterworth* o *Legendre-Papoulis*.

Para obtener una expresión semejante a (9) que garantice la operación en MCC durante los transitorios de bajada, es útil valorar el mínimo valor que i_{L1_avg} puede alcanzar durante un transitorio de bajada cuando d_c cambia desde d_{c_up} a d_{c_down} :

$$i_{L1_avg_min} = \frac{v_o}{R_L} \left(1 - \frac{d_{c_up} - d_{c_down}}{d_{c_down}} \xi \right), \quad (12)$$

donde ξ es el porcentaje de sobreoscilación i_{L1_avg} . El valor máximo de ξ obtenido de la Fig. 6 es aproximadamente 16%. Nótese que el parámetro k mide la relación entre el valor medio de la corriente por la bobina en estado estático (que es proporcional a $1/R_L$) y su rizado (que es proporcional a T/L_1). Como en el escalón de bajada la corriente media por la bobina puede llegar a ser menor, tal como expresa (12), tiene sentido definir un nuevo valor de k válido para valorar el modo de conducción en esta situación:

$$k_{trans_min} = \frac{2L_1}{R_L T_S} \left(1 - \frac{d_{c_up} - d_{c_down}}{d_{c_down}} \xi \right) \quad (13)$$

y, por tanto:

$$k_{trans_min} = k \left(1 - \frac{d_{c_up} - d_{c_down}}{d_{c_down}} \xi \right). \quad (14)$$

Teniendo en cuenta (2), (3) y 14, se obtiene finalmente:

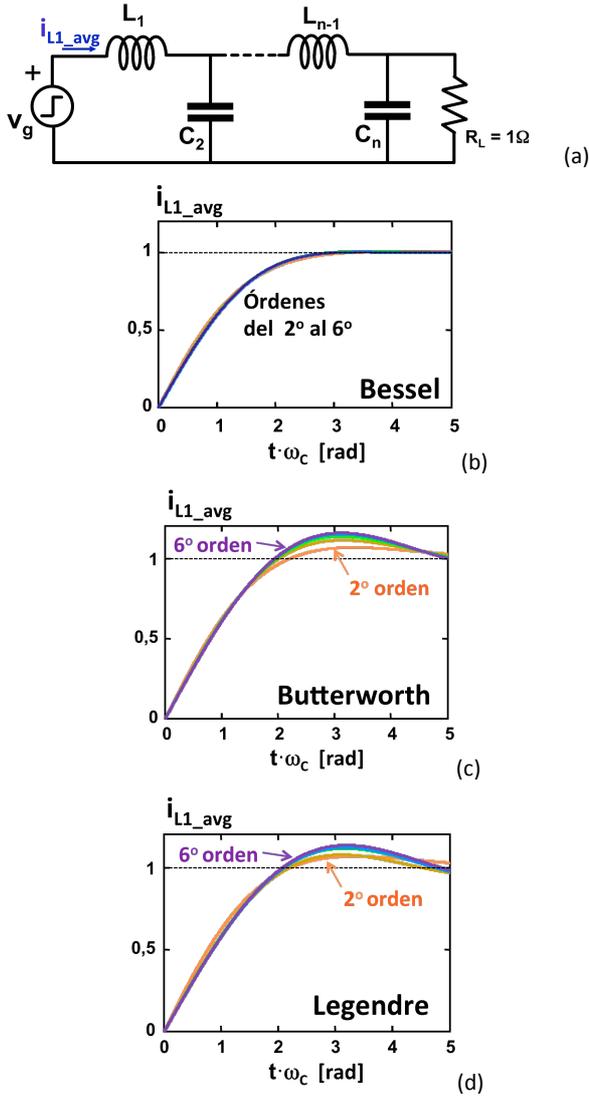


Fig. 6. Respuesta temporal de la corriente por la primera bobina de los filtros en estudio cuando se produce un escalón unitario de subida en la tensión de entrada v_g . a) Circuito de test. b) Respuesta de los filtros de Bessel-Thomson. c) Respuesta de los filtros de Butterworth. d) Respuesta de los filtros de Legendre-Papoulis.

$$k > \frac{(1 - d_{c_down})d_{c_down}}{d_{c_down}(1 + \xi) - d_{c_up}\xi}. \quad (15)$$

Nótese que el uso de (15) en vez de (2) y (3) es sólo necesario en el caso de filtros de Butterworth o Legendre-Papoulis, ya que los de Bessel no presentan sobreoscilación. También es de destacar que esta expresión es sólo válida para valores positivos de $i_{L1_avg_min}$, lo que impone un valor límite inferior al ciclo de trabajo:

$$d_{c_lim} = \frac{\xi}{1 + \xi} d_{c_up}. \quad (16)$$

Teniendo en cuenta (6), (15) se transforma finalmente en:

$$\frac{f_s}{f_c} > \frac{\pi}{l_1} \cdot \frac{(1 - d_{c_down})d_{c_down}}{d_{c_down}(1 + \xi) - d_{c_up}\xi^2} \quad (17)$$

que es la condición que garantiza MCC en un escalón de bajada. El MCC no se puede garantizar si $d_{c_down} < d_{c_lim}$.

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

Se ha simulado usando PSIM el comportamiento de un convertidor con filtros de salida de cuarto orden. En todos los casos se ha simulado su comportamiento ante un escalón en su ciclo de trabajo, que pasaba de valer 0,75 a valer 0,25.

En la Fig. 7a se muestra la respuesta obtenida con un filtro del tipo *Bessel-Thomson* diseñado con una frecuencia angular de corte de 1 rad/s y conmutando a una frecuencia angular de 4,723 rad/s. Con estos valores, la atenuación de la frecuencia de conmutación es de 40 dB. El cociente f_s/f_c vale, obviamente, 4,723. Este valor es claramente mayor que el valor mínimo para garantizar la operación en MCC en este caso, que es 2,0929, tal y como se obtiene directamente de la Tabla 2 (como es un filtro de tipo *Bessel-Thomson*, este valor también garantiza MCC ante un escalón). También se observa que, como estaba previsto, la respuesta transitoria no muestra sobreoscilación. Asimismo, se puede apreciar que el rizado en la salida es muy bajo, siendo bastante mayor sobre C_2 . Sin embargo, su valor es suficientemente pequeño como para que la evolución de la corriente por L_1 siga el patrón previsto de rampas ascendentes y descendentes.

En los casos correspondientes a los filtros de *Butterworth* y *Legendre-Papoulis* (véase la Fig. 7b y la Fig. 7c), las frecuencias de corte de los filtros han sido elegidas para que atenúen 40 dB la frecuencia angular de conmutación, que es la misma que en el caso precedente (es decir, a 4,723 rad/s). Estas frecuencias angulares de corte son 1,494 rad/s y 1,821 rad/s, con lo que los valores de los cocientes f_s/f_c son 3,16 (*Butterworth*) y 2,59 (*Legendre-Papoulis*). Estos valores son claramente más altos que los de la Tabla 2, incluso teniendo en cuenta el aumento debido a la sobreoscilación, según la inecuación (17), por lo que la operación en MCC está garantizada, tal y como muestran estas figuras.

Finalmente, la operación parcial en MCD se ha forzado dividiendo el valor de los componentes reactivos del filtro *Legendre-Papoulis* por 2 (véase la Fig. 7 d). Como se puede apreciar, en este caso el rizado de la tensión de salida v_o es extremadamente grande, careciendo de interés práctico un diseño como éste.

También se ha construido un prototipo de convertidor reductor conmutando a 1 MHz para verificar el desarrollo teórico sobre un prototipo real. Los resultados obtenidos para filtros de cuarto orden tipo *Bessel-Thomson* se muestran en la Fig. 8a, mientras que los obtenidos con un filtro de tipo *Legendre-Papoulis* aparecen en la Fig. 8b. En ambos casos, los diseños se hicieron en las mismas condiciones que las simulaciones, por supuesto escalados convenientemente (1 MHz de frecuencia de conmutación en vez de 4,723 rad/s). Como se aprecia y como se preveía, el diseño ha conducido a operación en MCC en ambos casos. Finalmente comentar que las consideraciones anteriormente realizadas sobre los rizados en la salida y en C_2 y sobre la evolución en rampas de i_{L1} son aquí igualmente válidas.

VI. CONCLUSIONES

Cuando se usan filtros de tipo *Bessel-Thomson*, *Butterworth* o *Legendre-Papoulis* de órdenes superiores al segundo en un convertidor reductor, siempre es la primera bobina del filtro, L_1 , la que determina el modo de conducción. Como en el caso

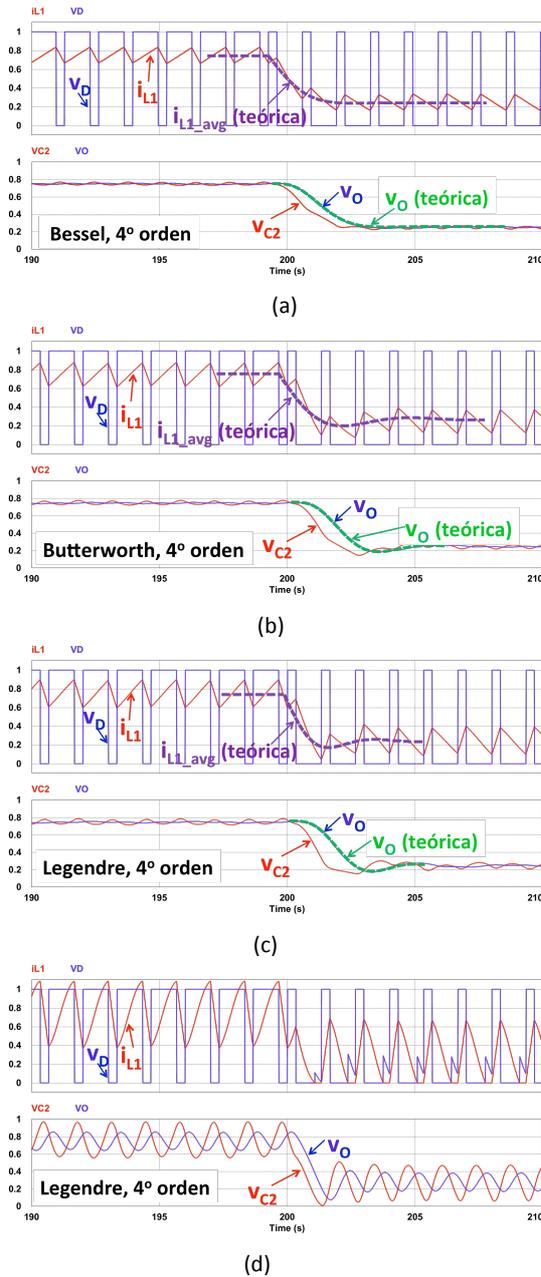


Fig. 7. Simulación con PSIM de la respuesta temporal de un convertidor reductor con filtro de 4º orden y que conmuta a 4,723 rad/s y que atenúa esa frecuencia 40 dB. a) Filtro de Bessel-Thomson. b) Filtros de Butterworth. c) Filtros de Legendre-Papoulis. d) Modificación del anterior duplicando la frecuencia de corte.

de los convertidores con filtro de segundo orden, la corriente que la atraviesa está formada por rampas ascendentes y descendentes, lo que posibilita usar los mismos criterios para la determinación del modo de conducción. El resultado del estudio demuestra que se garantiza la operación en MCC en condiciones estáticas cuando el cociente entre las frecuencias de conmutación del convertidor y de corte del filtro es ligeramente mayor que 2. En respuesta a un escalón en la señal de control, (condiciones dinámicas extremas), esta misma condición garantiza operación en MCC si el filtro es de tipo *Bessel-Thomson*, mientras que en los otros tipos de filtro

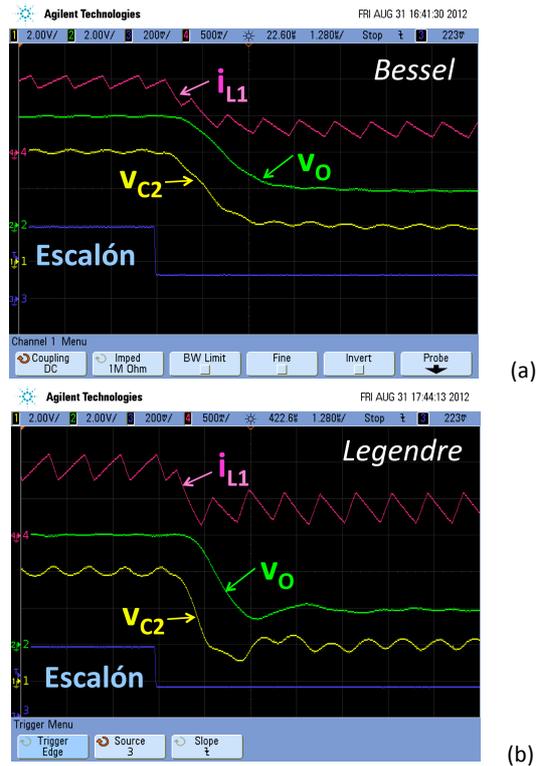


Fig. 8. Resultados experimentales obtenidos sobre un prototipo de convertidor reductor conmutando a 1 MHz. a) Filtro de Bessel-Thomson con frecuencia de corte de 211,7 kHz b) Filtro de Legendre-Papoulis con frecuencia de corte de 384,6 kHz.

estudiados la operación en MCC depende de los valores iniciales y finales del escalón.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través de los proyectos Consolider RUE CSD2009-00046 y DPI2010-21110-C02-0, por los Fondos Europeos de Desarrollo Regional y por la beca FPU con referencia AP2008-03380.

VIII. BIBLIOGRAFÍA

- [1] G. Hanington, P. F. Chen, P. M. Asbeck y L. E. Larson, "High-efficiency power amplifier using dynamic power-supply voltage for CDMA applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, August 1999, pp. 1471-1476.
- [2] A. Soto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Cezón, y F. Arévalo, "Power supply for a radio transmitter with modulated supply voltage," *IEEE Applied Power Electronics Conference 2004*, vol. 1, pp. 392-398.
- [3] M. C. W. Høyerby y M. A. E. Andersen, "Ultrafast tracking power supply with fourth-order output filter and fixed-frequency hysteretic control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, nº 5, septiembre de 2008, pp. 2387-2398.
- [4] R. Schaumann, M. S. Ghausi y K. R. Laker, "Design of analog filters", *Prentice-Hall Inc.* 1990. ISBN 0-13-200288-4.
- [5] S. Cuk y R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode" *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1977*, p. 36-57.
- [6] J. Sebastián, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez y M. Rodríguez, "Analysis and Design of the Output Filter for Buck Envelope Amplifiers". Aceptado para su publicación en el *IEEE Transactions on Power Electronics*. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2248752.
- [7] E. C. Jones, H. W. Hale, A. B. Williams y F. J. Taylor, "Electronics Engineers' Handbook. Chapter 16: Filters and Attenuators", *McGraw-Hill Companies Inc.* 1996. IEEE press. ISBN 0-07-021077-2. pp. 3302-3309.