

ARQUITECTURAS DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE ALTA EFICIENCIA

José A. García⁽¹⁾, Jesús de Mingo⁽²⁾, Gabriel Montoro⁽³⁾, Lorena Cabria⁽¹⁾, Reinel Marante⁽¹⁾, Paloma García⁽²⁾, César Sánchez⁽²⁾, Eduard Bertran⁽³⁾, Pere Lluís Gilibert⁽³⁾

joseangel.garcia@unican.es, mingo@unizar.es, montoro@tsc.upc.edu, lorena.cabria@unican.es,
reinel.marante@unican.es, paloma@unizar.es, cesarsp@unizar.es, bertran@tsc.upc.edu, plgilibert@tsc.upc.edu

⁽¹⁾ Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Plaza de la Ciencia, 39005, Santander.

⁽²⁾ Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A). Dpto. de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza. C/ María de Luna 1, 50018 Zaragoza.

⁽³⁾ Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña, Avda. Canal Olímpic 15, 08860, Castelldefels, Barcelona.

Abstract- In this paper, different architectures for improving power efficiency in modern wireless transmitters are evaluated, with their advantages and limitations. Dynamic load modulation and digital predistortion techniques are employed for improving the characteristics of classical IQ transmitters under wideband communication formats, while envelope tracking implementation details are considered for further improving average efficiency in those architectures according to current available technology. Finally, advances in the RF path design of the emerging polar transmitter topology are also presented.

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de los sistemas inalámbricos en las últimas décadas se puede caracterizar por la evolución desde la transmisión fundamentada en la voz de los años 70 a la transmisión de datos de hoy en día, evolución soportada por la introducción de formatos de modulación digital robustos y espectralmente muy eficientes, multinivel o multiportadora.

Desde el punto de vista de la señal pasabanda a transmitir, la optimización del uso del espectro para la manipulación de altas tasas binarias sólo se puede conseguir variando simultáneamente las componentes de amplitud y fase de la portadora, lo que resulta en una envolvente compleja altamente variable en el tiempo, con un valor de la relación potencia pico a potencia promedio, PAPR, incluso superior a 10 dB.

Para maximizar la autonomía de los terminales de usuario y reducir los gastos relacionados al elevado consumo de potencia de las estaciones base, consecuentemente acotando la significativa huella en términos de emisión de CO₂ asociada a la operación de tales sistemas, se requiere de la incorporación de técnicas de transmisión que permitan elevar su eficiencia energética. Se plantea así pasar de valores inferiores a un 10%, o incluso a un 5%, en estaciones bases basadas en la arquitectura I/Q o Cartesiana, a valores superiores a un 50%, por encima de los cuales se pueda incluso desconectar los sistemas de ventilación.

En este artículo se presentan una serie de actuaciones orientadas en este sentido, que combinan trabajos a nivel de dispositivo, circuito y sistema, y que agrupan los esfuerzos de los grupos de la Universidad de Zaragoza, la Universidad Politécnica de Cataluña y la Universidad de Cantabria dentro del proyecto coordinado TEC2008-06684-C03 del Plan Nacional de I+D+i.

II. TÉCNICAS DE PREDISTORSIÓN Y SÍNTESIS DE IMPEDANCIA

A. Modulación Dinámica de Carga con Redes de Adaptación Reconfigurables

Las redes de adaptación reconfigurables (RMN) están llamadas a jugar un papel muy importante no sólo en el desarrollo de nuevos “frontends” de RF y de soluciones basadas en “Software Defined Radio” (SDR), sino también en la mejora de la eficiencia en amplificadores de potencia. En esta línea estaría enmarcada la técnica de modulación de carga dinámica (DLM) [1-2]. Soportada por la teoría de Cripps [3], se puede demostrar que es posible alcanzar la máxima eficiencia de un PA para todos los niveles de potencia de entrada, si la impedancia de carga presentada al transistor se ajusta de manera dinámica según dicho nivel.

B. Diseño y Resultados

Una buena parte de los trabajos publicados se fundamenta en el uso de redes a varactor controladas de forma analógica [2], con restricciones importantes en los rangos de operación en tensión. Por ello, se decidió diseñar una estructura con conmutación de capacidades basada en la introducción de dispositivos MEMS.

El amplificador de potencia utilizado en las simulaciones está basado en un transistor LDMOS de Polyfet, a 660 MHz. Para evaluar la técnica DLM, se ha utilizado una señal TEDS (Tetra Release 2) de 150 kHz y 9 dB de PAPR. Se realizaron simulaciones de potencia constante, hasta los 36-37 dBm de potencia media de salida para la modulación considerada, que se corresponden de manera aproximada a la potencia de saturación del PA sin la RMN menos la PAPR de la señal de prueba. La eficiencia (PAE) se ha calculado promediando con la función densidad de probabilidad de la señal transmitida para obtener la eficiencia promedio. Como métrica de interés se ha evaluado también la interferencia en canal adyacente (ACPR) para estudiar la distorsión no lineal que genera esta técnica. Finalmente, se ha considerado la aplicación de técnicas de predistorsión digital como método para reducir la ACPR en ambas situaciones (con y sin DLM).

En las Fig. 1 y 2 se observa cómo utilizando DLM se mejora la eficiencia para potencias de salida inferiores a 34 dBm. Asimismo, aplicando técnicas de DPD, se puede reducir la distorsión no lineal generada.

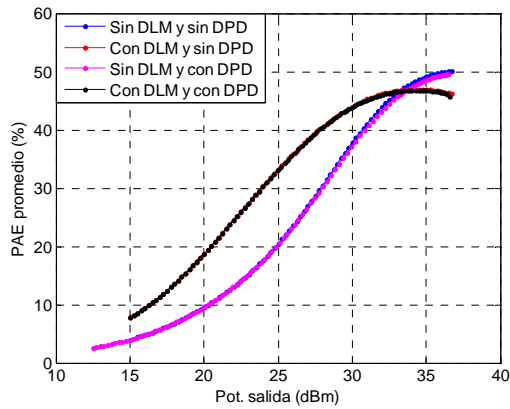


Fig. 1. Eficiencia (PAE) promedio para la solución DLM y la solución PA operado normalmente, con y sin DPD.

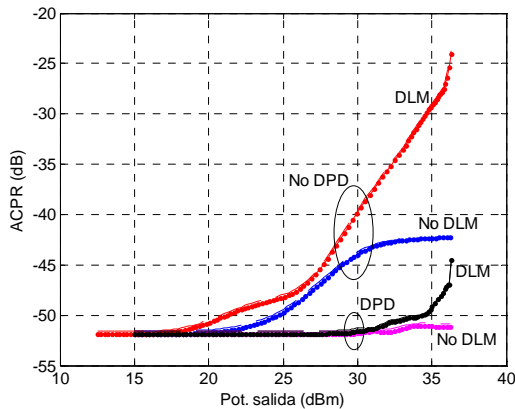


Fig. 2. ACPR para la solución DLM y la solución PA operado normalmente, con y sin DPD.

C. Calibración y Predistorción

De forma simultánea, se han estudiado nuevos métodos de entrenamiento para sistemas de predistorción aplicados a señales de banda ancha, y basados en señales de calibración específicas [4]. Se han determinado los tipos de señales de calibración más apropiados para llevar a cabo la fase de entrenamiento de un predistorcionador, y después de una comparativa entre ellas, considerando especialmente aquella que implique menores tiempos de convergencia, se ha tomado como señal de calibración óptima para este tipo de sistemas una señal “Chirp” con una variación lineal de amplitud. Para obtener la respuesta del amplificador de potencia a la señal de calibración resultante del estudio previo se realizó el montaje mostrado en la Fig. 3.

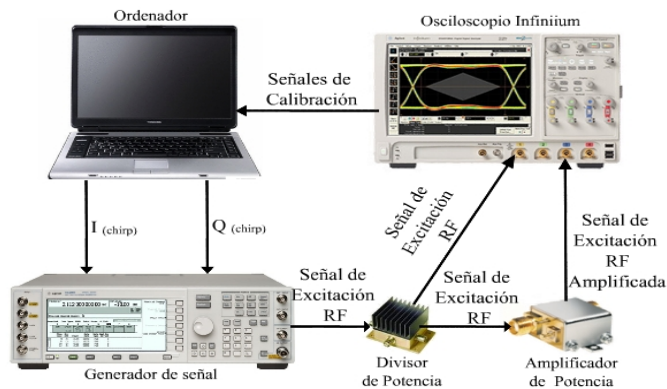


Fig. 3. Montaje experimental

A través de este sistema, es posible extraer los parámetros del modelo del amplificador, a usar como punto de partida para el cálculo del predistorcionador. En la Fig. 4 se representa el espectro de una señal OFDM a la salida del amplificador de potencia, sin aplicar ningún tipo de sistema de linealización (a), aplicando el predistorcionador calculado con la señal de calibración chirp propuesta (b), y aplicando el predistorcionador calculado cuando se calibra con un señal OFDM similar a la que luego se transmite (c). Se observa que la mejora de la linealidad en ambos casos es similar, pero se consigue con la señal propuesta reducir el tiempo de convergencia del proceso de calibración en una octava parte.

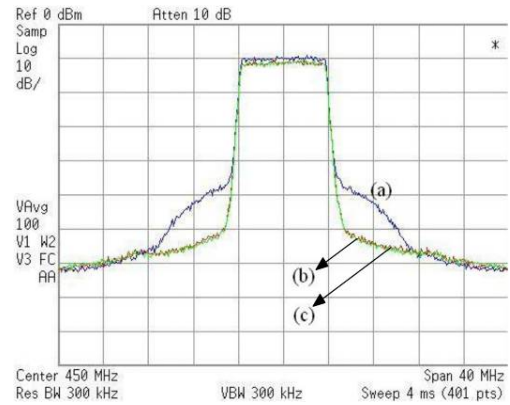


Fig. 4. Espectro de la señal de la salida del amplificador de potencia para una señal de entrada OFDM (a) sin linealizar (b) con predistorcionador calculado con señal de calibración chirp (c) con predistorcionador calculado con señal de calibración OFDM.

III. TÉCNICAS DE MEJORA DE LA EFICIENCIA BASADAS EN AMPLIFICACIÓN LINEAL CON ALIMENTACIÓN VARIABLE DEPENDIENTE DE LA ENVOLVENTE: ENVELOPE TRACKING

A. Introducción

Las técnicas de seguimiento de envolvente se basan en variar la tensión de drenador (y en algunos casos de puerta) del transistor del amplificador de potencia, de modo que esta polarización variable se ajuste al nivel de la envolvente de la señal a amplificar [5].

B. Una solución al problema del PAPR: clipping

Una solución para reducir el PAPR, y por tanto incrementar la eficiencia en la amplificación, son las técnicas de *clipping*, que pretenden recortar/reducir el pico de tales señales cuidando de no deteriorar en exceso la linealidad de la señal. Un estudio de prestaciones y viabilidad de la aplicación de diversas técnicas de *clipping* puede encontrarse en [6].

C. Predistorción y compensación de anomalías en amplificadores con polarización variable

La modificación de los puntos de trabajos de los transistores que conlleva la técnica del *Envelope Tracking* provoca ciertos efectos indeseados, siendo el más destacable la modificación de la ganancia del amplificador. Todo este conjunto de anomalías requiere el empleo de predistorción digital adaptativa y de otros tipos de compensaciones a hacer en banda base. Además, en amplificadores de señales con gran ancho de banda, la posible presencia de efectos no lineales dinámicos determina la necesidad de implementar predistorcionadores más complejos.

En definitiva, la compensación de todas estas anomalías en tiempo real requiere el empleo de procesadores del tipo FPGA en los que se han de acabar implementando una serie de algoritmos adaptativos de una cierta complejidad. En la Fig. 5 se muestra un ejemplo de implementación, acompañada por resultados de su aplicación en la Fig. 6.

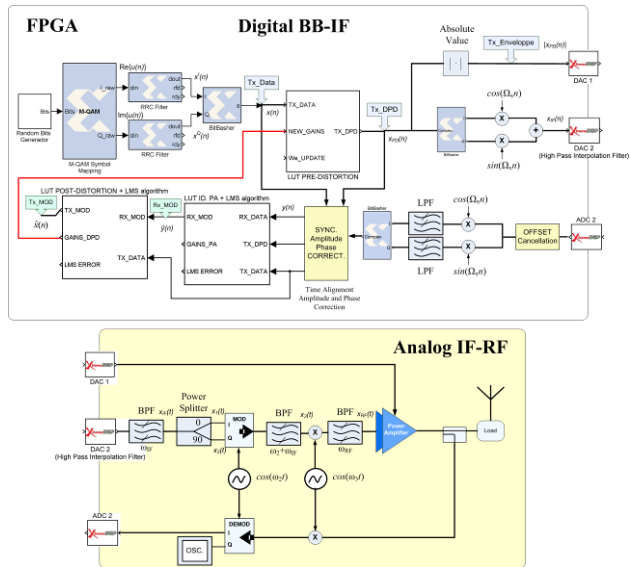


Fig. 5. Esquema de los subsistemas que conforman la implementación en FPGA de una plataforma digital de predistorsión y compensación de anomalías para aplicaciones de *Envelope Tracking*.

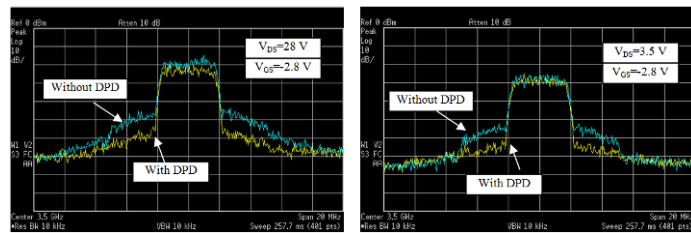


Fig. 6. Espectros, predistorsionado y no predistorsionado, de la salida de un amplificador clase A con distinto punto de trabajo.

D. El amplificador de envoltura. Velocidad y eficiencia.

El amplificador de envoltura, EA, que desde el punto de vista del transistor de potencia hace de fuente de alimentación variable, debe ser eficiente y capaz de responder a los requerimientos de velocidad y amplitud de la señal a amplificar. Es decir, debe tener un adecuado *slew-rate*. Una de las estructuras de amplificación de envoltura reconocidas como más adecuadas para este propósito es el denominado *split-band amplifier*, que en esencia es la unión de un amplificador conmutado (que se encarga de las bajas frecuencias) y uno lineal (que se encarga de las altas) [5].

E. Reducción de los requerimientos de velocidad en EAs usando técnicas de procesado digital

Una forma de relajar las especificaciones de *slew-rate* del amplificador de envoltura, mencionadas anteriormente, consiste en no hacer el seguimiento de la envoltura de la señal de comunicaciones, sino en hacer el *tracking* de una envoltura lenta que acote a la envoltura real. Se ha desarrollado en este sentido un algoritmo, que permite obtener e implementar en tiempo real en FPGA tal tipo de envoltura lenta, y en la Fig. 7 se puede apreciar un ejemplo ilustrativo de los resultados obtenidos.

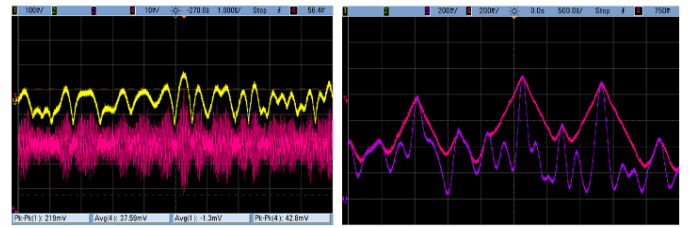


Fig. 7. Envoltura de una señal RF (izquierda), y a la derecha se muestra dicha envoltura junto a su envoltura limitada en *slew-rate*.

IV. TRANSMISORES POLARES: PARADIGMA EN LINEALIDAD Y EFICIENCIA

Los transmisores polares, basados en la técnica EER [7], han emergido como una de las arquitecturas más prometedoras en la maximización simultánea de la eficiencia espectral y de potencia. En la Fig. 8 se muestra el esquema de una plataforma especialmente concebida para la caracterización de sus prestaciones, que permite evaluar el impacto de las no idealidades presentes en un transmisor de este tipo [8].

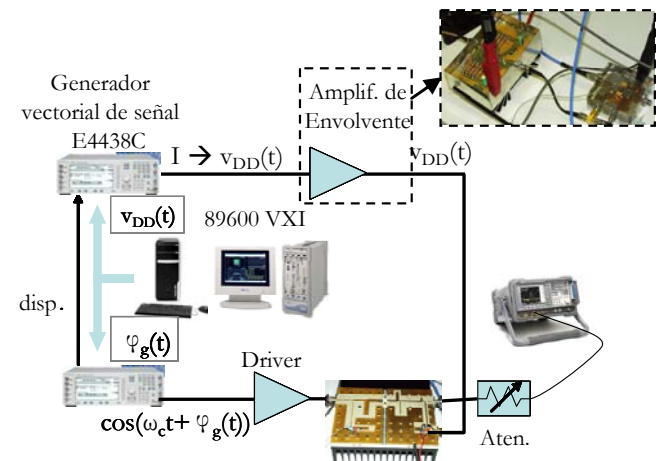


Fig. 8. Plataforma de evaluación de Tx. polares.

La eficiencia del transmisor polar viene determinada por el producto de las eficiencias del AP de RF y del EA, común a la técnica de envelope tracking. Por este motivo, para la cadena de RF se emplean amplificadores en modo conmutado (clases D^{-1} , E/E^{-1} ó F/F^{-1}). De cara a valorar sus prestaciones, así como sus potencialidades para ser usados como etapa de modulación de alto nivel, se han diseñado amplificadores de RF de distintas clases, en diversos rangos frecuenciales, y con diferentes redes de adaptación multiarmónica, todos ellos sobre transistores comerciales GaN HEMT.

En la Fig. 9 aparece la fotografía de dos amplificadores clase E, con redes de entrada y salida implementadas sobre líneas de transmisión ó empleado dispositivos discretos de alta Q. En la tabla 1 aparecen resumidas las principales características de algunos de los amplificadores diseñados, al ser excitados con señales de onda continua y trabajando en un punto de polarización fijo. Los mejores resultados en estas bandas de frecuencia se han conseguido con amplificadores clase E, gracias al reajuste de la impedancia en drenador sobre el valor óptimo obtenido de simulación con los modelos no lineales proporcionados por el fabricante.

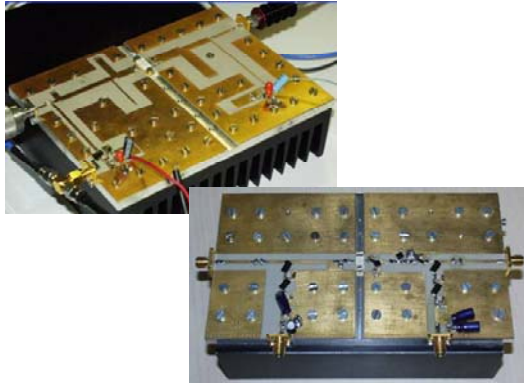


Fig. 9. Amplificadores clase E sobre GaN HEMT: siguiendo una topología de líneas de Tx (superior), y con dispositivos discretos (inferior).

	Pot. salida	Ganancia	PAE
Clase E a 900 MHz (CGH35015F)	15 W	16 dB	71 %
Clase D ⁻¹ a 900 MHz (CGH35015F)	22.5 W	12.5 dB	64 %
Clase E a 795 MHz (CGH35060F) *Fig. 12 superior	60 W	23 dB	71 %
Clase E a 795 MHz (CGH35030F) *Fig. 12 inferior	30 W	16.8 dB	81.8 %

Tabla 1. Principales características de algunos de los amplificadores en modo conmutado diseñados.

Con el fin de comprobar el comportamiento de estos amplificadores bajo condiciones reales de modulación, se emplearon señales de comunicación con distintas características, tanto estadísticas como de ancho de banda. La función de transferencia no lineal del AP en conmutación, definida por los perfiles V_{dd-AM} y V_{dd-PM} , lleva en la mayoría de los casos a no cumplir las especificaciones de los estándares en linealidad. Es necesario entonces recurrir a funciones de predistorsión digital (PD), razón por la que se ha propuesto una técnica selectiva [9], combinando una modulación por V_{DD} con una señal de excitación de envolvente no siempre constante.

En la Fig. 10 aparece el espectro de salida medido para una señal EDGE, con y sin corrección, sobre el primer amplificador en la tabla 1. La aplicación de la predistorsión apenas redujo el valor promedio de la PAE medida para el amplificador, superior a un 68% para una potencia media de salida de 7.85 W.

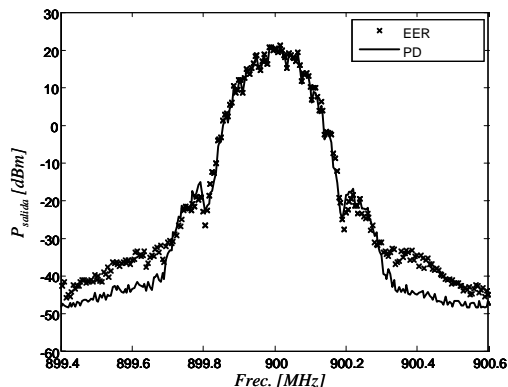


Fig. 10. Espectro de salida obtenido en la plataforma de evaluación para una señal EDGE, según el esquema polar puro y con la PD.

En la plataforma de evaluación implementada, y dados los exigentes requisitos en prestaciones para el amplificador de envolvente, se ha empleado un amplificador lineal pero ineficiente. Esto permite la evaluación del comportamiento de los amplificadores de RF diseñados, pero limita la consecución de un esquema transmisor con las prestaciones deseadas. Por ese motivo, y en paralelo con los trabajos sobre un amplificador lineal asistido por conmutación (ver sección III.D), se viene prestando atención a soluciones alternativas de conversión DC/DC de tipo resonante.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado un conjunto de actuaciones siguiendo diversas arquitecturas transmisoras, orientadas a la maximización de la eficiencia en el uso de la potencia en los sistemas inalámbricos modernos. Junto a los avances conseguidos en cada una de ellas, se han destacado los principales elementos que frenan su implementación o limitan sus prestaciones según la tecnología disponible hasta el momento.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo conjunto ha sido financiado fundamentalmente a través del Proyecto Coordinado TEC2008-06684-C03 (subproyectos 01, 02 y 03) del Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) y FEDER. Además, el grupo de la U. Cantabria agradece la contribución del MICINN a través del Proyecto Consolider CSD2008-00068, y el grupo de la U. Zaragoza agradece el apoyo del Gobierno de Aragón para el Parque Tecnológico WALQA y al Proyecto Europeo EUWB.

REFERENCIAS

- [1] J.-S. Fu and A. Mortazawi, "Improving power amplifier efficiency and linearity using a dynamically controlled tunable matching network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 3239–3244, Dec. 2008.
- [2] H. M. Nemat, C. Fager, U. Gustavsson, R. Jos, and H. Zirath, "Design of varactor-based tunable matching networks for dynamic load modulation of high power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1110–1118, May 2009.
- [3] S. C.ripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House Inc., 1999.
- [4] C. Sánchez, J. de Mingo, P. García, P. L. Carro, A. Valdovinos, "Memory Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers" *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring 2008*, pp. 1954–1958, May 2008.
- [5] D. F. Kimball, J. Jeong, et al., "High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 11, pp. 3848–3856, Nov. 2006.
- [6] P. L. Gilbert, M. Gadringer, G. Montoro, M. L. Mayer, D. Silveira, E. Bertran and G. Magerl, "An Efficient Combination of Digital Predistortion and OFDM Clipping for Power Amplifiers," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, pp. 683–691, July 2009.
- [7] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, Jul. 1952.
- [8] J. C. Pedro, J. A. García and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, Part 2, pp. 2757–2765, Dec. 2007.
- [9] L. Cabria, P. M. Cabral, J. A. García, J. C. Pedro, "Predistorsión Digital Selectiva en Transmisores Polares," *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI 2009*, Santander, Sept. 2009.