

Amplificador de Envolvente Clase G de Alto Rendimiento para Técnicas de Linealización de Transmisores

Moisés Patiño Gómez, Francisco Javier Ortega González

mopatigo@gmail.com, franciscojavier.ortega@upm.es

Grupo de Ingeniería de Radio (Centro de Electrónica Industrial), Universidad Politécnica de Madrid

Carretera de Valencia Km. 7, 28031, Madrid, España.

Abstract- An envelope amplifier prototype intended for high-efficiency linearization techniques in radiofrequency transmitters is shown in this paper. The amplifier is based on a four levels power supply Class-G amplifier topology. The implemented prototype performs 60% overall power efficiency delivering 12 W peak output power over a 10 MHz bandwidth 64-QAM test signal. Moreover, an envelope elimination and restoration (EER) structure for the S-band has been evaluated, achieving 43% power efficiency at 9.4 W peak output power for the tested 64-QAM digital modulation. The linearity performance obtained from the transmitter are 4.68% error vector magnitude (EVM) and 34 dB adjacent channel power ratio (ACPR), without applying any predistortion-based correction technique.

I. INTRODUCCIÓN

Desde hace ya varios años se viene popularizando el uso de nuevas técnicas de linealización que permiten reducir el consumo de energía de los transmisores de radiofrecuencia. Principalmente, lo que se suele perseguir es una mejora del rendimiento energético de los amplificadores de potencia que forman parte del sistema. Para ello, las técnicas empleadas se basan en eliminación y restauración de la envolvente (EER, del inglés *envelope elimination and restoration*) [1] o en el seguimiento de la envolvente de la señal amplificada (ET, del inglés *envelope tracking*) [2].

Estas técnicas consisten en alimentar al amplificador de potencia de radiofrecuencia (RFPA, del inglés *radiofrequency power amplifier*) con la envolvente amplificada tomada de la señal de RF a la entrada. Si a la señal de entrada se le aplica un limitador para hacer la envolvente constante, y por lo tanto la modulación en amplitud se reconstruye alimentando al RFPA con la envolvente amplificada, el sistema se denomina EER. Por el contrario, en una topología ET la señal de entrada se amplifica linealmente y la tensión de alimentación del RFPA se limita a seguir la forma de la envolvente de la señal amplificada. Un esquema conceptual se muestra en la Fig. 1.

En los últimos años se han centrado muchos esfuerzos en el desarrollo del amplificador de envolvente (EA, del inglés *envelope amplifier*) que forma parte de esta estructura. Dado que debe ser un amplificador de potencia con un ancho de banda que parte desde DC, pero puede llegar a extenderse hasta decenas de megahercios (para señales de comunicación modernas LTE, Wimax...), siempre presenta un reto de diseño para los ingenieros. Como se recoge en [2], estas soluciones pueden ir desde amplificadores puramente conmutados (las que más rendimiento presentan) a topologías mixtas que combinan amplificadores conmutados y lineales

para maximizar el ancho de banda.

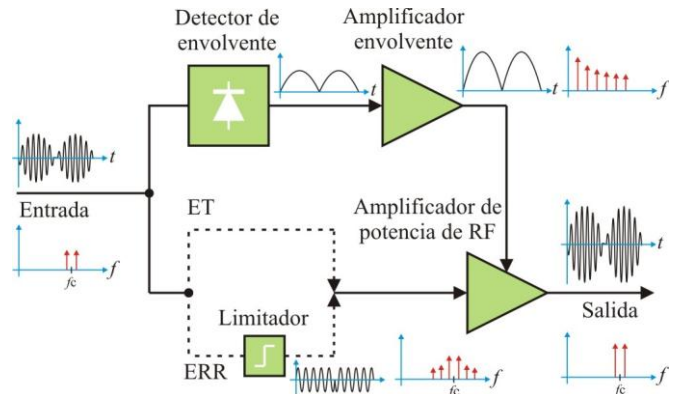


Fig. 1. Esquema simplificado de las topologías ET y EER para la mejora de linealidad y rendimiento en un RFPA.

Este trabajo se centra en la implementación y en el análisis del desempeño que puede ofrecer un amplificador lineal clase G trabajando como EA para señales de envolvente con un ancho de banda elevado como los demandados por los sistemas de comunicaciones móviles actuales.

II. DISEÑO Y SIMULACIONES

Los amplificadores clase G se pueden describir como la combinación de dos (o más) amplificadores clase B con diferentes tensiones de alimentación asociados en una estructura serie o paralelo [3]. En la Fig. 2 se ilustra el funcionamiento amplificador clase G alimentado desde dos fuentes de diferente tensión. Existen algunos trabajos relacionados con esta topología como se describe en [4], pero es más común el uso de una idea similar en el que un amplificador lineal es alimentado por una tensión de entrada multinivel [5], [6].

La principal ventaja de los EA lineales con respecto a los basados en técnicas de conmutación, es conseguir evitar señales conmutadas de alta frecuencia y los elementos inductivos de los filtros necesarios para conformar las formas de onda de salida. Además, no requieren de un modulador de señales pulsadas de frecuencias elevadas y el funcionamiento en lazo cerrado queda simplificado, que es necesario cuando se trabaja con RFPA que no presentan una impedancia constante en el puerto de alimentación. Todo ello a costa de una reducción del rendimiento total con respecto a los EA conmutados. También, en principio las etapas lineales consiguen mayor ancho de banda, aunque es cierto que actualmente se han desarrollado etapas conmutadas que

trabajan a 100 MHz [7] obteniendo así varios megahercios de ancho de banda.

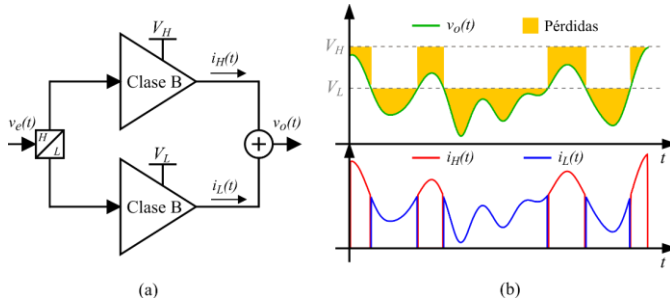


Fig. 2. Amplificador clase G con dos niveles de alimentación (a). Y las principales formas de onda (b) para el amplificador clase G descrito.

A. Requisitos de diseño

El diseño del EA desarrollado en este trabajo, se ha realizado en base a una serie de especificaciones definidas por las características técnicas del RFPA sobre el que se quiere desarrollar un sistema EER. Este RFPA [8] ofrece una potencia de salida por encima de los 10 W cubriendo gran parte de la banda S con un rendimiento de drenador comprendido entre el 70% y el 80%, como se muestra en la Fig. 3. Puesto que trabaja en un modo de conmutación suave clase E, este RFPA está especialmente indicado para su uso en transmisores en los que se empleen técnicas de linealización de alto rendimiento. Los principales datos que hay que tener en cuenta a la hora de diseñar el EA son la tensión de alimentación máxima de 28 V y la impedancia vista desde el puerto de alimentación del RFPA, que en este caso está comprendida entre 15 Ω y 46 Ω para tensiones de alimentación de 2 V y 28 V respectivamente.

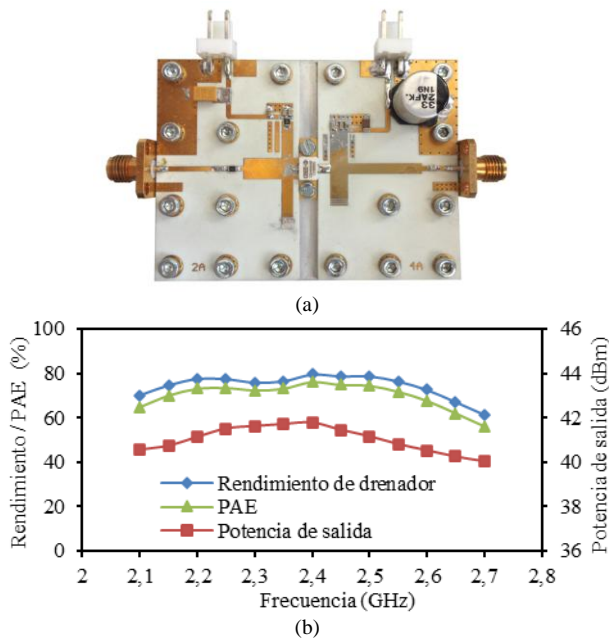


Fig. 3. Imagen del RFPA clase E (a) en banda S empleado. Potencia de salida y rendimiento de drenador (b) del RFPA ($V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 200$ mA).

B. Propuesta de diseño del EA clase G

El rendimiento teórico de un amplificador como el propuesto, depende del número de niveles de alimentación como se observa en la Fig. 4. En esta gráfica se ha representado desde un nivel (que se correspondería con un amplificador clase B) hasta cuatro niveles de alimentación. También influye en el rendimiento la relación de separación

entre niveles [3] y la función densidad de probabilidad de la envolvente amplificada.

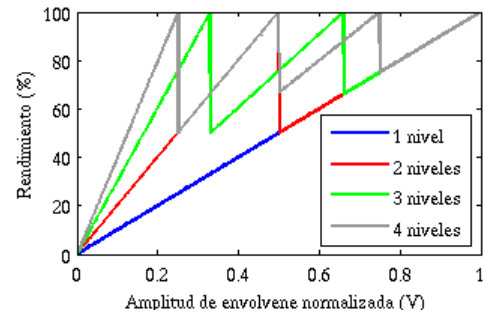


Fig. 4. Rendimiento teórico de un amplificador de envolvente clase G empleando niveles equidistantes de tensión de alimentación.

El concepto de diseño del EA propuesto se muestra en la Fig. 5. Esta topología consiste en una serie de etapas lineales MOSFET en paralelo alimentadas a diferentes tensiones de forma que se tiene una etapa amplificadora de potencia lineal por cada nivel de alimentación que se añade.

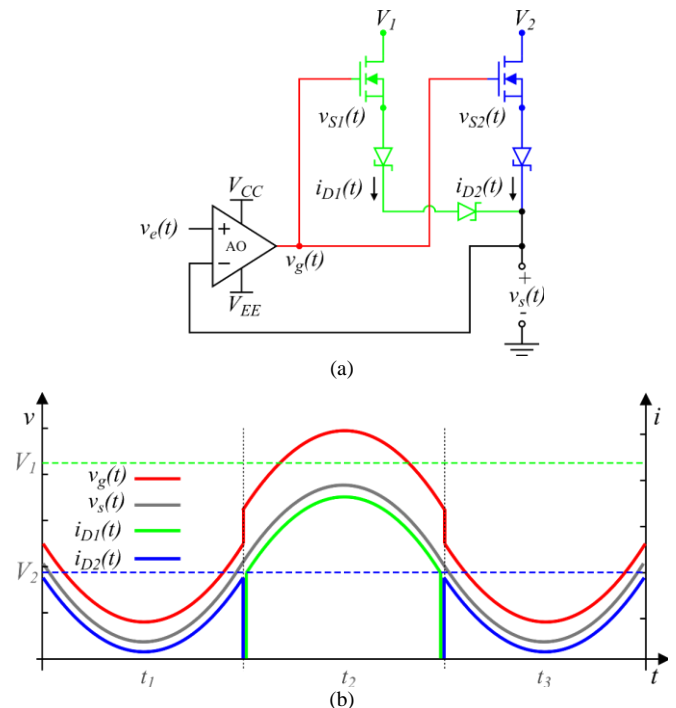


Fig. 5. Esquema del EA clase G con combinador de diodos (a) y formas de onda de funcionamiento (b) en el dominio del tiempo.

Para simplificar el método de control que sería necesario emplear para esta topología clase G, se ha propuesto la idea de usar un combinador basado en diodos schottky como el que se muestra en la Fig. 5. En esta configuración también se requiere el uso de un amplificador operacional que proporcione una tensión de salida lo más alta posible, con unos slew rate y ancho de banda elevados. Es importante resaltar que el punto de realimentación del EA está a la salida combinada, para así intentar reducir lo en la mayor medida posible la distorsión provocada por el combinador de diodos. Esta topología reduce el número de elementos y simplifica significativamente el control necesario en una topología de este tipo.

El funcionamiento de este sistema se muestra en el diagrama de la Fig. 5 para una tensión de entrada $v_e(t)$ con forma senoidal. Partiendo de una la tensión de puerta $v_g(t)$, igual para los dos transistores y en donde la tensión V_2 puede

ser aproximadamente la mitad que V_I , se puede deducir de forma sencilla que para una tensión de salida $v_s(t)$, menor que la tensión de fuente $v_{s2}(t)$, circulará una corriente $i_{D2}(t)$ sólo por esta rama debido a que la tensión entre $v_{s1}(t)$ y $v_s(t)$ no es suficiente para polarizar los dos diodos en serie de la otra rama en este primer caso (t_1 y t_3). En la segunda situación (t_2), cuando la tensión $v_s(t)$ está por encima (limitada por V_2) de $v_{s2}(t)$, la corriente $i_{D2}(t)$ es cero, pero la rama formada por dos diodos en serie queda polarizada y permite la circulación de corriente $i_{D2}(t)$. El lazo de realimentación se encarga de corregir la distorsión que produce sobre $v_s(t)$ la caída de tensión en el diodo adicional de esta rama.

C. Simulación del modelo propuesto

En este apartado se describen las simulaciones realizadas para un EA clase G con combinador de diodos. Para realizar estas simulaciones se ha empleado LTSPICE de *Analog Devices*.

En la Fig. 6 se muestra el esquema eléctrico del EA clase G de cuatro niveles de tensión de alimentación con el que se han realizado las simulaciones. Para el combinador se han utilizado los diodos schottky MBR0530L, los MOSFET empleados son los IRLML2803 y en el caso del amplificador operacional se ha usado el THS3091 del fabricante *Texas Instruments*. Para simular el RFPA se han empleado 50Ω de carga a la salida.

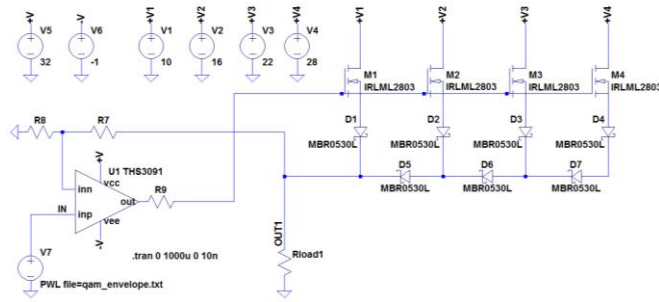


Fig. 6. Esquema eléctrico en el software de simulación LTSPICE del EA clase G de cuatro niveles de tensión de alimentación.

Para la generación de las señales y análisis de los resultados se ha empleado la herramienta de análisis de envolvente descrita en [9] e implementada en MATLAB. Esta herramienta consiste en cuantificar la distorsión que produce un EA en un sistema EER considerando la rama de RF en este caso ideal. Para determinar la calidad de las señales amplificadas se han empleado medidas como el NMRSE (*normalized root mean square error*) de la envolvente amplificadas, el EVM (*error vector magnitude*) y el ACPR (*adjacent channel power ratio*) de la señal RF amplificadas.

Un aspecto a destacar a la hora de seleccionar los niveles de tensiones de alimentación son las tensiones máximas que soportan los MOSFET, prestando especial atención a la tensión de puerta del transistor con una menor tensión de alimentación. Teniendo en cuenta esto se han elegido 10 V, 16 V, 22 V y 28 V para los cuatro niveles.

Algunos de los resultados de simulación se muestran en las Fig. 7 y Fig. 8. En este caso se ha utilizado una señal modulada en 64-QAM con un ancho de banda en RF de 20 MHz y que ha resultado tener una PAPR (*peak to average power ratio*) de 6,7 dB. Con esta configuración se ha obtenido un EVM de 0,84%, un ACPR de 52 dB y un NMRSE de 1,01%. En cuanto al rendimiento que presenta la

etapa multinivel (sólo transistores y diodos) es del 72,4% y el rendimiento total es del 54,6%, considerando también el consumo del amplificador operacional.

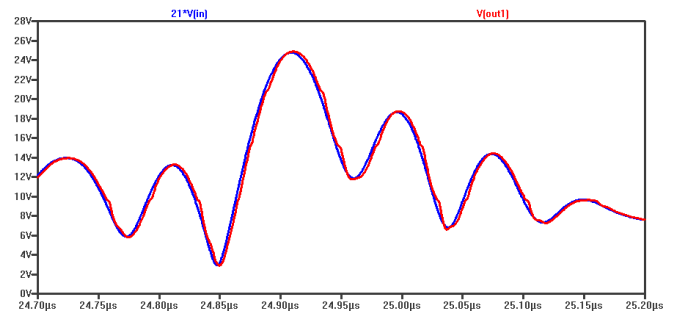


Fig. 7. Simulación en el tiempo de una envolvente para una señal 64-QAM de 20 MHz. Comparación entre la señal de entrada multiplicada por la ganancia (azul) y la señal de envolvente amplificadas a la salida (rojo).

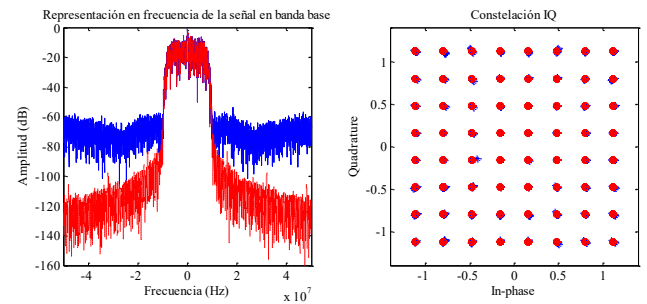


Fig. 8. Representación en frecuencia y constelación IQ de una modulación 64-QAM en banda base con un ancho de banda de 20 MHz. Comparación entre la señal con la envolvente original (azul) y la amplificadas (rojo).

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar las simulaciones realizadas en el apartado anterior se ha implementado un prototipo del EA propuesto como se puede ver en la Fig. 9. Se ha filtrado convenientemente y añadido condensadores de desacoplo en la alimentación del operacional y de los MOSFET que configuran la etapa clase G de potencia. Debido a la frecuencia máxima de funcionamiento que se pretende conseguir, este diseño obtendría mayores ventajas si se fabricara sobre un circuito integrado. Como no se tenía acceso a este tipo de tecnología, se ha cuidado el diseño del circuito impreso tratando de reducir al mínimo su tamaño.

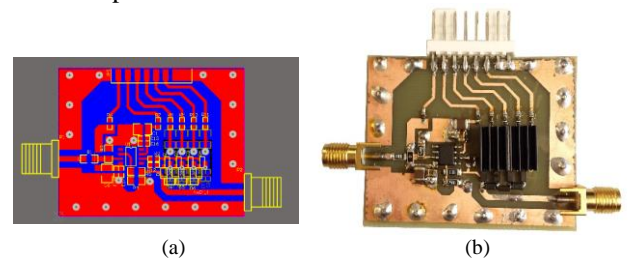


Fig. 9. Diseño del PCB (a) y prototipo (b) del EA clase G implementado.

Para analizar las prestaciones (ACPR, EVM_{RMS} , NMRSE y rendimiento) de este EA se ha utilizado la herramienta de análisis de la envolvente [9] y la envolvente de la modulación 64-QAM empleada en las simulaciones, añadiendo el generador de funciones 81150A y el osciloscopio MSA9404A de *Agilent Devices* como interfaz con el circuito. Las condiciones de alimentación y de carga (50Ω) también son las mismas, con una potencia media de salida de 2,9 W y 12,4 W de potencia de pico. De esta forma

se han obtenido los resultados de la Tabla I para diferentes anchos de banda de la señal de prueba.

TABLA I
LINEALIDAD Y RENDIMIENTO DEL EA CLASE G CON UNA MODULACIÓN 64-QAM

Ancho de Banda	ACPR	EVM _{RMS}	NRMSE	Rend. etapa multinivel	Rendimiento total
5 MHz	51 dB	0,58%	0,98%	68,8%	63,0%
10 MHz	47 dB	0,92%	1,94%	69,5%	60,9%
15 MHz	43 dB	1,43%	1,65%	70,1%	59,2%
20 MHz	36 dB	2,68%	2,59%	70,8%	57,3%

Por último, se ha realizado la integración del prototipo del EA implementado con el RFPA descrito en [8] para formar una estructura EER de alto rendimiento. Adicionalmente para generar la señal de RF de entrada requerida por el RFPA se ha usado un generador de *Agilent Devices* E4438C y un *driver* de RF de *Minicircuits*. Para la prueba se vuelve a recurrir a la misma señal modulada 64-QAM ya usada anteriormente.

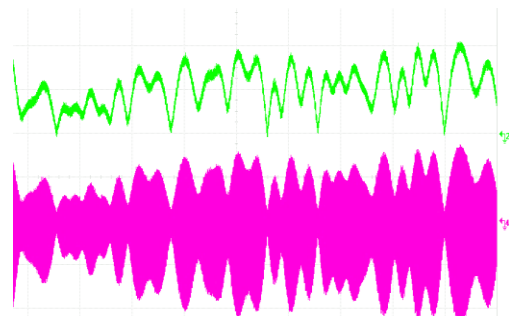


Fig. 10. Formas de onda para una envolvente de 64-QAM en el dominio del tiempo (verde) en el puerto de alimentación del RFPA, y señal de salida (magenta) del amplificador EER.

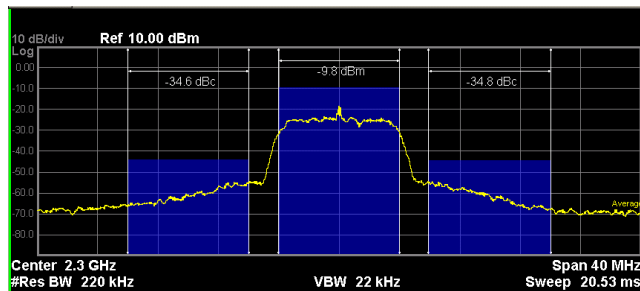


Fig. 11. Señal 64-QAM con un ancho de banda de 10 MHz a la salida del amplificador EER en el dominio de la frecuencia.

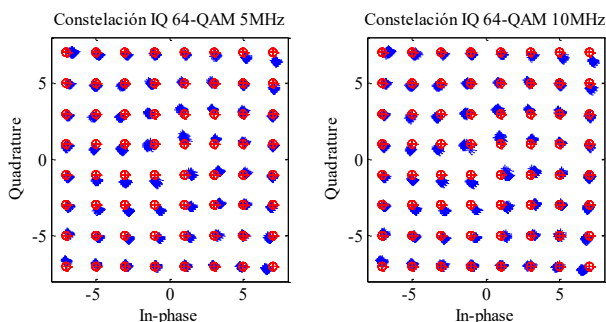


Fig. 12. Constelaciones IQ de la señal 64-QAM amplificada. Se obtienen EVM_{RMS} de 4,68% para 5 MHz y 4,64% para 10 MHz de ancho de banda.

Un resumen de los resultados de linealidad y rendimiento obtenidos del sistema EER implementado se presenta en las siguientes figuras. En la Fig. 10 se muestran de onda

principales en el dominio del tiempo. Para las medidas en frecuencia que se pueden ver en la Fig. 11 se ha empleado el analizador de señales vectorial MXA N9020A de *Agilent Devices*. También, en la Fig. 12, se ha obtenido la constelación y el EVM capturando la señal de RF de salida del amplificador EER. El rendimiento de drenador total logrado por este sistema ha sido de 43% y 42% para una señal de prueba 64-QAM con anchos de banda de 5 MHz y 10 MHz respectivamente y una potencia de salida de 9,4 W de pico y 2,2 W de potencia media. Es importante destacar que estas medidas se han realizado sin aplicar predistorsión.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha desarrollado un prototipo de un EA clase G de banda ancha y alto rendimiento basado en una alimentación de cuatro niveles de tensión. En la integración final realizada (sistema EER) con el RFPA se ha conseguido amplificar una señal 64-QAM con 10 MHz de ancho de banda y 6,7 dB de PAPR, con un rendimiento del 43% y 9,4 W de potencia de pico, obteniendo 34 dB de ACPR y 4,68% de EVM sin emplear predistorsión. Es cierto que el prototipo presentado mejora el rendimiento de los RFPA lineales actuales. Pero con esta topología de EA clase G es difícil competir con un EA basado en una topología híbrida paralelo [2]. Sin embargo, como en las topologías híbridas paralelo la mayor parte de la energía se pierde en el amplificador lineal, éste puede ser sustituido por un amplificador clase G similar al implementado en este trabajo de forma que se mejore significativamente el rendimiento del EA implementado.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado a través del proyecto TEC2017-83343-C4-1-R, cofinanciado con fondos FEDER.

REFERENCIAS

- [1] L.R.Kahn, "Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", *IEEE Proc. of the IRE*, Vol. 40, No. 7, July 1952.
- [2] Z. Wang, "Envelope Tracking Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, 2014.
- [3] F. H. Raab, "Average Efficiency of Class-G Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. CE-32, no. 2, pp. 145-150. May 1986.
- [4] J. S. Walling, Stewart S. Taylor and D. J. Allstot, "Multiple Supply (Class-G) Linear Modulator and PA for Non-CE Modulation", *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Boston MA (USA), June 2009.
- [5] Q. Jin, M. Vasic, O. García, P. Alou, J. A. Oliver and J. A. Cobos, "Optimized Design of GaN Switching Capacitor Based Envelope Tracking Power Supply for Satellite Applications", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach CA (USA), March 2016.
- [6] A. Sepahvand, P. Momenroodaki, Y. Zhang, Z. Popovic and D. Maksimovic, "Monolithic Multilevel GaN Converter for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee WI (USA), September 2017.
- [7] Y. Zhang, M. Rodriguez and D. Maksimovic, "100 MHz, 20 V, 90% Efficient Synchronous Buck Converter with Integrated Gate Driver", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh PA (USA), Sept. 2014.
- [8] M. Patiño-Gómez, F. J. Ortega-González, M. Nicolás-García, D. Tena-Ramos, J. M. Pardo Martín, "Amplificador de Potencia de Alto Rendimiento Clase E en Banda S", *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Madrid (Spain), Sep. 2016.
- [9] D. Díaz, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, J. A. Cobos, M. Patiño and F. J. Ortega, "Design and Optimization Tool of a Buck Derived Envelope Amplifier for an EER RFPA", *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander (Spain), June 2014.