

Análisis del uso de filtros de salida de órdenes superiores al segundo en convertidores reductores de dos fases usados como amplificadores 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. SPAIN

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

Resumen: El uso de la técnica conocida como Seguimiento de Envolvente (SE) permite mejorar el rendimiento de un Amplificador Lineal de Potencia (ALP) mediante la variación de la tensión de alimentación del mismo. La rapidez con la que esta variación de la tensión de alimentación debe producirse depende de la envolvente de la señal a amplificar, pudiendo llegar a alcanzar anchos de banda de varios MHz cuando el ALP es un amplificador de Radio Frecuencia (RF) que trabaja con señales de envolvente no constante. Los convertidores CC/CC conmutados encargados de generar esas variaciones rápidas de la tensión de alimentación reciben el nombre de Amplificadores de Envolvente (AE). De entre las diversas opciones de convertidores CC/CC conmutados propuestos para este fin, el convertidor reductor de dos fases presenta características muy interesantes, que se mejoran con el uso de filtros de orden mayor que el segundo. Su estudio es el objetivo fundamental de este artículo.

I. Introducción

Tal y como se ha comentado en el resumen de este artículo, su objetivo es dar unas pautas del análisis del filtro de salida de un convertidor reductor de dos fases diseñado para trabajar como AEs en un sistema en el que estos convertidores modulan la alimentación de un ALP (véase la Fig. 1) [1-3]. El diseño de este filtro debe ser tal que consiga acercarlo lo más posible las frecuencias correspondientes a las componentes espectrales de la envolvente a reproducir (banda de paso del

filtro) y las componentes de la frecuencia de conmutación y sus bandas laterales (banda de rechazo del filtro), preservando la no interferencia entre ellas, de forma que no se deteriore la calidad de la señal de salida del AE. En otras palabras, debe compatibilizarse una baja distorsión de la envolvente con un bajo rizado de conmutación. En el caso particular del convertidor reductor de una única fase (convertidor reductor estándar), en [4] y en [5] se presentan estudios en los que se demuestran las ventajas que el uso de filtros de órdenes superiores al segundo presentan sobre la estructura estándar de filtro de segundo orden. Los filtros planteados para este fin en [4] y [5] son los de tipo *Bessel-Thomson*, *Butterworth* y *Legendre-Papoulis*. En general, los filtros de tipo *Bessel-Thomson* son los que presentan mejores características para reproducir envolventes que experimenten transiciones bruscas (casi en escalón), ya que no presentan sobreoscilaciones y estas sobreoscilaciones podrían provocar graves problemas a los ALPs en los escalones de bajada. Por otra parte, los filtros de *Legendre-Papoulis* son los más adecuados para reproducir envolventes de ancho de banda limitado, ya que con ellos se consigue la mínima relación entre la frecuencia de conmutación del convertidor y de corte del filtro para un determinado error (siempre que éste sea bajo) en la reproducción del armónico de mayor frecuencia del espectro de la envolvente.

Por otra parte, en [6] se demuestra experimentalmente que la combinación de la inclusión de filtros de 4º orden en un convertidor reductor con el uso de una estructura de dos fases mejora notablemente su capacidad de trabajo como AE. Animados por esos resultados, en este artículo se va a abordar el estudio teórico de este caso. Como en otras ocasiones, las premisas de partida van a ser las siguientes:

- El convertidor se diseña para operación en bucle abierto.** De esta forma el ancho de banda del convertidor no queda supeditado a la estabilidad de un lazo de realimentación. Como contrapartida, la tensión de entrada al AE debe estar perfectamente estabilizada por otro convertidor (véase la Fig. 1). Aunque 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, estas caídas de tensión serán en la práctica muy pequeñas.
- La carga se puede considerar constante.** Esto es consecuencia directa del hecho de que el ALP trabaje en

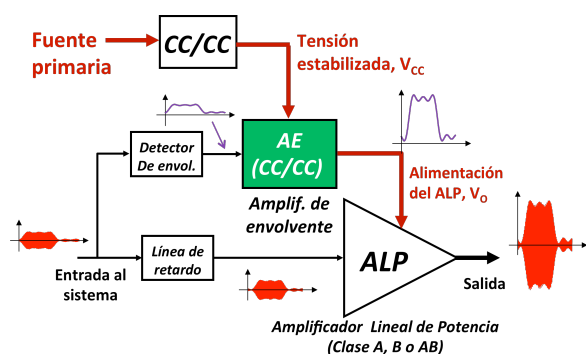


Fig. 1. Esquema general de un sistema amplificador lineal de potencia con seguimiento de envolvente.

sus condiciones de máximo rendimiento posible en una clase de operación cuando forma parte de un sistema con SE. El cociente entre la tensión v_o y la corriente i_o de salida del AE (es decir, la carga vista por el AE) es función de la carga vista por el transistor de potencia del ALP, R_{amp} , de tal forma que $V_o/I_o = R_{amp}$ si el ALP es clase A y $V_o/I_o = \pi R_{amp}/2$ si el ALP es clase B [5]. Por tanto, si el sistema está trabajando correctamente como SE, la carga vista por el AE es siempre la misma si la carga del ALP también lo es. Esta es la situación normal en amplificadores de potencia de RF, donde R_{amp} dependerá de la resistencia a la radiación de la antena y de las redes de adaptación de impedancia existentes entre el transistor de potencia de salida del ALP, la línea de transmisión y la antena.

- c) **Se usan diodos como rectificadores de libre circulación.** Es decir, el convertidor reductor de dos fases no es síncrono. De esta manera sólo es necesario controlar un transistor por fase, evitando problemas de sincronismo que serían complejos de resolver si el convertidor operara a frecuencias muy altas.
- d) **El convertidor debe operar en Modo de Conducción Continuo (MCC).** Esto se debe a que sólo en este modo existe linealidad entre el ciclo de trabajo del convertidor y la tensión de salida. Esta linealidad es imprescindible para poder controlar el convertidor en bucle abierto.

Con estas premisas de partida, pasamos a describir las soluciones topológicas posibles para la implementación de filtros de orden superior al segundo en convertidores reductores de dos fases.

II. El convertidor reductor de dos fases con filtros de orden superior al segundo.

La Fig. 2a muestra un convertidor reductor con un filtro de 4º orden, mientras que la Fig. 2b muestra un convertidor reductor

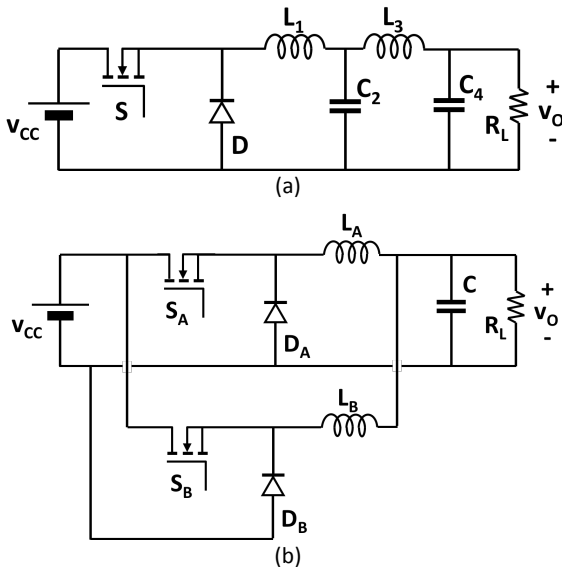


Fig.2. a) Convertidor reductor con filtro de 4º orden. b) Convertidor reductor de dos fases con filtro de segundo orden.

de dos fase con filtro de segundo orden (estructura estándar). Cuando se pretende aumentar el orden de este filtro, el grado de compartición de elementos comunes en el filtro puede variar, pudiéndose optar por la opción representada en la Fig. 3a (sólo se comparte el condensador de salida) o por la opción mostrada en la Fig. 3b (sólo no se comparten las bobinas de entrada). Esta segunda opción parece más atractiva, ya que con ella se minimiza el número de elementos reactivos “teóricamente idénticos” a construir, que queda reducido a las bobinas de entrada exclusivamente. En ambos casos, los valores de los componentes reactivos se han referido a los correspondientes a un filtro de 4º orden con una única entrada, como el de la Fig. 2a. Por supuesto, las impedancias de los componentes atravesados por corrientes que serán la mitad de las originales deberán tener impedancias dobles, para provocar las mismas caídas de tensión, lo que justifica las relaciones entre componentes reactivos que aparecen en los circuitos de la Fig. 3.

En la Fig. 4 se ha representado el circuito equivalente al de la Fig. 3b, en el que se han sustituido las redes de conmutación compuestas por los transistores y los diodos de libre circulación por las fuentes ideales de tensión v_{DA} y v_{DB} . Estas fuentes generan trenes de pulsos rectangulares idénticos a los existentes en la Fig. 3b en las posiciones en las que estas fuentes se encuentran. Esta equivalencia es sólo válida cuando se está operando en MCC, ya que si alguna de las bobinas (L_{1A}

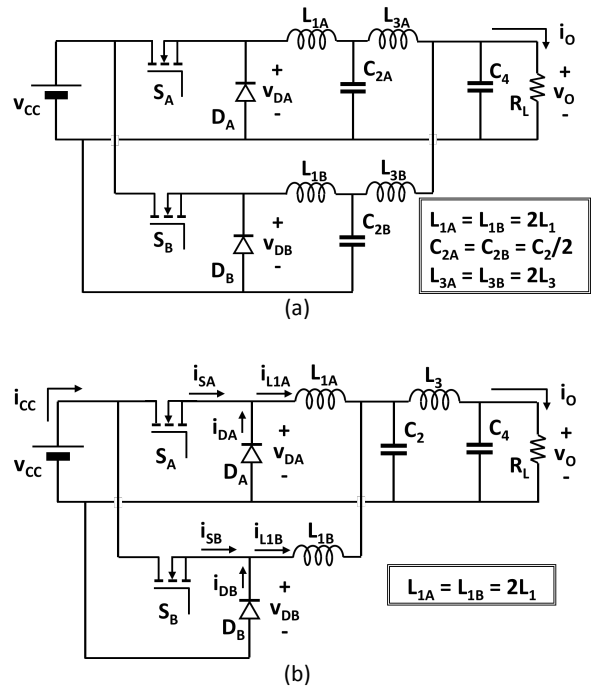


Fig.3. a) Convertidor reductor de dos fases con filtro de 4º orden, compartiendo sólo el condensador de salida. b) Mismo caso que el anterior, pero compartiendo todos los elementos del filtro salvo las bobinas de entrada. Los valores de los componentes reactivos se han referido a los correspondientes a un filtro de 4º orden con una única entrada, como el de la Fig. 2a.

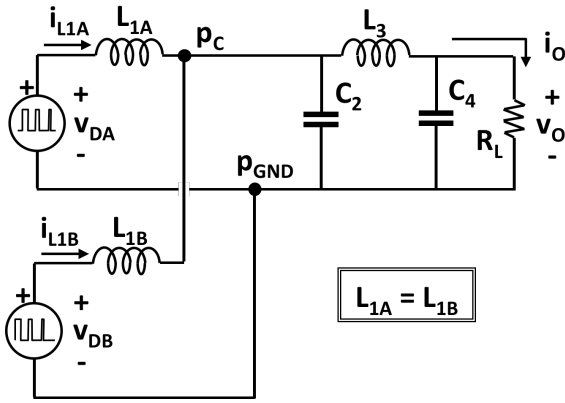


Fig. 4. Circuito equivalente al convertidor reductor de dos fases con filtro de 4º orden mostrado en la Fig. 3b.

o L_{1B}) empezara a trabajar en Modo de Conducción Discontinuo (MCD), entonces las bobinas quedarían desconectadas de las fuentes en ciertas partes del periodo de conmutación. El circuito obtenido en la Fig. 4 es un circuito lineal, al que se le puede aplicar el Teorema de Superposición. Así, en la Fig. 5a se puede ver el circuito que se obtiene anulando v_{DB} . Partiendo de este circuito, el de la Fig. 5b se obtiene sin más que calcular el equivalente Thévenin a la derecha de los puntos de conexión p_C y p_{GND} . Como las bobinas L_{1A} y L_{1B} son iguales, en el equivalente Thévenin obtenido aparece una bobina de valor $L_{1A}/2$ como impedancia de salida del mismo, valor que es coincidente con el de la bobina L_1 de un filtro con entrada única. La tensión de la fuente del equivalente Thévenin también aparece con valor mitad de la original, valiendo por tanto $v_{DA}/2$. Desde el circuito de la Fig. 5b se obtiene:

$$v_{OA} = H_F(s) \cdot v_{DA}/2, \quad (1)$$

donde $H_F(s)$ es la función de transferencia del filtro formado por L_1 , C_2 , L_3 , C_4 y R_L .

La anulación de v_{DB} como siguiente paso en la aplicación del Teorema de Superposición nos conduce al circuito de la Fig. 5c, que tras la obtención del equivalente Thévenin de la parte a la izquierda de los puntos de conexión p_C y p_{GND} conduce al circuito de la Fig. 5d. Desde este circuito se obtiene:

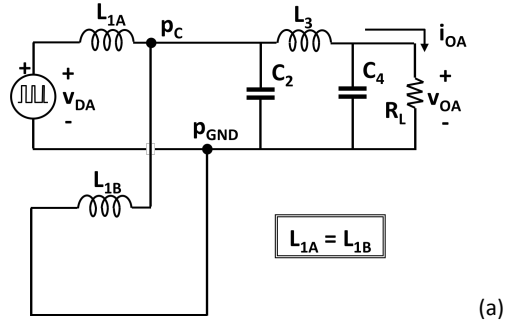
$$v_{OB} = H_F(s) \cdot v_{DB}/2. \quad (2)$$

El paso final en la aplicación del Teorema de Superposición consiste en calcular la tensión de salida v_O como suma de las tensiones de salida obtenidas en el circuito de la Fig. 5b, v_{OA} , y en el circuito de la Fig. 5d, v_{OB} . Por tanto:

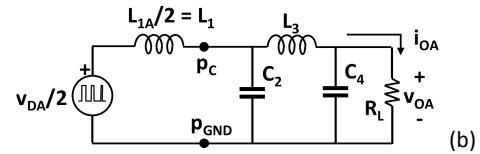
$$v_O = v_{OA} + v_{OB} = H_F(s) \cdot (v_{DA} + v_{DB})/2. \quad (3)$$

Las tensiones v_{DA} y v_{DB} no son idénticas, aunque tampoco son tensiones completamente independientes. De hecho, se va a admitir que el tipo de control usado hace trabajar a las redes de conmutación S_A-D_A y S_B-D_B con ciclos de trabajo idénticos, pero desfasados medio periodo de conmutación. De esta forma, las tensiones v_{DA} y v_{DB} presentarán formas de onda idénticas pero desfasadas medio periodo de conmutación, pudiéndose relacionar entonces por la siguiente ecuación:

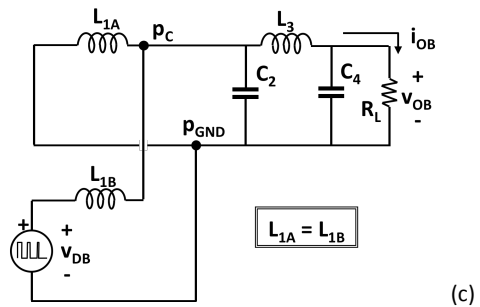
$$v_{DB} = v_{DA} \cdot e^{-\frac{T_s}{2}}, \quad (4)$$



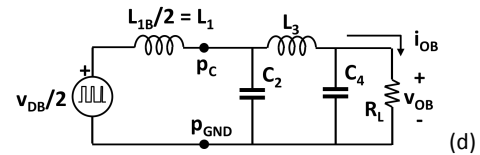
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 5. Primeras fases de la aplicación del Teorema de Superposición al circuito de la Fig. 4. a) Anulación de la fuente v_{DB} . b) Cálculo del equivalente Thévenin a la izquierda de los puntos p_C y p_{GND} . c) Anulación de la fuente v_{DA} . b) Cálculo del equivalente Thévenin a la izquierda de los puntos p_C y p_{GND} .

donde T_s es el periodo de conmutación del convertidor. Sustituyendo el valor de v_{DB} obtenido en (4) en (3), se obtiene finalmente:

$$v_O = H_F(s) \cdot H_D(s) \cdot v_{DA}, \quad (5)$$

donde aparece la nueva función de transferencia $H_D(s)$, cuyo valor es:

$$H_D(s) = \frac{1 - e^{-\frac{T_s}{2}}}{2}. \quad (6)$$

Finalmente, la función de transferencia entre v_{DA} y v_O se puede expresar como sigue:

$$H_{2F}(s) = v_O/v_{DA} = H_F(s) \cdot H_D(s). \quad (7)$$

La Fig. 6 muestra el proceso de obtención de (5). Como también se aprecia, la inclusión de la fase adicional del convertidor ocasiona la presencia del bloque $H_D(s)$. Este bloque se comporta como un filtro de rechazo de banda sintonizado a la frecuencia de conmutación, que modifica la función de transferencia completa del convertidor, $H_{2F}(s)$.

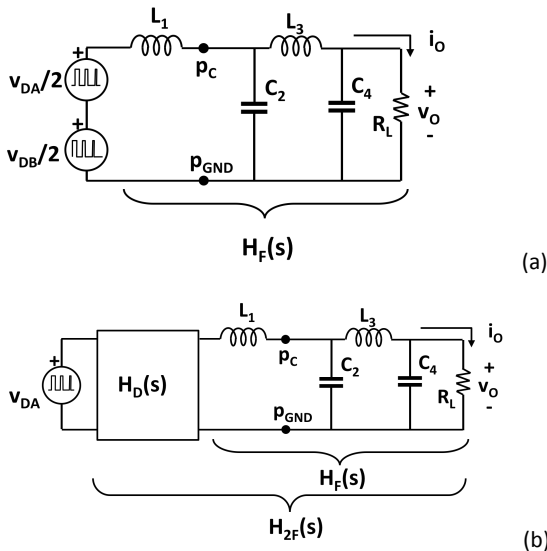


Fig. 6. a) Obtención de v_o como suma de v_{oA} y v_{oB} (fase final de la aplicación del Teorema de Superposición al circuito de la Fig. 4.) b) Funciones de transferencia $H_{2F}(s)$, $H_D(s)$ y $H_F(s)$.

Como consecuencia, $H_{2F}(s)$ aunarà las propiedades de rechazo de banda propias del tipo y orden de filtro definido por $H_F(s)$ con las propias del rechazo de la frecuencia de conmutación que determina $H_D(s)$. Ambos efectos acaban siendo tremendamente positivos.

En la Fig. 7 se muestra la función de transferencia $H_{2F}(s)$ correspondiente al caso de un convertidor reductor de dos fases con filtro de tipo *Bessel-Thomson* de 4º orden cuya frecuencia de corte es 4 veces menor que la frecuencia de conmutación (la frecuencia angular de corte se ha elegido en 1 rad/s, mientras que la frecuencia angular de conmutación es 4 rad/s). Puede apreciarse el profundo rechazo (*notch*) que sufre la frecuencia angular de conmutación en comparación con la que sufriría en el convertidor reductor de

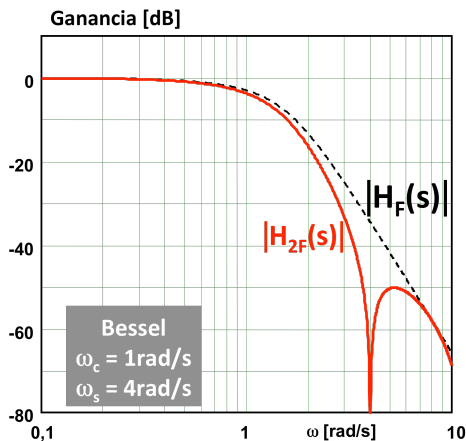


Fig. 7. Funciones de transferencia $H_{2F}(s)$ y $H_F(s)$ correspondientes a convertidores reductores de dos fases y de una fase, respectivamente, que usan un filtro *Bessel-Thomson* de 4º orden. La frecuencia angular de corte de $H_F(s)$ es 1 rad/s, mientras que la de conmutación del convertidor es de 4 rad/s.

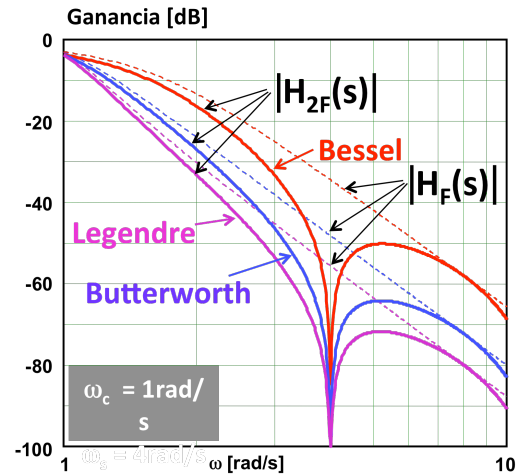


Fig. 8. Funciones de transferencia $H_{2F}(s)$ y $H_F(s)$ para distintos filtros de 4º orden. La frecuencia angular de corte de $H_F(s)$ es 1 rad/s, mientras que la de conmutación del convertidor es de 4 rad/s.

una fase que usara el mismo filtro que el convertidor de dos fases.

Aunque los filtros de tipo *Bessel-Thomson* presentan buenas características para ser usados en AE, no son la única opción. A continuación se analiza el uso de varios tipos de filtro [4, 5] para esta aplicación.

III. Comportamiento del convertidor reductor de dos fases con filtros tipo *Bessel*, *Butterworth* y *Legendre* de orden superior al segundo.

En la Fig. 8 se muestra la función de transferencia $H_{2F}(s)$, en la zona de rechazo de banda, en el caso de tres convertidores reductores de dos fases con filtros de 4º orden de tipo *Bessel-Thomson*, *Butterworth*, y *Legendre-Papoulis*. La información sobre las funciones de transferencia clásicas de estos filtros (que corresponden a las funciones $H_F(s)$) aparece en muchísimos libros de texto especializados, por lo que no se han repetido aquí [7,8]. La frecuencia angular de corte de estos filtros se ha elegido en 1 rad/s y la de conmutación del convertidor en 4 rad/s. Puede apreciarse que pese a coincidir en su frecuencia de corte, el rechazo de banda más pronunciado se consigue en el caso del filtro de *Legendre-Papoulis* y el menos pronunciado en el caso del filtro de *Bessel-Thomson*, aunque la frecuencia angular de conmutación se anula completamente en todos los casos (esta anulación no depende de $H_F(s)$, sino de $H_D(s)$).

La comparación del comportamiento de estos filtros en su banda de paso se muestra en la Fig. 9. En esta banda no sólo es importante el comportamiento del filtro en lo que se refiere a que atenúe lo menos posible, sino también en lo que se refiere a su retraso de grupo, definido como:

$$\tau(\omega) = -d\phi(\omega)/d\omega, \quad (8)$$

donde $\phi(\omega)$ es el desfase entre la salida y la entrada en el diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro. El retraso de grupo mide el retraso temporal que cada armónico sufre al pasar por el filtro. En las aplicaciones de SE es muy importante que las componentes de la banda de paso sufran retrasos iguales, de forma que puedan ser fácilmente

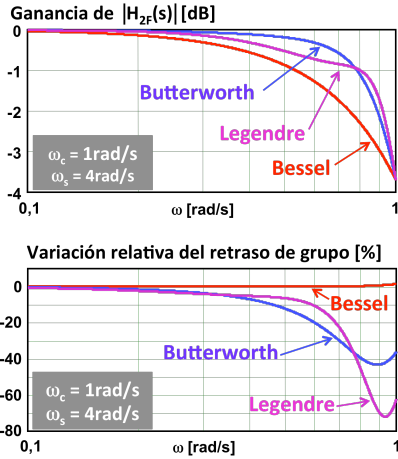


Fig. 9. Comportamiento en la banda de paso de las funciones de transferencia $H_{2F}(s)$ y $H_1(s)$ de los filtros de 4º orden de la Fig. 8.

compensados retrasando la señal de entrada al ALP (véase la Fig. 1). En otras palabras, lo que realmente es importante no es que el retraso de grupo sea pequeño, sino que su variación en la banda de paso lo sea. Para valorar esta variación se ha definido la variación relativa del retraso de grupo, $\tau_0(\omega)$, como sigue:

$$\tau_0(\omega) = [\tau(\omega) - \tau(0)]/\tau(0). \quad (9)$$

La Fig. 9 muestra que el filtro de *Bessel-Thomson* es el que más atenúa en la banda de paso (efecto negativo), pero en cambio es el que menor variación relativa del retraso de grupo experimenta (efecto positivo). Este razonamiento, pero justo a la inversa, es aplicable a los otros dos tipos de filtros. Por tanto, el comportamiento de los filtros en estudio en la banda de paso no da un tipo de candidato con características superiores a los otros. Por el contrario, en la banda de rechazo, el que mejor comportamiento presenta es el *Legendre-Papoulis*.

Para poder avanzar en la búsqueda de una comparación realmente justa, es preciso comparar los filtros diseñados para obtener la misma atenuación en la banda de rechazo. Para ello

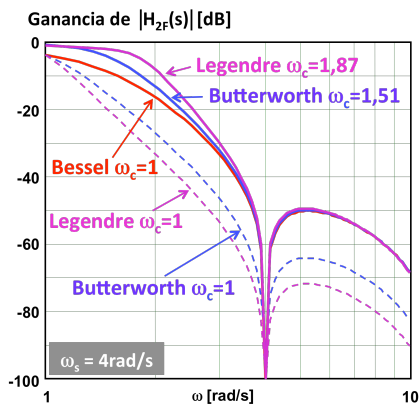


Fig. 10. Funciones de transferencia $H_{2F}(s)$ para distintos filtros de 4º orden. La frecuencia angular de conmutación del convertidor es de 4 rad/s, mientras que las de corte de $H_F(s)$ son 1,5075 rad/s (*Butterworth*) y 1,8686 rad/s (*Legendre-Papoulis*).

se han aumentado las frecuencias angulares de corte de los filtros de *Butterworth* y *Legendre-Papoulis* hasta que la frecuencia correspondiente a dos veces la frecuencia angular de conmutación (es decir, 8 rad/s) se atenúe la misma cantidad que se atenúa en un filtro de *Bessel-Thomson* (58 dB). En estas condiciones, los tres filtros atenúan prácticamente lo mismo en la mayor parte de la banda de rechazo. Las frecuencias angulares de corte necesarias para conseguirlo son 1,5075 rad/s (*Butterworth*) y 1,8686 rad/s (*Legendre-Papoulis*). Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 10. Una vez que los tres tipos de filtros se han igualado en lo que se refiere a su comportamiento en la banda de rechazo, el siguiente paso es valorar ahora su comportamiento en la banda de paso. Para ello se va a valorar el error cuadrático que cada uno de los tres filtros va a presentar a armónicos de frecuencias propias de la banda de paso. El error cuadrático relativo considerado se define como:

$$e(\omega) = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |v_{dis}(\omega, t) - v_o(\omega, t)|^2 \cdot d(\omega \cdot t)}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\cos(\omega \cdot t)|^2 \cdot dt} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} |v_{dis}(\omega, t) - v_o(\omega, t)|^2 \cdot d(\omega \cdot t), \quad (10)$$

donde $v_{dis}(\omega, t)$ es una componente espectral genérica de la banda de paso (y, por tanto, de la envolvente a reproducir) de frecuencia angular ω , amplitud unitaria y que ha sido retrasada $\tau(0)$, y $v_o(\omega, t)$ es esa misma componente tal como sale por la salida del filtro. Nótese que $v_{dis}(\omega, t)$ ha sido retrasada a voluntad para poder compararla con $v_o(\omega, t)$, que sale retrasada por efecto de retraso de grupo del filtro. Estas magnitudes se pueden expresar matemáticamente como sigue:

$$v_{dis}(\omega, t) = \cos[\omega \cdot (t - \tau(0))], \quad (11)$$

$$v_o(\omega, t) = |H_{2F}(j\omega)| \cdot \cos[\omega t + \phi_{2F}(j\omega)], \quad (12)$$

donde $\tau(0)$ es el retraso de grupo en continua y $|H_{2F}(j\omega)|$ y $\phi_{2F}(j\omega)$ son, respectivamente, la ganancia y desfase de $H_{2F}(s)$ a la frecuencia angular ω . Por supuesto, estas magnitudes dependen de la elección de frecuencia angular de corte con la que se diseñe el filtro.

En la Fig. 11 se han representado los valores del error cuadrático en la parte frontera de la banda de paso para los filtros cuya banda de rechazo se muestra en la Fig. 10. Se

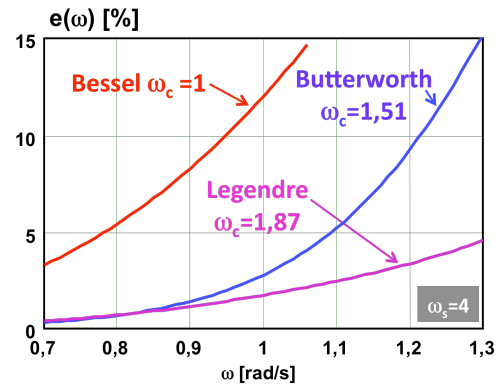


Fig. 11. Error cuadrático relativo en la parte superior de la banda de paso para los filtros cuyo comportamiento en la banda de rechazo aparecen en la Fig. 10.

aprecia fácilmente cómo a comportamiento aproximadamente igual en la banda de rechazo (véase la Fig. 10), el filtro de *Legendre-Papoulis* es el que menores errores en la reproducción de la banda de paso causa (errores menores del 5% en armónicos de hasta 1,3 rad/s cuando su frecuencia de corte es de 1,8686 rad/s y la frecuencia de conmutación es de 4 rad/s. Aunque este resultado se ha obtenido en el caso particular descrito, la conclusión final aquí obtenida es generalizable (los autores la han comprobado en otros muchos casos no descritos aquí) y se puede resumir que cuando se trata de reproducir envolventes de ancho de banda limitado, los filtros de *Legendre-Papoulis* son los que presentan mejores características.

IV. Resultados experimentales

Se ha construido un convertidor reductor de dos fases conmutando a 1 MHz, siendo su tensión de entrada 10 V y su carga 5Ω . La señal de control es generada desde una FPGA Virtex 4. Se han realizado pruebas con dos filtros de tipo *Legendre-Papoulis* cuyos valores aparecen en la Tabla 1.

En la Fig. 12 se muestran las formas de onda obtenidas reproduciendo una señal envolvente de test compuesta por un nivel de continua y las tres primeras componentes frecuenciales de una onda cuadrada. Los resultados de la Fig. 12a corresponden al filtro con frecuencia de corte de 260 kHz y a cuando el espectro de la forma de onda reproducida está formado por componentes de 40 kHz, 120 kHz y 200 kHz. En el caso de la Fig. 12b, la frecuencia del filtro es de 406,25 kHz, mientras que el espectro de la envolvente está formado por componentes de 62,5 kHz, 187,5 kHz y 312,5 kHz. En ambos casos se observa la buena calidad de reproducción obtenida y el bajo nivel de rizado en la tensión de salida.

V. Conclusiones

La combinación del uso de convertidores reductores de dos fases con filtros de orden superior al segundo es muy interesante cuando el convertidor trabaja como AE en aplicaciones de SE. La presencia de las dos fases del convertidor se manifiesta en una función de transferencia de filtro equivalente que presenta una acción de rechazo (*notch*) a la frecuencia de conmutación, lo que permite conseguir cancelar dicha frecuencia a la salida del convertidor y atenuar las bandas laterales interferentes existente alrededor de la frecuencia de conmutación. Como consecuencia, la señal reproducida presenta rizados de salida muy bajos, pese a que la relación entre la frecuencia de conmutación del convertidor y la de la componente de mayor frecuencia del espectro sea relativamente baja (en la experimentación, tan baja como $1000 \text{ kHz}/312,5 \text{ kHz} = 3,2$).

f_c [kHz]	$L_{1A} = L_{1B}$ [μH]	C_2 [nF]	L_3 [μH]	C_4 [nF]
260	9,87	203,4	4,374	78,34
406,25	6,315	130,2	2,8	50,14

Tabla 1. Componentes de los filtros de *Legendre-Papoulis* de 4^o orden usados en la experimentación.

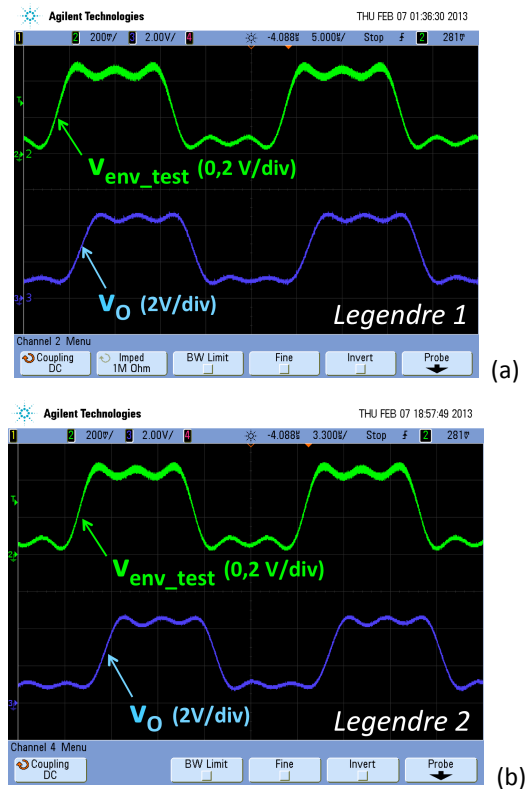


Fig. 12. Resultados experimentales obtenidos con los filtros de 4^o orden de la Tabla 1. a) Caso de frecuencia de corte de 260 kHz. b) Caso de frecuencia de corte de 406,25 kHz.

VI. 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 y por los Fondos Europeos de Desarrollo Regional.

VII. Bibliografía

- [1] 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*, pp. 392-398.
- [2] M. C. W. Høyerby y M. A. E. Andersen, "High-bandwidth, high-efficiency envelope tracking power supply for 40W RF power amplifier using paralleled bandpass current sources," *IEEE Power Electronics Specialists Conference 2005*, pp. 2804-2809.
- [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, n^o 5, septiembre de 2008, pp. 2387-2398.
- [4] 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.
- [5] J. Sebastián, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez y M. Rodríguez, "Análisis y diseño del filtro de salida de un convertidor reductor usado como amplificador de envolvente". Artículo aceptado para su presentación en el SAAEI 2013.
- [6] M. Patiño-Gómez, D. Tena-Ramos, F. J. Ortega-González, J. M. Pardo-Martín y C. Benavente-Peces, "Amplificador de envolvente de señales de RF basado en el convertidor buck multifase", SAAEI 2011, pp. 19-24.
- [7] R. Schaumann, M. S. Ghauri and K. R. Laker, "Design of analog filters", *Prentice-Hall Inc.* 1990. ISBN 0-13-200288-4.
- [8] E. C. Jones, H. W. Hale, A. B. Williams and 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.