

Transmisor Polar en UHF integrando un Modulador de Envolvente Conmutado asistido por Etapa Lineal y un Amplificador Clase E a GaN HEMT

Pablo Fernández Miaja⁽¹⁾, Javier Sebastián⁽¹⁾, Reinel Marante⁽²⁾, José Ángel García⁽²⁾

fernandezmiapablo@uniovi.es, sebas@uniovi.es, reinel.marante@unican.es, joseangel.garcia@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Computadores y Sistemas. Universidad de Oviedo. Edificio 3, Campus de Viesques s/n 33204.

⁽²⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n 39005 Santander.

Abstract- Spectrally efficient wireless communication standards impose stringent linearity specifications, which would require traditional IQ transmitters to operate with back-offed and power inefficient linear RF power amplifiers (PAs). In order to overcome such a significant limitation, alternative architectures have been proposed, as those based on the Envelope Elimination and Restoration (EER) technique. In this paper, a UHF polar transmitter is presented, combining switching and linear stages in the envelope amplifier as to achieve both great bandwidth and high efficiency, when drain modulating a GaN HEMT class E RF PA. Several tests, using EDGE, TETRA, and WCDMA standards have been performed with good results.

I. INTRODUCCIÓN

En la evolución hacia nuevas generaciones de sistemas de comunicación inalámbrica, la introducción de formatos de modulación muy eficientes en cuanto a uso del espectro impone requisitos de linealidad cada vez más restrictivos. Siendo la señal pasobanda resultante fuertemente variante en el tiempo, con valores de la relación potencia pico a potencia promedio (PAPR de sus siglas en inglés) incluso superiores a 10 dB y anchos de banda de varias decenas de MHz, las figuras de eficiencia en potencia a conseguir en sus transmisores quedarían necesariamente por debajo de un 5% si los mismos siguiesen esquemas como el IQ o Cartesiano.

Se viene prestando entonces, tanto en el mundo académico como en el industrial, especial atención al desarrollo de las denominadas arquitecturas de transmisión emergentes, entre las que destaca por sus potencialidades el transmisor polar [1]. Fundamentado en la técnica de eliminación y restauración de la envolvente (EER) [2], o incluso en la propia modulación de alto nivel por placa de los inicios de la radio, las componentes de amplitud y fase de la señal de comunicación son tratadas de modo independiente, y recombinadas en la etapa de salida del transmisor.

Capaz de ofrecer, al menos en teoría, un 100% de eficiencia, sus prestaciones quedan limitadas, como las de cualquier solución en ingeniería, por diversas no idealidades, destacando el retardo diferencial entre las ramas, o las limitaciones en ancho de banda y eficiencia de la etapa final de RF, excitada por una portadora modulada en fase y de amplitud constante, y del amplificador de envolvente, imprescindible para modular la tensión de polarización del

anterior. Este último componente, dado que debe manipular una señal con un contenido espectral que puede abarcar desde DC hasta varias decenas de MHz, destaca como el elemento más crítico en la implementación de estos prometedores esquemas de transmisión.

En esta comunicación se propone el uso de un amplificador de envolvente híbrido, combinando en paralelo un convertidor conmutado multinivel y una etapa lineal, para su uso como modulador de alto nivel de un amplificador clase E a GaN HEMT, siguiendo un esquema polar de transmisión en la banda de 770 MHz.

II. AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE RF

Siendo constante la envolvente de la señal a manipular por la rama de RF de un transmisor EER, es perfectamente factible introducir etapas de amplificación en modo conmutado para estas funciones. En atención a la frecuencia de operación, y dado que los dispositivos GaN HEMT comercialmente disponibles así lo permiten, se optó en este caso por un modo de operación clase E. Propuesto en [3] por Nathan y Alan Sokal, permite minimizar las pérdidas por conmutación al forzar el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión iguales a cero (ZVS y ZDS de Zero Voltage Switching y Zero Derivative Switching, respectivamente).

A. Diseño e implementación

En RF y microondas, estas condiciones se pueden asegurar si se ofrece al dispositivo un valor de impedancia apropiado al fundamental, dada por $Z_d(f_0) = 0.28/(\omega C_{out}) \cdot e^{(j \cdot 49^\circ)} \approx 13 + j \cdot 15 \Omega$ para el transistor CGH35030 de Cree Inc. seleccionado (con $C_{out} \approx 2.9$ pF en el punto de polarización: $V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -3.5$ V) y si a la vez se terminan sus armónicos superiores en abierto.

Dada la existencia de parásitos en los condensadores y bobinas a estas frecuencias, la red de terminación original en [3] se sustituye usualmente por redes multiarmónicas como la propuesta en [4]. En este caso específico, se optó por una implementación mediante elementos concentrados de alto factor de calidad, basada en Ls de la serie Air Core de Coilcraft y Cs cerámicas 100B de ATC. En la Fig. 1 se muestra un esquemático de dicho amplificador.

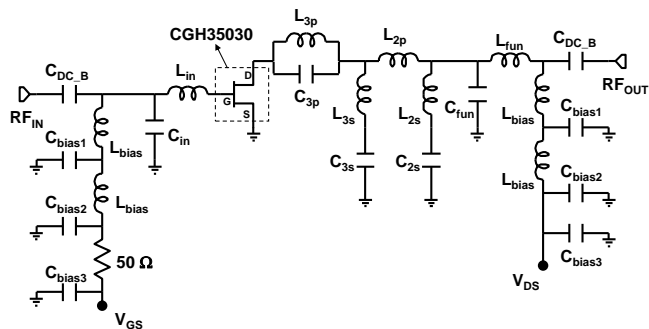


Fig. 1. Esquema circuitual del amplificador clase E diseñado.

Los resonadores series L_{3s} - C_{3s} y L_{2s} - C_{2s} se usan para forzar un corto en el armónico tercero y segundo, respectivamente. Ello permite aislar el valor de impedancia a sintetizarse cada caso de los elementos que se añadan a su derecha para armónicos inferiores. El circuito tanque paralelo L_{3p} - C_{3p} y la inducción L_{2p} permiten conseguir la deseada condición de abierto en drenador. El resto de elementos permiten terminar de forma óptima el fundamental, adaptar la entrada de modo de acercar la PAE todo lo posible a la eficiencia, o polarizar apropiadamente el dispositivo evitando inestabilidades de baja frecuencia. En la fotografía de la Fig. 2 se pueden apreciar detalles de la implementación realizada.

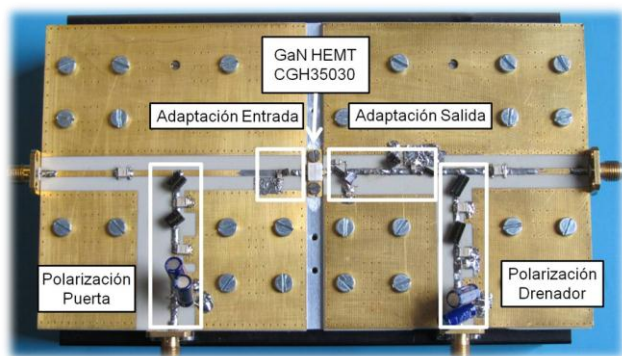


Fig. 2. Amplificador clase E a GaN HEMT implementado. Se han destacado los circuitos de polarización y adaptación.

B. Caracterización en condiciones de modulación

El amplificador implementado fue caracterizado en condiciones de modulación de alto nivel, tanto para verificar el control que permitiría conseguir la tensión de polarización en drenador sobre la señal de salida, como para determinar el comportamiento que el mismo ofrecería como carga al convertidor DC/DC de respuesta rápida que hace las veces de amplificador de envolvente y que se describirá a continuación. En la Fig. 3 aparece representada la evolución con V_{DD} de la amplitud de la tensión de RF medida a la salida del RF PA así como la evolución de la PAE.

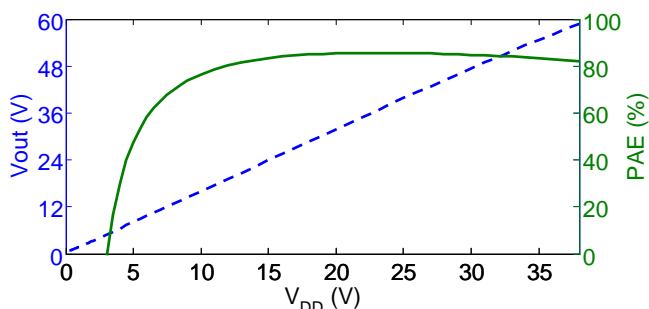


Fig. 3. Evolución con la alimentación en drenador de la amplitud de la tensión de RF a la salida y de la PAE.

Es posible apreciar que la amplitud de la tensión a la salida sigue linealmente las variaciones de la alimentación, excepto a tensiones muy cercanas a cero, donde tiende a una constante debido a fugas puerta - drenador. La respuesta de fase, aunque no incluida en la figura, es casi constante excepto para el margen inferior de tensión, donde era de esperar una variación de unos 90° determinada por la capacidad C_{gd} . La PAE se mantiene elevada, por encima del 80%, en un rango muy importante de tensión (desde $V_{DD} = 10$ V en adelante), reportándose valores pico de eficiencia de alrededor del 90%. A pesar de no haberse podido medir las formas de onda en el dominio del tiempo, estas características indican que el transistor está operando en condiciones ZVS y ZDS, o muy próximo a ellas.

III. AMPLIFICADOR DE ENVOLVENTE

El convertidor DC/DC ha de actuar en un esquema polar como modulador de envolvente. Se trata de una combinación entre una etapa conmutada y una etapa lineal conectadas en paralelo como en [5]. Otra posibilidad sería conectarlas en serie como en [6], no obstante, dada la capacidad de la etapa conmutada, cuyo diseño original puede verse en [7], para reproducir envolventes con gran rendimiento y precisión, se ha optado por la combinación en paralelo, con lo que se aumenta significativamente el *slew-rate*. Esta combinación en paralelo se propuso originalmente en [8]. No obstante, inspirándose en [9], se ha optado por mejorar el filtro de salida. De una bobina y condensador como en [7] o una bobina como en [8] se ha pasado a un filtro de Bessel de 5° orden. Para garantizar el correcto funcionamiento del filtro en un convertidor DC/DC este debe comenzar con una bobina. Para lograr que la etapa conmutada se comporte como una fuente de corriente, como en [8], ésta debe acabar también en una bobina, de ahí el orden impar del filtro. Un esquema del modulador de envolvente puede verse en la Fig. 4.

A. Diseño e implementación

La etapa conmutada del convertidor DC/DC reproduce la forma de onda de la envolvente a base de filtrar pasabajo una señal pulsada. Esta señal pulsada está formada por pulsos entre los niveles de tensión V_i y V_{i+1} , modulados en ancho de pulso. De manera que, para tener una tensión de salida V_o , se selecciona entre qué dos niveles se conmuta y cuál es el ancho del pulso para que el valor medio de la señal pulsada durante un período de conmutación sea igual a V_o . El filtro es precisamente el que se encarga de extraer ese valor medio. Se ha elegido un filtro de Bessel ya que tiene un retardo de grupo plano en su banda de paso, lo que permite reproducir con la menor distorsión posible la forma de onda deseada. El orden del filtro es 5° porque permite un buen rechazo de la frecuencia de conmutación mientras mantiene contenida la complejidad del filtro. En el diseño de la etapa conmutada presentado en este artículo se ha empleado una frecuencia de conmutación de 4 MHz y el ancho de banda del filtro es 1 MHz. Los transistores empleados son IPD135 de Infineon y los diodos MBRA130 de ON semiconductor. El filtro se ha adaptado a una carga de 33Ω , que es la que presenta el RF PA. Para garantizar una tensión máxima de alimentación cercana a 28 V en dicho amplificador se han elegido las tensiones de entrada de 27, 18 y 9 V.

La etapa lineal está formada por operacionales de gran ancho de banda, y con capacidad de manejar potencia. Ello

restringe la oferta mucho, obligando a seleccionar operacionales realimentados en corriente (*CFB-Current FeedBack amplifiers*), al menos para una de las etapas. Esto limita la ganancia que ofrecen, ya que en los CFB el ancho de banda es dependiente de la ganancia que presentan. El primero de ellos proporciona la ganancia de tensión y el segundo de tensión y de corriente. El primero es un THS4001 de Texas Instruments alimentado a ± 15 V, y el segundo un LT1210 alimentado a 28 y a -2 V. De este modo su máxima tensión de salida es de 27 V. La ganancia de ambos se configura de modo que la ganancia del conjunto, es decir de la etapa lineal, sea la misma que la de la etapa conmutada.

La etapa que realiza el reparto de potencias entre la etapa lineal y la conmutada es el combinador. Está formado por una pareja de diodos Schottky en antiparalelo. En el diseño del conjunto es especialmente delicada la tensión de codo de los mismos, V_γ . En la siguiente sección puede verse el papel que toma esta etapa

El control de las etapas conmutada y lineal se hace mediante una FPGA Virtex 4 de Xilinx, un convertor analógico digital (CAD) THS130 y un convertor digital analógico (CDA) ADS5553 ambos de Texas Instruments. El CAD digitaliza la envolvente de referencia y la introduce en la FPGA. Allí es filtrada pasabajo, de modo que la etapa conmutada pueda reproducirla sin problemas. Con esta señal filtrada se genera la selección de nivel y el ancho de los pulsos. La envolvente original es retrasada y convertida a analógico, posteriormente se pasa al CDA y se convierte en la referencia de la etapa lineal. El objetivo del retardo es garantizar que la tensión que genera la etapa conmutada esté alineada temporalmente con la tensión que genera la lineal.

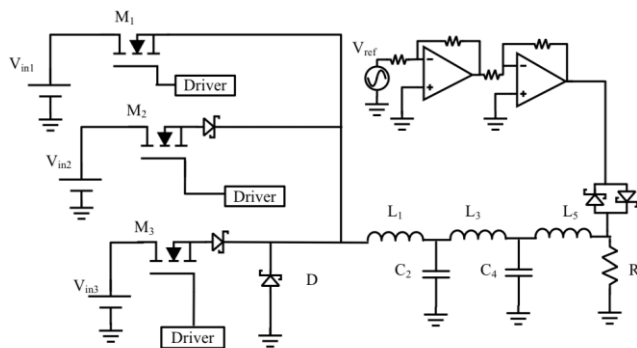


Fig.4. Esquema del modulador de envolvente.

B. Principio de funcionamiento

El funcionamiento del modulador de envolvente y del reparto de potencias entre la etapa conmutada y la lineal se puede explicar muy bien con la respuesta del conjunto ante un pulso de tensión de nivel alto V_{oh} y de nivel bajo V_{ol} . Al inicio del pulso la etapa lineal, como es más rápida que la conmutada, coloca en la carga $V_{oh} - V_\gamma$, ya que tiene que polarizar directamente uno de los diodos del combinador. En esta situación a la entrada del filtro hay una señal pulsada cuyo valor medio es V_{oh} . Entre la entrada y la salida del filtro se produce una diferencia de tensión V_γ y por ello la corriente de salida de la etapa conmutada se incrementa. En cuanto la corriente llegue a ser $(V_{oh} - V_\gamma)/R$, el diodo del combinador que conducía deja de hacerlo y la etapa lineal deja de aportar potencia. La tensión en la salida pasa a estar determinada

ahora por la etapa conmutada. En el flanco de bajada del pulso pasa lo mismo. La etapa conmutada no puede cambiar su tensión de salida bruscamente a V_{ol} , por lo que la etapa lineal pasa a fijar la tensión en la carga a $V_{ol} + V_\gamma$. Ahora la diferencia de tensión es $-V_\gamma$ y por tanto su corriente decrece. En cuanto esta corriente llega a $(V_{ol} + V_\gamma)/R$ el diodo se desconecta y la etapa conmutada es la que fija la tensión hasta V_{ol} de acuerdo con su dinámica. Este funcionamiento en el que la etapa lineal sólo aporta o absorbe potencia en las transiciones rápidas que la etapa conmutada no puede reproducir es la que permite un buen rendimiento de la combinación de etapas conmutadas y lineales en paralelo. Cuanto más rápida sea la dinámica de la etapa conmutada menos potencia procesa la etapa lineal y por tanto mejor es el rendimiento del modulador de envolvente.

IV. TRANSMISOR POLAR

Las etapas previamente descritas fueron integradas siguiendo un esquema polar de transmisión. Este incluye dos generadores vectoriales de señal, uno encargado de generar la señal de RF modulada en fase y el otro la referencia de la envolvente. Ambos se encuentran sincronizados para lograr el alineamiento temporal de las ramas de fase y envolvente, una de las principales causas de distorsión en este tipo de transmisor [10]. Para comprobar la calidad de la señal recibida se recurre a su traslación en frecuencia y digitalización gracias a un analizador vectorial de señal.

A. Resultados de caracterización en modo EER

Usando el esquema previamente descrito, en que toda la información contenida en la amplitud es introducida vía la tensión de polarización de drenador, por el modulador de envolvente, se han probado señales de test correspondientes a los estándares EDGE (*Enhanced Data-rate for GSM Evolution*) y TETRA (*TErrestrial TRunked RADio*), cuyos resultados pueden verse en la Fig. 5 y la Fig. 6. La potencia de salida del transmisor polar con la señal EDGE es de 9.5 W y su PAE promedio del 66.7%. En el caso de usar TETRA, la potencia de salida es de 9.4 W y el valor medio de la PAE del 66.5%. Con la EDGE, el rendimiento del modulador de envolvente fue estimado en un 74.7 %, siendo la eficiencia de drenador del RF PA del 91.7%. Manipulando la TETRA, el rendimiento del RF PA es del 91% mientras el del modulador de envolvente del 75.2%. Estos valores elevados se obtienen gracias a que la etapa lineal procesa poca potencia, un 24.3% de la potencia demandada por el RF PA en el caso de la EDGE, y un 18.6% usando TETRA.

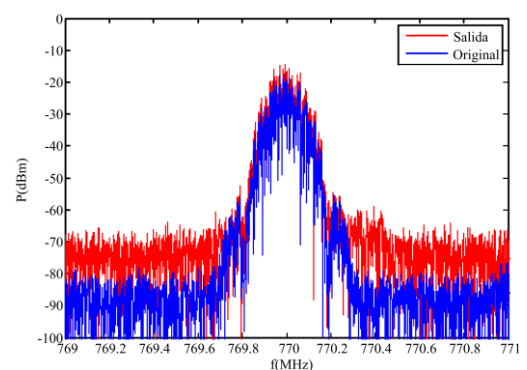


Fig.5. Resultados de caracterización espectral con la señal EDGE.

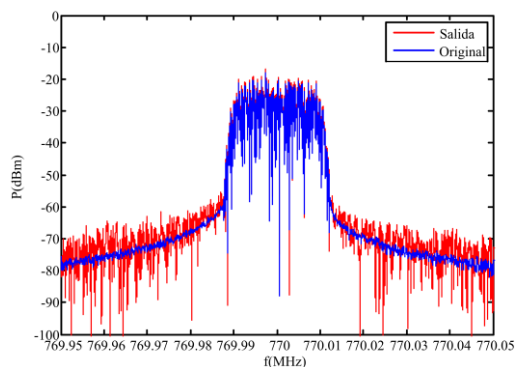


Fig. 6. Resultados espectrales de la prueba con TETRA.

B. Resultados de caracterización en modo híbrido

Con el objeto de probar modulaciones más exigentes, en concreto una WCDMA con un $PAPR = 8.4$ dB, se ha implementado un transmisor en modo híbrido. Este tiene la misma estructura física que el polar y funciona como tal para la reproducción del rango superior de la envolvente, funcionando sin embargo como un transmisor IQ convencional para sus valores más cercanos a cero. El modulador de envolvente sigue una señal que reproduce la envolvente de la señal de RF a potencias altas y se queda constante a potencias bajas. De este modo se minimizan los problemas de fuga asociados a los cruces por cero típicos de la modulación empleada en WCDMA.

Se decidió que por debajo del 50% de la tensión pico la modulación de amplitud fuese introducida por modulación de la excitación de RF en puerta, mientras que por encima de ese valor se operase en modo EER puro. El resultado de la caracterización puede apreciarse en la Fig. 7. Se ha medido una ACPR de 50 dBc, siguiendo el proceso de medida recomendado para este estándar. En este caso, la potencia de salida del transmisor es de 2.33 W, con una PAE promedio del 32.4%. La eficiencia de drenador del RF PA bajo estas condiciones se estimó en el 72.8% y el del modulador de envolvente en un 49.9%. El porcentaje de potencia que procesa la etapa lineal es del 51.8% de la potencia de la envolvente. La pérdida de rendimiento respecto a las pruebas previas se explica tanto porque el rendimiento del modulador de envolvente baja al tener la etapa lineal que procesar mucha más potencia, como porque el rendimiento promedio del RF PA se ve reducido al tener que manipular una señal de excitación con variaciones de amplitud, lo que le lleva a operar por debajo del nivel de saturación en determinados intervalos de tiempo (condición de back-off).

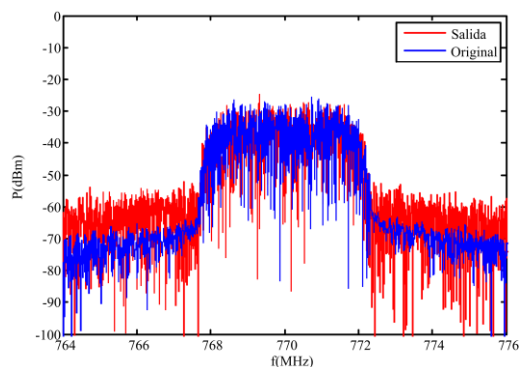


Fig. 7. Espectros capturados para una WCDMA.

V. CONCLUSIONES

La técnica de transmisión polar, pura o en modo híbrido, se ha revelado como eficaz para poder transmitir señales correspondientes a estándares eficientes espectralmente, con un rendimiento energético muy superior al del transmisor IQ convencional basado en un amplificador de RF modo fuente de corriente controlada. En este artículo se ha presentado un transmisor polar en el que se implementa un amplificador de envolvente basado en la combinación en paralelo de una etapa conmutada y una lineal, lo que permite establecer un compromiso entre ancho de banda y rendimiento de cara a la modulación de alto nivel de un amplificador clase E en UHF diseñado sobre un dispositivo GaN HEMT.

AGRADECIMIENTOS

P. Fernández Miaja y J. Sebastián agradecen al Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) por los proyectos Consolider RUE CSD2009-00046, MICINN10-DPI2010-21110-C02-01 y Fondos FEDER, así como a la beca FPI BES-2008-002390. R. Marante y J. A. García agradecen también al MINECO por el proyecto TEC2011-29126-C03-01, cofinanciado con fondos FEDER, y el Consolider CSD2008-00068, así como a la beca MAEC-AECID con ref. 0000524566.

Referencias

- [1] W. Narisi, P. Xinli, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic and Z. Popovic, "Linearity of X-band Class-E Power Amplifiers in EER Operation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 1096-1102, March 2005.
- [2] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, July 1952.
- [3] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [4] T. B. Mader and Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Let.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sept. 1995.
- [5] F. Wang, D.F. Kimball, J.D. Popp, A.H. Yang, D.Y. Lie, P.M. Asbeck, L.E. Larson, "An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.54, No.12, pp.4086-4099, Dec. 2006.
- [6] M.Vasic, O.Garcia, J.A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J.A. Cobos, "Multilevel Power Supply for High-Efficiency RF Amplifiers," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.25, No.4, pp.1078-1089, April 2010.
- [7] M. Rodriguez, P. Fernandez-Miaja, A. Rodriguez, J. Sebastian, "A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.25, No.2, pp.369-381, Feb. 2010.
- [8] P.F. Miaja, M. Rodriguez, A. Rodriguez, J. Sebastian,, "A Linear Assisted DC/DC Converter for Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration Applications," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.27, No.7, pp.3302-3309, July 2012.
- [9] M. Patiño-Gómez, D.Tena-Ramos, F.J. Ortega-González, José Manuel Pardo-Martín, Cesar Benavente-Peces "Amplificador de Envolvente de Señales de RF basado en el Convertidor Buck Multifase" *SAAEI 2011*.
- [10] J. C. Pedro, J. A. García and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, part 2, pp. 2757-2765, Dec. 2007.