

# Comportamiento del convertidor reductor multifase como filtro de respuesta impulsiva finita

Pablo F. Miaja, Alberto Rodríguez, Javier Sebastián  
Electronic Power Supply Systems Group  
University of Oviedo  
Gijón, Spain  
E-mail: fernandezmiapablo@uniovi.es

Miguel Rodríguez  
Colorado Power Electronics Center  
University of Colorado  
Boulder, USA

**Resumen**—El Seguimiento de Envolvente, más conocido por el término *Envelope Tracking* (ET), es una técnica destinada a mejorar el rendimiento energético de los Amplificadores de Potencia de Radiofrecuencia (*Radio Frequency Power Amplifiers* RF PA). Se basa en alimentar el RF PA con una tensión que reproduce la envolvente de la señal de comunicaciones que el RF PA amplifica. Recientemente se ha hecho mucho hincapie en una correcta elección del filtro de salida de los convertidores derivados del reductor normalmente usados para estas aplicaciones. Un estudio detallado del convertidor reductor multifase permite realizar equivalencias entre el comportamiento de los filtros digitales de respuesta impulsiva finita (*FIR - Finite Impulse Response*) y los convertidores multifase. En este artículo se mostrara dicho análisis y se mostrara cómo puede utilizarse para comprobar el efecto sobre la tolerancia de las bobinas utilizadas.

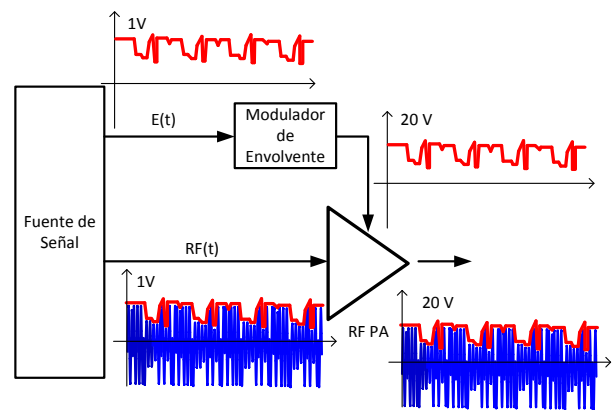


Figura 1: Arquitectura de *Envelope Tracking*

## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales hacen uso de modulaciones espectralmente eficientes. Estas permiten transmitir mayor cantidad de datos manteniendo el ancho de banda dentro de unos límites. Lamentablemente presentan variaciones tanto de amplitud como de fase. Para ser correctamente amplificadas es necesario emplear RF PA lineales operando muy lejos de compresión. En estas condiciones el rendimiento de los RF PA es muy bajo. Para intentar aumentar el rendimiento de los RF PA es posible aplicar la técnica de ET. En [1]–[3] es posible encontrar implementaciones y análisis teóricos de estas técnicas.

Para entender cómo funcionan estos sistemas se hará una breve introducción a la técnica de ET. La Figura 1 muestra la arquitectura de esta técnica. El convertidor CC/CC que proporciona la potencia al RF PA se suele conocer como modulador de envolvente. La clave del sistema es que la tensión de alimentación del RF PA varíe aproximándose lo máximo posible a la envolvente de la señal de comunicaciones. Como la tensión del drenador del transistor varía con la envolvente de la señal que está procesando, la tensión que soporta es menor que si se alimentase a tensión constante y por tanto las pérdidas en el mismo son menores. En la terminología de RF lo que se hace es variar el punto de polarización del transistor de modo que el RF PA siempre trabaje cerca de compresión, que es donde presenta un mayor

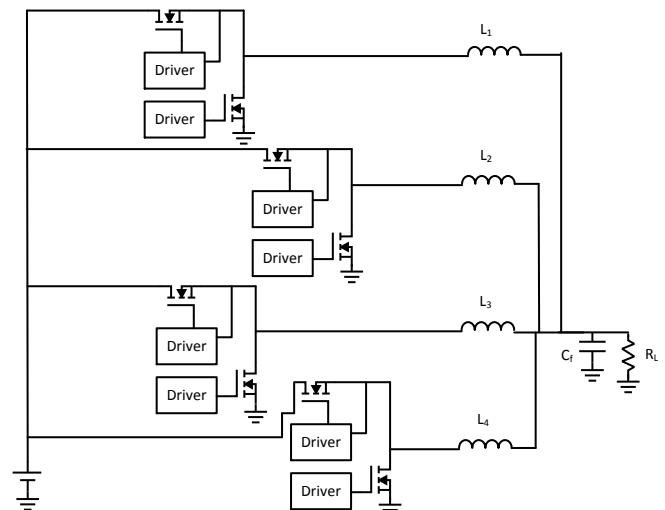


Figura 2: Esquema de Reductor Multifase

rendimiento.

El filtro de salida del convertidor juega un papel muy importante en la determinación del ancho de banda del mismo. En un modulador de envolvente, el papel del

filtro es el de respetar lo máximo posible el rango de frecuencias que ocupa la señal a reproducir y rechazar tanto la frecuencia de conmutación como los productos de intermodulación generados por la modulación de ancho de pulso [4]. Un diseño optimizado del filtro permite aproximar la máxima frecuencia reproducible por el convertidor y la frecuencia de conmutación. De este modo es posible optimizar el rendimiento del convertidor CC/CC, ya que a mayor frecuencia de conmutación mayores pérdidas. En este sentido la utilización de filtros de orden superior a dos y con convertidores multifase fue introducida en [5] y posteriormente estudiada en [6]–[8]. En este artículo se analiza el papel que juegan los retrasos inherentes a la operación multifase en la función de transferencia del filtro. Se estudia también cómo los valores relativos de las bobinas asociadas a cada una de las fases modifican la función de transferencia. Estas modificaciones pueden relacionarse con las tolerancias de las bobinas empleadas en estos convertidores, por lo que se estudiará el efecto de usar bobinas diferentes. Para evitar problemas asociados al Modo de Conducción se ha optado por un convertidor reductor multifase síncrono, es decir, el diodo de libre circulación se ha sustituido por un transistor MOSFET. En la figura 2 puede verse el esquema de este convertidor. Por simplicidad se ha optado por utilizar un filtro de segundo orden, aunque este estudio puede hacerse extensivo al empleo de filtros de orden superior como en [8].

## II. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE

La clave del comportamiento del convertidor reductor multifase se halla en el equivalente representado en la figura 3a. Como se explica en [8], si el convertidor multifase opera en MCC la tensión sobre el diodo de libre circulación (o en este caso el transistor rectificador) es un pulso cuadrado de amplitud  $V_D$ . Haciendo el equivalente Thevenin del circuito representado en la figura 3b se obtiene el circuito de la figura 3c. Con ello es posible obtener la contribución de cada fuente  $V_{Dx}$  a la tensión de salida. Por simplicidad solo se detallará la contribución de la primera fase:

$$V_{o_1}(s) = V_{th_1}(s) \cdot H_f(s) \quad (1)$$

donde  $H_f(s)$  es la función de transferencia determinada por la bobina  $L_{eq}$ , el condensador  $C_f$  y la carga  $R_L$ . Los elementos reactivos pueden escogerse como en [8] y [6] para sintetizar una función de transferencia conocida. Si todas las bobinas son iguales resulta sencillo apreciar que:

$$V_{th_1} = \frac{V_{D1}}{n} \quad (2)$$

y

$$L_{eq} = \frac{L_1}{n} \quad (3)$$

Aplicando el teorema de superposición, la tensión de salida es:

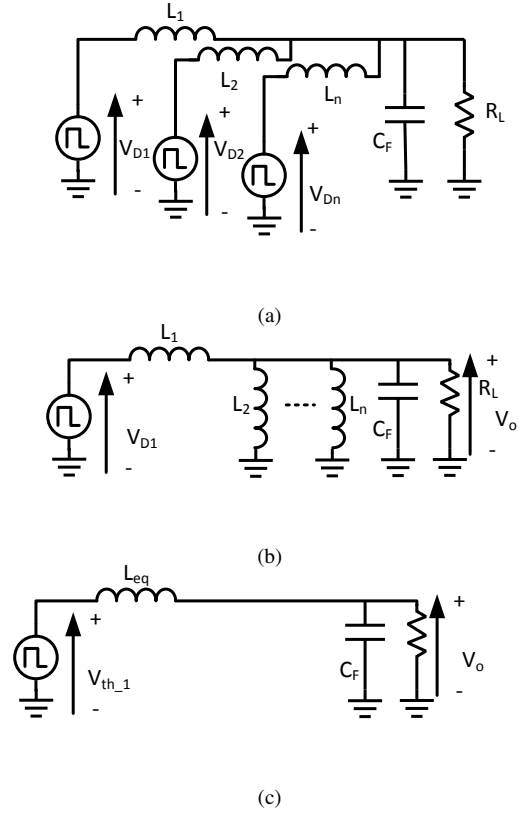


Figura 3: Circuitos equivalentes: (a) Equivalente del multifase, (b) Equivalente Thevenin de una de las fuentes de tensión, (c) Equivalente Thevenin de una de las fases

$$V_o = (V_{th_1} + V_{th_2} + \dots + V_{th_n}) \cdot H_f(s) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n V_{Di} \cdot H_f(s) \quad (4)$$

Es necesario recordar que en un convertidor multifase las tensiones  $V_{D2}, V_{D3} \dots V_{Dn}$  son versiones retrasadas de la tensión  $V_{D1}$ . El valor del retraso es una fracción del período de conmutación  $T_s$  dependiente del número de fases  $n$ . Por tanto la ecuación 4 puede reescribirse como:

$$V_o = \frac{1}{n} \cdot V_{D1} \sum_{i=1}^n e^{-(i-1)\frac{T_s}{n}s} \cdot H_f(s) \quad (5)$$

Por tanto la función de transferencia  $V_o/V_{D1}$  es:

$$\frac{V_o}{V_{D1}}(s) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e^{-(i-1)\frac{T_s}{n}s} \cdot H_f(s) \quad (6)$$

Esta función de transferencia esta compuesta por la transferencia de la red de filtrado,  $H_f(s)$  formada por  $L_{eq}$ ,  $C_f$  y la carga  $R_L$ , y por el término:

$$H_{mf}(s) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e^{-(i-1)\frac{T_s}{n}s} \quad (7)$$

que describe una suma ponderada de versiones retardadas múltiples de un retardo fijo  $T_s/n$ . Ésta es precisamente la definición de un filtro FIR [9] operando a una frecuencia de muestreo:

$$f_{muestreo} = n/T_s = n \cdot f_s \quad (8)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación y  $n$  el número de fases. En concreto la ecuación 7 describe un filtro FIR media. Este filtro realiza la media aritmética de las muestras de señal que le entran. En esta implementación de potencia se realiza un promediado de la tensión  $V_{D1}$ .

La respuesta en frecuencia de la ecuación 7 se corresponde con la transformada de Fourier de una ventana rectangular [9]:

$$H_{mf}(\omega) = \frac{1}{n} \cdot \frac{e^{-\frac{T_s}{2}j\omega}}{-T_s} \cdot \frac{\sin(\frac{1}{2}T_s\omega)}{\sin(\frac{1}{2n}T_s\omega)} \quad (9)$$

Cuyo módulo es:

$$|H_{mf}(\omega)| = \left| \frac{1}{n} \frac{\sin(\frac{1}{2}T_s\omega)}{\sin(\frac{1}{2n}T_s\omega)} \right| \quad (10)$$

La ecuación 10 tiene ceros de transmisión a las frecuencias angulares  $\omega_{z,k} = k \cdot \omega_s$ ,  $k \neq m \cdot n$ ,  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Es decir, a la pulsación de conmutación  $\omega_s$  y todos sus armónicos excepto los múltiplos enteros de  $n \cdot \omega_s$ .

Si los coeficientes de la suma ponderada son otros es posible sintetizar funciones de transferencia diferentes. Una forma de hacerlo es utilizar bobinas diferentes, de modo que las tensiones  $V_{th,2}, V_{th,3} \dots V_{th,n}$  sean versiones de la tensión  $V_{D1}$  con una escala diferente a  $1/n$ . De un modo genérico y utilizando los equivalentes de la figura 3 se obtiene que la bobina equivalente  $L_{eq}$  es:

$$L_{eq} = \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n} \right)^{-1} \quad (11)$$

La tensión de Thevenin  $V_{th,1}$  será:

$$V_{th,1} = V_{D1} \cdot \frac{Z_{par}}{Z_{par} + Z_{L1}} \quad (12)$$

donde  $Z_{par}$  es la impedancia equivalente de la combinación en paralelo de todas las bobinas menos  $L_1$  es decir:

$$Z_{par} = \left( \frac{1}{L_2s} + \dots + \frac{1}{L_ns} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{L_{eq}s} - \frac{1}{L_1s} \right)^{-1} = \frac{L_{eq} \cdot L_1}{L_1 - L_{eq}} s \quad (13)$$

Con lo que la ecuación 12 puede reescribirse como

$$V_{th,1} = V_{D1} \cdot \frac{\frac{L_{eq} \cdot L_1}{L_1 - L_{eq}} s}{\frac{L_{eq} \cdot L_1}{L_1 - L_{eq}} s + L_1 s} = \frac{L_{eq}}{L_1} \cdot V_{D1} = k_1 \cdot V_{D1} \quad (14)$$

donde  $k_1$  es el primer coeficiente del filtro FIR. Repitiendo el proceso para todas las fases es posible reescribir la ecuación 7 de un modo genérico como:

$$H_{mf}(\omega) = \sum_{i=1}^n k_i e^{-j(i-1)\frac{T_s}{n}\omega} \quad (15)$$

Utilizando como frecuencia de muestreo la representada en la ecuación 8, la transformada en  $z$  de la función  $H_{mf}$  es:

$$H_{mf}(z) = \sum_{i=1}^n k_i z^{-(i-1)} \quad (16)$$

La función de transferencia global  $V_o/V_{D1}$  es por tanto:

$$\frac{V_o}{V_{D1}}(s) = \sum_{i=1}^n k_i \cdot e^{(i-1)\frac{T_s}{n}s} \cdot H_f(s) \quad (17)$$

En la función de transferencia representada en la ecuación 5 todos los coeficientes  $k_i$  cumplen  $k_i = 1/n$ .

Con el objeto de garantizar que el valor de  $L_{eq}$  es el adecuado para sintetizar la misma función de transferencia  $H_f(s)$  que en el caso anterior (bobinas iguales) debe cumplirse que:

$$\sum_{i=1}^n k_i = 1 \quad (18)$$

por tanto, los valores de  $L_i$  que garantizan el valor de  $k_i$  deseado y a la vez el valor necesario de  $L_{eq}$  son:

$$L_i = \frac{L_{eq}}{k_i} \quad (19)$$

De este modo controlando los coeficientes  $k_i$  es posible conformar la función de transferencia  $V_o/V_{D1}$ .

### III. EJEMPLO DE APLICACIÓN

Para comprobar la validez del enfoque presentado en este artículo se establece la comparativa entre dos convertidores. Ambos son convertidores reductores de cuatro fases, conmutando a 1 MHz. Por tanto la frecuencia de muestreo del filtro FIR es de 4 MHz. El filtro formado por la bobina  $L_{eq}$  y el condensador  $C_f$  ha sido seleccionado para que sea un filtro de Bessel con una frecuencia de corte de 500 kHz. Este filtro actúa sobre una carga de  $5,2 \Omega$ . La única diferencia entre ambos es que el filtro FIR equivalente es distinto. En uno de ellos es un filtro media, con todas las bobinas iguales. Este filtro presenta un cero de transmisión a la frecuencia de conmutación ( $f_{0\_media} = 1 \text{ MHz}$ ). En el otro se ha supuesto que las bobinas son diferentes. Por tanto los coeficientes  $k_i$  de la ecuación 15 son también diferentes. Por esta razón el cero se sitúa a una frecuencia algo inferior a la de conmutación ( $f_{0\_modificado} = 909 \text{ kHz}$ ). Esto simula que durante la construcción de las bobinas del filtro éstas han sufrido desviaciones. No obstante, y esto añade cierta artificialidad, se ha forzado a cumplir la ecuación

18 para que el cambio en las bobinas no afecte a  $L_{eq}$  y por tanto a  $H_f(s)$ . A este filtro con bobinas diferentes se le conocerá como filtro modificado. En la figura 4a puede verse el diagrama Polo-Cero de la función  $H_{mf}(z)$  para ambos casos. El emplazamiento de los ceros en el círculo unidad garantiza un buen rechazo a las frecuencias definidas por su posición. En concreto el punto  $(-1, 0)$  se corresponde con la frecuencia  $f_{muestreo}/2$ . Según la ecuación 8 este cero se corresponderá con una frecuencia igual al doble de la de conmutación. El rechazo a la frecuencia de conmutación en el filtro media viene dada por el cero complejo conjugado situado en la posición  $(0, 1)$ . En el caso del filtro modificado el cero esta situado ligeramente más a la derecha, lo que se corresponde con la frecuencia anteriormente mencionada.

El efecto conjunto del filtro FIR más el filtro Bessel de salida puede verse en la figura 4b. Puede apreciarse cómo el diagrama de Bode del filtro modificado presenta menos rechazo a la frecuencia de conmutación, 1 MHz. Los coeficientes  $k_i$  de ambos filtros se recogen en la tabla I. Por su parte las bobinas necesarias para obtener estos coeficientes se muestran en la tabla II. Puede verse cómo la combinación en paralelo de estas bobinas forma la bobina  $L_{eq} = 2,25 \mu H$  que junto con el condensador  $C_{eq} = 27,8 nF$  forma el filtro de Bessel deseado.

Filtro	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$
Media	0,25	0,25	0,25	0,25
Modificado	0,2936	0,2094	0,2064	0,2906

Tabla I: Coeficientes del filtro

Filtro	$L_1(\mu H)$	$L_2(\mu H)$	$L_3(\mu H)$	$L_4(\mu H)$
Media	9.01	9.01	9.01	9.01
Modificado	7.67	10.76	10.91	7.75

Tabla II: Bobinas necesarias

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para comprobar la validez del planteamiento presentado en este artículo se ha construido un convertidor de cuatro fases síncrono. Éste utiliza MOSFETS IPD 135 controlados por drivers LM27222 de Texas Instruments. Las señales de control se generan una FPGA Virtex 4. La FPGA toma una señal de referencia y genera los pulsos PWM adecuados para reproducirla. La frecuencia de dichos pulsos es 1 MHz. Esta referencia es digitalizada por un CAD THS1230 de Texas Instruments. La tensión de entrada es de 10 V y la carga de 5.2  $\Omega$ .

Las bobinas se han diseñado con hilo Litz y utilizando núcleos de polvo de hierro, los valores pueden encontrarse en la tabla II.

No se incluyen resultados de rendimiento energético ya que el objetivo de los resultados experimentales es demostrar

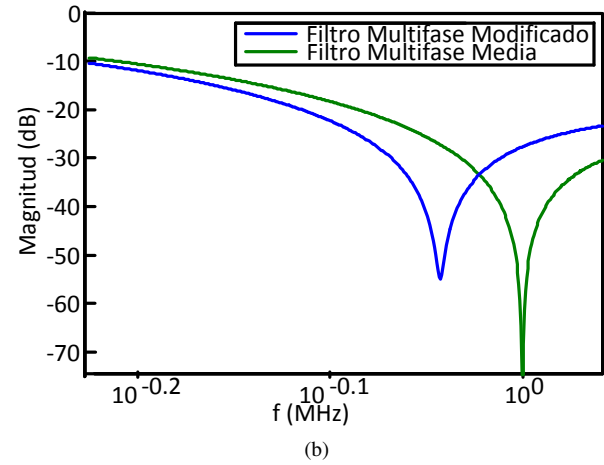
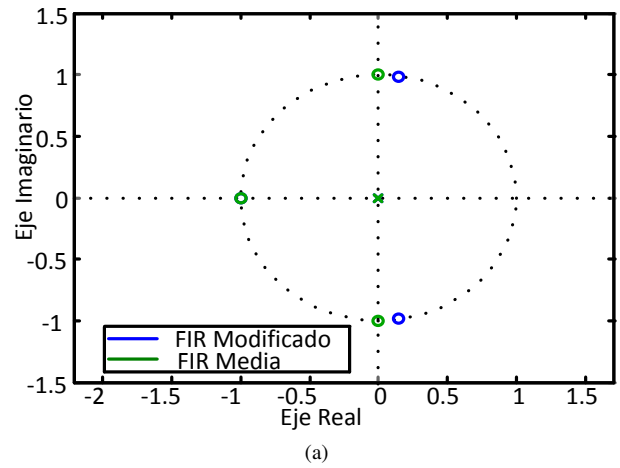


Figura 4: (a) Diagrama Polo-Cero de los filtros FIR, (b) Detalle del diagrama de Bode de los filtros

como cambia la función de transferencia implementada al cambiar las bobinas.

Para comprobar el funcionamiento del sistema se ha reproducido un tono de 100 kHz. En la figura 5a puede verse el espectro a salida del filtro en toda la banda analizada. Pueden apreciarse como su espectro presenta los picos correspondientes a la frecuencia de conmutación (1 MHz), al tono de 100 kHz, y a los armónicos correspondientes al modular la señal de PWM con la frecuencia de conmutación. En la figura 5b puede verse un detalle en torno a la frecuencia de conmutación. Se aprecia claramente cómo el filtro modificado presenta menos rechazo que el filtro media a la frecuencia de conmutación (1 MHz).

El efecto del diferente rechazo a la frecuencia de conmutación que presentan ambos filtros puede verse en la figura 6. Es muy apreciable cómo la forma de onda reproducida con el filtro media presenta un menor ruido de conmutación que la reproducida con el filtro modificado. En una aplicación de ET el nivel de ruido de conmutación presente con el filtro modificado podría contaminar la señal de RF de modo que la comunicación sea imposible. Por esta razón resulta importante

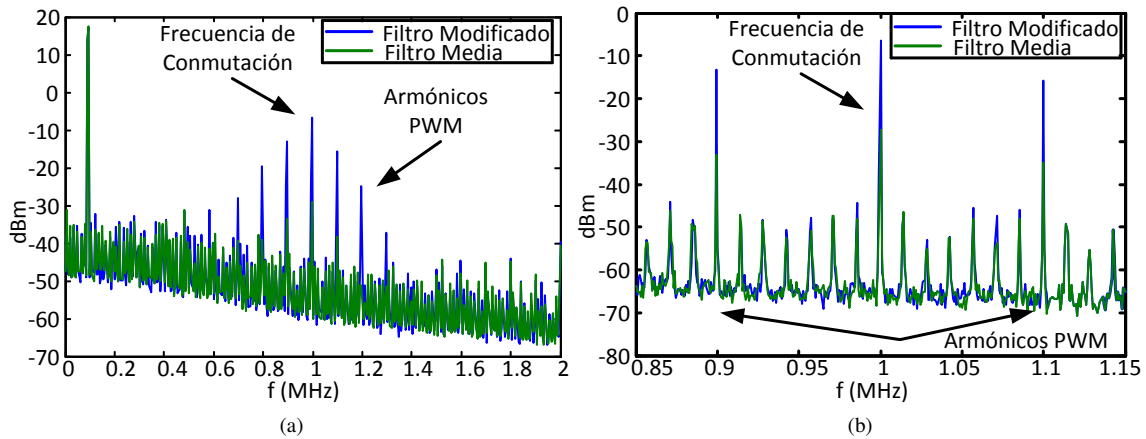


Figura 5: Espectros: (a) Espectros a la entrada y la salida de los dos filtros y sin multifase (b) Detalle alrededor de la frecuencia de conmutación

que todas las bobinas tengan el mismo valor. De esta manera se garantiza que la ecuación 7 se cumpla y se produzca un buen rechazo de la frecuencia de conmutación.



Figura 6: Tensión de salida reproduciendo un tono de 200 kHz

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta un análisis del convertidor reductor multifase. En concreto se hace una analogía con los filtros digitales FIR y se muestra cómo utilizando bobinas diferentes es posible cambiar la función de transferencia del filtro. Los resultados con el filtro modificado son sensiblemente peores que con el filtro media (siendo este el natural del convertidor reductor multifase). Los resultados presentados en este artículo remarcan la importancia de construir las bobinas con precisión, ya que las diferencias entre bobinas pueden llevar a modificar la función de transferencia del sistema, haciendo que no sea válido como modulador de envolvente.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren mostrar su agradecimiento al proyecto Consolider RUE CONSOLIDER MICINN-10- CSD2009-00046 y al proyecto MICINN-10-DPI2010- 21110-C02-01.

## REFERENCIAS

- [1] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Potheary, J. Sevic, and N. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 814–826, mar 2002.
- [2] J. Hoversten and Z. Popovic, "System considerations for efficient and linear supply modulated rf transmitters," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on*, pp. 1–8, june 2010.
- [3] J. Hendy, "Solving the 4g portfolio management headache - high efficiency, broadband multimode pa platforms," tech. rep., Nujira LTD, 2010.
- [4] L. Marco, A. Poveda, E. Alarcon, and D. Maksimovic, "Bandwidth limits in pwm switching amplifiers," in *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, pp. 4 pp. –5326, may 2006.
- [5] M. Patiño-Gómez, D. Tena-Ramos, F. J. Ortega-González, J. M. Pardo-Martín, and C. Benavente-Peces, "Amplificador de envolvente de señales de rf basado en el convertidor buck multifase," in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2011.
- [6] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodríguez, and M. Rodríguez, "Análisis y diseño del filtro de salida de un convertidor reductor usado como amplificador de envolvente," in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.
- [7] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodríguez, and M. Rodríguez, "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," in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.
- [8] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodríguez, and M. Rodríguez, "Análisis y diseño del filtro de salida de un convertidor reductor de dos fases usado como amplificador de envolvente," in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.
- [9] A. Oppenheim, R. Schaffer, and J. Buck, *Discrete-time signal processing*. Prentice Hall, 1999.