

# Integración de un Amplificador de RF de alto Rendimiento con un Amplificador de Envoltente con Red de Cancelación de Rizado mediante la técnica de EER

**Abstract-** En este artículo se presenta la integración de un amplificador de envoltente de una etapa con un amplificador de clase E mediante la técnica de Kahn o Eliminación y restauración de envoltente (EER). Esta técnica se basa en la combinación de un amplificador de potencia conmutado de alto rendimiento alimentado por una fuente de alimentación modulada. El amplificador de envoltente se ha implementado con un convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado, lo cual permite reducir la relación entre la frecuencia de conmutación y el ancho de banda de gran señal del amplificador de envoltente, que es uno de los factores de diseño más limitantes en esta aplicación. Para la mejora de la linealidad se ha usado la técnica de predistorsión realizándose una validación experimental. El amplificador de envoltente conmuta a 4MHz y el amplificador de clase E a 100MHz. El rendimiento total obtenido para una modulación de amplitud en cuadratura (QAM) es del 68%, con un relación de potencia del canal adyacente (ACPR) de 40dB. Para una modulación por multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), se ha obtenido un rendimiento total del 57% y un ACPR de 32dB.

## I. INTRODUCCIÓN

Debido al desarrollo actual de las comunicaciones, las nuevas técnicas de modulación requieren cada vez más ancho de banda y mayor rendimiento espectral debido a una demanda en transmisión de datos cada vez mayor. Para conseguir una modulación simultánea de fase y envoltente se requiere un alto rendimiento espectral, lo cual implica una alta linealidad para el transmisor de radiofrecuencia. La linealidad necesaria puede conseguirse con un amplificador de potencia lineal, con un bajo rendimiento, menor del 25% para señales con tensión de alimentación constante y grandes variaciones de la tensión de envoltente [1]. Hay otras soluciones que proporcionan una mejora del rendimiento como EER o seguimiento de envoltente (ET), donde rendimientos del 42% al 48% se han obtenido en [2], o un 44% para una potencia de salida de 25W para un menor ancho de banda [3]. Otra alternativa es utilizar un amplificador Doherty, que puede proporcionar un rendimiento cercano al 50% para una potencia de salida de 50W como se muestra en [4], o en [5] y [6], donde rendimientos del 40.3% y del 49.3% se referencian respectivamente para una potencia de salida de 15.8W. En [7] se presenta una comparación entre las publicaciones más recientes de transmisores implementados mediante EER/polar/ET, con una eficiencia de potencia añadida (PAE) del 22% para un ancho de banda de 384kHz y una magnitud del vector de error (EVM) del 1.69% y también un PAE del 48.7% a 384kHz de ancho de banda con EVM de 1.6% y un

PAE del 44% para un ancho de banda de 3.84MHz y un EVM de 4.02%.

En cuanto al amplificador de envoltente, una solución híbrida, consistente en una combinación serie [8] o paralelo [9] de un convertidor conmutado y un regulador lineal, proporciona un buen funcionamiento y una buena linealidad pero las etapas adicionales que hay que añadir aumentan la complejidad y penalizan el rendimiento del amplificador de envoltente, como puede verse en [8] para un ancho de banda de 2MHz para una potencia de salida en el rango de decenas de vatios y un rendimiento total del 44%. Otra opción para amplificador de envoltente es un convertidor cc-cc conmutado de alto rendimiento, pero en este caso la elevada frecuencia de conmutación necesaria para lograr un ancho de banda elevado y una buena calidad en la señal transmitida debe ser muy alta, lo cual constituye una limitación grande de diseño. En este artículo se propone una solución en una etapa para el amplificador de envoltente donde la frecuencia de conmutación necesaria se ha reducido ampliamente sin afectar al ancho de banda del mismo. Este amplificador de envoltente de ha integrado con un amplificador de clase E mediante la técnica de EER [10]. Esta técnica se usa para mejorar el rendimiento y la linealidad del amplificador de radiofrecuencia y en la Figura 1 puede verse el diagrama de bloques del transmisor.

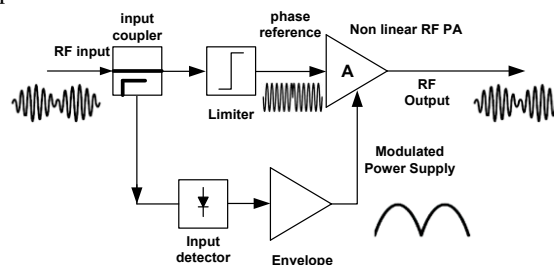


Fig. 1. Diagrama de bloques del transmisor de Kahn

## II. AMPLIFICADOR DE ENVOLTENTE

En este trabajo se utiliza una solución para el amplificador de envoltente, recientemente propuesto en [12], basada en una arquitectura de una etapa que permite una reducción de la frecuencia de conmutación comparada a un convertidor reductor convencional equivalente en términos de ancho de banda de gran señal, y por lo tanto un aumento en el rendimiento y en la fiabilidad. Esta solución se basa en un nuevo diseño para el convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado [12] cuyo esquemático se muestra en la Figura 2. La técnica de cancelación de rizado está referenciada en el estado del arte y permite obtener, teóricamente, una cancelación total del rizado de salida (o de entrada) del convertidor [13] [14] para cualquier ciclo de trabajo y modo de conducción del convertidor.

<sup>1</sup> Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación de España mediante el proyecto TEC2012-38247-C02-01.

En [12] se propone un nuevo diseño del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado para reducir el rizado de tensión de salida sin aumentar la frecuencia de conmutación. Esto se consigue mediante la reducción de los componentes pasivos del convertidor, especialmente del condensador  $C_b$ , que introduce una dependencia en la cancelación de varios parámetros de diseño como el propio  $C_b$  además de  $L_2$ ,  $L_{1A}$ ,  $N$  y el ciclo de trabajo.

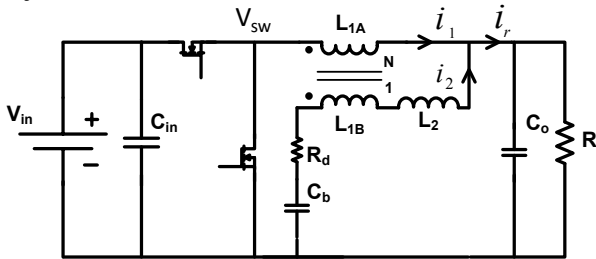


Fig. 2. Circuito esquemático del convertidor reductor con red de cancelación de rizado

Por lo tanto, diseñando el convertidor como se propone originalmente en [12] puede conseguirse reducir la frecuencia de conmutación sin reducir el ancho de banda del convertidor. En la Figura 3 puede verse la diferencia entre la atenuación de la componente de la tensión de salida a la frecuencia de conmutación entre el diseño propuesto y el convertidor reductor equivalente en cuanto a ancho de banda de gran señal. La alta atenuación a la frecuencia de conmutación, 4MHz para este diseño, permite una alta reducción de la relación entre frecuencia de conmutación y ancho de banda de gran señal comparado con el diseño del convertidor reductor convencional.

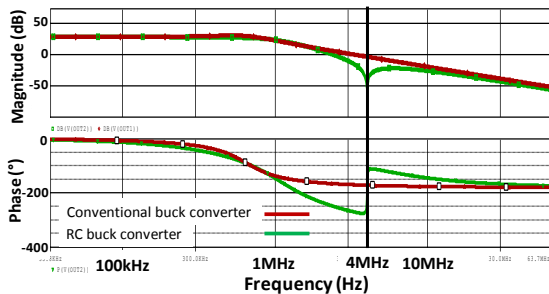


Fig. 3. Diagrama de bode de la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida de los diseños equivalentes del convertidor reductor convencional y del convertidor reductor con red de cancelación

La Figura 4 muestra las formas de onda experimentales más significativas del amplificador de envolvente para una tensión de salida continua, en la que se puede apreciar el bajo rizado de tensión de salida a la frecuencia de conmutación. En la Figura 5 se muestra la medida de la función de transferencia del filtro de salida, comparada con la simulación del convertidor reductor equivalente en la que se han incluido los principales componentes parásitos del mismo. En la dicha figura puede verse como para obtener la atenuación equivalente en el rizado de tensión de salida del convertidor reductor equivalente habría que conmutar a tres veces la frecuencia de conmutación usada con el reductor con cancelación de rizado. También puede verse la comparación entre la medida y la simulación del diagrama de bode en módulo de  $V_{sw}$  a  $V_o$  convertidor reductor con cancelación de rizado y la buena correspondencia entre ambas curvas en el rango de frecuencias de diseño. Se ha validado experimentalmente la mejora en el rendimiento debido al

diseño propuesto, que varía entre el 12% y el 15% para 10V y 20V de entrada respectivamente con un ciclo de trabajo del 50%.

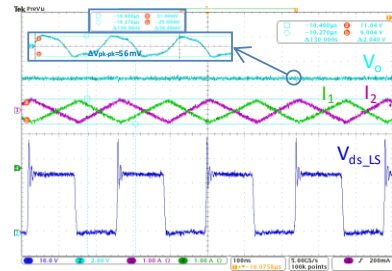


Fig. 4. Formas de onda más significativas del convertidor reductor con red de cancelación de rizado;  $f_{sw}=4\text{MHz}$ ,  $V_{in}=24\text{V}$  and  $d=0.5$ ;  $V_{ds}$  (10V/div),  $V_o$  (2V/div),  $i_1$  &  $i_2$  (1A/div); 100ns/div

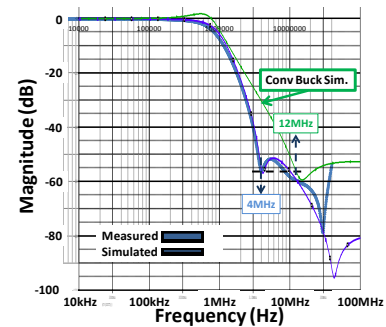


Fig. 5. Diagrama de bode de  $V_{sw}$  a  $V_o$  del convertidor reductor con red de cancelación de rizado (simulación vs medida) y comparación con el convertidor reductor equivalente

### III. AMPLIFICADOR DE CLASE E

En el transmisor EER la señal amplificadora por el amplificador de envolvente modula en amplitud a la señal de fase amplificadora por el amplificador de RF clase E, por lo que es necesaria una sincronización precisa en este punto para conseguir una alta linealidad en el sistema. Las medidas de linealidad del amplificador de envolvente se realizan mediante una señal de dos tonos, donde dos señales sinusoidales de la misma amplitud se usan como señal de referencia y a la salida del amplificador de envolvente se analiza la relación entre las amplitudes reproducidas y los productos de intermodulación del amplificador de envolvente. El amplificador de clase E que se usa para la amplificación de la señal de fase con envolvente constante opera en la banda VHF y tiene un ancho de banda fraccional del 26% a 100MHz de frecuencia central. La Figura 6 muestra el esquemático simplificado del amplificador de clase E.

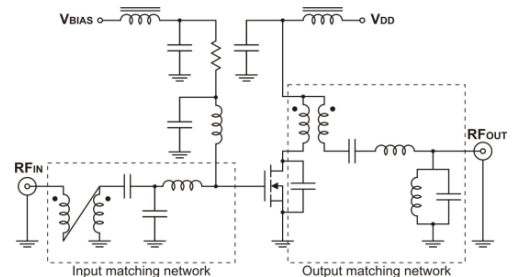


Fig. 6. Esquemático simplificado del amplificador de clase E implementado

La tensión de drenador del amplificador de clase E puede verse en la Figura 7. Los resultados de las medidas de rendimiento del amplificador cuando se alimenta con 28V se pueden ver en la Figura 8. Con esta tensión de alimentación

se ha caracterizado el amplificador de clase E, que proporciona una potencia de pico de 90W operando entre 100MHz y 110MHz siendo el rendimiento de drenador en esas condiciones del 85% aproximadamente. Pueden encontrarse más detalles acerca del amplificador de clase E en [15].

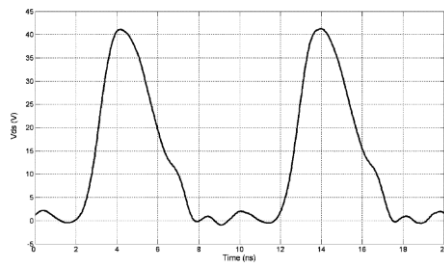


Fig. 7. Tensión de drenador del amplificador de clase E cuando trabaja a 100MHz

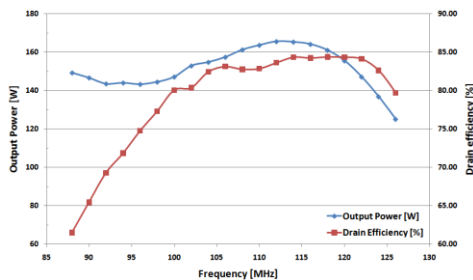


Fig. 8. Medida del rendimiento y potencia de salida del amplificador de clase E para diferentes frecuencias de conmutación

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En primer lugar se ha caracterizado el amplificador con una envolvente sinusoidal. En este caso, debido al tipo de filtro de salida del amplificador de envolvente, no es necesario incluir un filtro adicional entre él y el amplificador de clase E para evitar que las componentes de alta frecuencia afecten al funcionamiento del amplificador de envolvente. El amplificador integrado se muestra en la Figura 9.



Fig. 9. Fotografía del transmisor de RF integrado (izquierda: amplificador de envolvente; derecha: amplificador de clase E)

En una segunda prueba, se ha utilizado una señal de doble banda lateral (DBL) para comprobar la linealidad [16], especialmente la atenuación de los productos de intermodulación de tercer orden, como se muestra en la Figura 10, donde se consigue un ACPR o relación de potencia con el canal adyacente de 43dB, lo cual significa un valor aceptable para garantizar la linealidad requerida. Para mejorar la linealidad del sistema integrado se ha aplicado el método de predistorsión que se muestra en la Figura 11. En la figura 12 puede verse el espectro de la señal de salida del transmisor de RF con una modulación 16QAM, donde se aprecia una atenuación de los productos de intermodulación

de tercer orden mayor de 40dB, lo cual indica una buena linealidad en el transmisor.

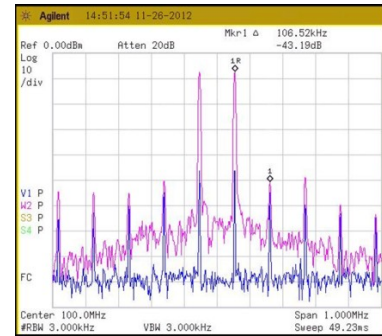


Fig. 10. Espectro del amplificador de RF cuando la referencia es una DBL (forma de onda superior); alimentación de excitación cruzada (feed-through) del amplificador de clase E cuando la alimentación se elimina (forma de onda inferior)

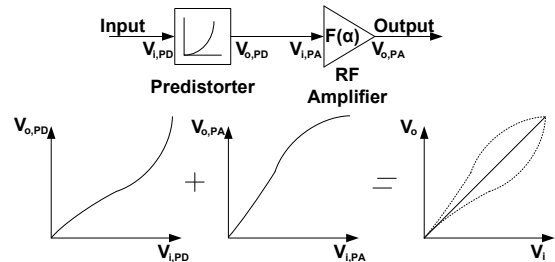


Fig. 11. Esquema del método de predistorsión propuesto

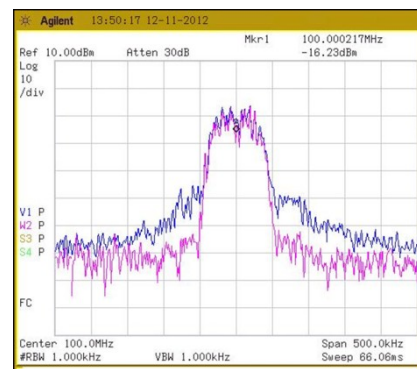


Fig. 12. Espectro de frecuencias del amplificador de RF integrado para una modulación 16QAM de 400kHz de ancho de banda con (forma de onda inferior) y sin (forma de onda superior) el método de predistorsión

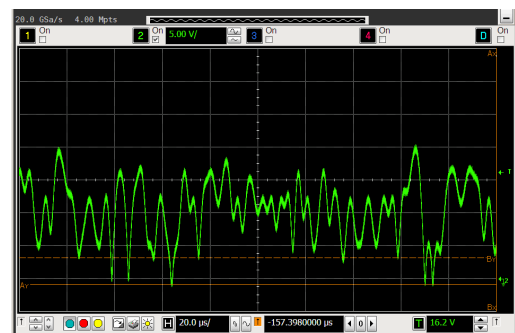


Fig. 13. Formas de onda experimentales de la envolvente para una modulación 16QAM con un ancho de banda de 400kHz (20µs/div and 5V/div)

Como puede verse en la Figura 12 (forma de onda superior), solo 30dB de atenuación de los productos de intermodulación de tercer orden se consiguen si no se aplica la técnica de predistorsión.

Para generar las señales de test de RF se ha generado un programa en MATLAB que utiliza una secuencia de bits



pseudoaleatoria para obtener las modulaciones digitales. La información de fase se carga en un generador de funciones (Agilent 81150A) que es usado para modular una portadora de envolvente constante que sirve de referencia de fase para el amplificador de clase E. La envolvente de la señal de RF es una señal modulada con PWM y almacenada en otro generador de funciones para aplicar la señal de control para el amplificador de envolvente. Se han probado diferentes tipos de modulación, QPSK/4QAM, 16QAM y OFDM. La modulación OFDM es una de las de mayor complejidad dado que requiere un mayor ACPR y es más restrictiva en términos de ancho de banda del amplificador de envolvente.

TABLA I: RENDIMIENTO DEL TRANSMISOR DE RF PARA VARIAS TÉCNICAS DEL MODULACIÓN

Modulación	Pout (dBm)	Rendimiento de drenador (DE)	Rendimiento total
QPSK	44,98	74,34%	68,72%
16-QAM	44,12	75,23%	68,35%
OFDM	40,49	69,59%	57,28%

Para el amplificador de envolvente, implementado, de 520kHz de ancho de banda, una señal 16QAM mantiene buena linealidad hasta los 400kHz con una atenuación de los productos de intermodulación de tercer orden de 40dB, como puede verse en la Figura 12. La envolvente generada se muestra en la Figura 13. Para una modulación de tipo OFDM, incluso para un ancho de banda menor como 280kHz, la atenuación obtenida es sólo de 32dB. Esto se debe a la alta relación de potencia de pico a potencia media (PAPR) unido a la limitación del convertidor reductor de dar a la salida tensiones muy bajas en determinadas condiciones de operación [12], lo cual es de gran importancia para la linealidad del transmisor. En cualquier caso, añadiendo una pequeña etapa en serie que proporcione una caída de tensión equivalente a la mínima tensión que es capaz de dar el convertidor es posible aumentar la linealidad del sistema con la desventaja de la disminución en el rendimiento por las pérdidas asociadas con la generación de ese nivel de tensión. Finalmente, se ha medido el rendimiento del transmisor de RF linealizado con la técnica de EER para modulaciones de tipo QAM y OFDM. El transmisor presenta una carga de 50Ω. En la Tabla I pueden verse los principales datos de rendimiento del sistema, donde los valores de rendimiento son elevados comparados con el estado del arte en similares condiciones de funcionamiento [7].

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un amplificador de RF linealizado utilizando la técnica de Kahn. El amplificador implementado consiste en un amplificador de envolvente de una etapa usando la técnica de cancelación de rizado con un ancho de banda de 520kHz, 24V de tensión de entrada y una frecuencia de conmutación de 4MHz, tres veces menor que el convertidor reductor convencional equivalente en ancho de banda de gran señal. El amplificador de potencia es un amplificador conmutado de alto rendimiento de clase E. Su frecuencia de operación de se encuentra entre 88MHz y 114MHz. Se ha obtenido un elevado rendimiento total del amplificador completo, del 68% y del 57%, para modulaciones QAM y OFDM respectivamente. La linealidad del transmisor ha sido medida aplicando una señal DBL. Se ha obtenido una atenuación de los productos de intermodulación de tercer orden mayor de 40dB para una modulación de tipo QAM hasta un ancho de banda de

400kHz. Para una modulación OFDM, se ha medido una atenuación de 32dB para un ancho de banda de 280kHz aplicando también la técnica de predistorsión detallada anteriormente. La solución presentada tiene mayor rendimiento comparada con otras soluciones referenciadas en el estado del arte.

## REFERENCIAS

- [1] N.D. López, X. Jiang, D. Maksimovic, Z. Popovic, "A High-Efficiency Linear Polar Transmitter for EDGE", IEEE Radio and Wireless Symposium Digest, January 2008, pages 199-202.
- [2] D. Kim, D. Kang, J. Choi, J. Kim, Y. Cho, B. Kim, "Optimization for Envelope Shaped Operation of Envelope Tracking Power Amplifier", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, issue 59, May 2011, pp. 1787-1795.
- [3] M. Hoyerby, M. Andersen, "TEDS Base-Station Power Amplifier Using Low-Noise Envelope Tracking Power Supply", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", vol. 57, issue 7, July 2009, pp. 1687-1693.
- [4] J. Kim, B. Fehri, S. Boumaiza, J. Wood, "Power Efficiency and Linearity Enhancement Using Optimized Asymmetrical Doherty Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 59, issue 2, Feb 2011, pp. 425-434.
- [5] M.-W. Lee, S.-H. Kam, Y.-S. Lee, Y.-H. Jeong, "Design of Highly Efficient Three-Stage Inverted Doherty Power Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21, issue 7, June 2011 pp.383-385.
- [6] J. Moon, J. Kim, J. Kim, I. Kim, B. Kim, "Efficiency Enhancement of Doherty Amplifier Through Mitigation of the Knee Voltage Effect", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, vol. 59, issue 1, pp. 143-152.
- [7] C.-T. Chen, T.-S. Horng, K.-C. Peng, C.-J. Li, "High-Gain and High-Efficiency EER/Polar Transmitters Using Injection-Locked Oscillators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 12, december 2012, pp. 4117-4128.
- [8] M. Vasić, O. García, J.A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J.A. Cobos, A. Gimeno, J.M. Pardo, C. Benavente, F.J. Ortega, "Efficient and Linear Power Amplifier Based on Envelope Elimination and Restoration", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.27, issue 1, January 2012, pp.5-9.
- [9] M. Vasić, D. Diaz, O. García, P. Alou, J.A. Oliver, J.A. Cobos, "Optimal design of envelope amplifier based on linear-assisted buck converter", IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2012, Volume: 1, March 2012, pp. 836 – 843.
- [10] L.R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", Proceedings of the IRE, July 1952, Vol. 40 Issue: 7. Pages: 803-806.
- [11] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N. Potheary, J.F. Sevic, N.O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave" IEEE Trans. Microwave TheoryTech., vol. 50, no. 3, March 2002, pp. 814 - 826.
- [12] Referencia oculta para garantizar la revisión ciega.
- [13] M. J. Schutten, R. L. Steigerwald, J. A. Sabaté, "Ripple Current Cancellation Circuit" IEEE 2003 Applied Power Electronics Conference, pp. 464-470 .
- [14] J. W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, F.C. Zach, "Novel Aspects of an Application of 'Zero'-Ripple Techniques to Basic Converter Topologies", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1997, pp. 796-803.
- [15] F.J. Ortega, "High Power Wideband Class-E Power Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters", Vol. 20, Issue 10, 2010, pp. 569-571.
- [16] F.H. Raab, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 44, Issue 12, Part 1, December 1996, Pages: 2273-2278.