

# Implementación de un Transmisor LINC en un Procesador FPGA

Pedro Vizarrreta, Pere L. Gilabert, Gabriel Montoro y Jordi Berenguer

[pvizarrreta, plgilabert, montoro, berenguer]@tsc.upc.edu

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), c/ Esteve Terradas, 7, 08860 Castelldefels, España

**This paper shows the implementation issues of a Linear Amplification with Nonlinear Components (LINC) transmitter on a field programmable gate array (FPGA). Details of the real-time modulation and signals synthesis with the available FPGA blocks are addressed. The sensitivity to gain and phase unbalances between Power Amplifiers (PA) was evaluated on the built LINC transmitter architecture, based on the analysis of the Error Vector Magnitude (EVM) and Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) for both, upper (ACPR U) and lower (ACPR L) adjacent channels. Experimental results suggest a higher sensitivity of the LINC transmitter for phase unbalances in both paths of the LINC architecture rather than for gain unbalances.**

## I. INTRODUCCIÓN

La tendencia actual de las llamadas comunicaciones verdes (*Green Communications*) está orientada a la optimización, tanto a nivel de calidad de señal, como en términos de eficiencia energética, siendo ésta última, un parámetro de diseño de crucial importancia. Por otra parte, atendiendo las necesidades de eficiencia espectral y calidad de señal, algunos de los estándares de comunicación actuales, como por ejemplo LTE-Advanced y IEEE 802.16m (WiMAX), contemplan modulaciones multiportadora (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* -OFDM-) que resultan muy eficientes a nivel espectral. Sin embargo, este tipo de modulación presenta elevados niveles de relación potencia de pico a potencia media (*Peak to Average Power Ratio* - PAPR) y resultan muy sensibles a la distorsión causada por los efectos no lineales de los Amplificadores de Potencia (APs), creándose así una relación directa entre calidad de la señal y linealidad dentro de este marco de referencia.

Dado que los APs son responsables de la mayor parte del consumo en los transmisores de RF, estos dispositivos cobran especial relevancia por el compromiso entre linealidad y eficiencia energética que les afecta especialmente en la amplificación de las señales multiportadora. Para garantizar una amplificación lineal de estas señales, es necesario operar los APs lineales (clase A, B, AB) con elevados niveles de *back-off*, lo que conlleva a una degradación significativa de su ya pobre eficiencia; por otro lado, los APs conmutados (clase D, E, F) presentan una alta eficiencia energética (hasta un 100% teórico), pero sus curvas características son altamente no-lineales.

Para solucionar este compromiso linealidad-eficiencia de potencia se han propuesto diversas técnicas de linealización de los APs. Entre éstas, vale la pena destacar las basadas en una arquitectura de transmisor polar [1]-[4] y la arquitectura

LINC (*Linear Amplification with Nonlinear Components*) [5]-[10]. Ambas soluciones utilizan APs conmutados altamente eficientes, encargados de amplificar señales de RF de envolventes constantes, donde la información de amplitud se introduce a la señal amplificada de forma diferente en función de si es una arquitectura Polar o LINC.

La arquitectura amplificadora LINC presenta algunas susceptibilidades que pueden llegar a degradar significativamente la calidad de la señal amplificada, como por ejemplo: la separación de la señal de entrada en señales de envolvente constante [6], los desbalances de ganancia y fase entre los APs de ambas ramas [7] o la recombinación de las señales de envolvente constante [8]. Por otro lado, desde el punto de vista energético, una de las mayores causas de degradación de la eficiencia de esta arquitectura se produce en el combinador de potencia [9]. Por ello, en la actualidad se combina la arquitectura LINC con técnicas de alimentación variable para minimizar la potencia DC consumida, así como el aprovechamiento de la potencia disipada en el combinador para convertirla nuevamente en potencia de RF [10].

En este artículo se presenta la implementación de un transmisor LINC en un procesador digital FPGA, concretamente un Virtex IV de Xilinx. Dicha implementación constituye un subsistema linealizador que posteriormente será insertado en un sistema más completo que incorpore la estructura polar descrita en [4]. Así pues, el sistema resultante consistirá en un sistema versátil de procesado en banda base para la generación de señales LINC o polares y compensación de dichas señales mediante predistorsión digital. Dicho sistema modular será reconfigurable para poder adaptarse a las necesidades de la aplicación final, es decir, en función de la frecuencia de trabajo o el ancho de banda de la señal, puede ser una arquitectura más apta que la otra (p.e. combinadores eficientes a ciertas frecuencias, amplificadores de envolvente limitados por el ancho de banda, etc.).

Así pues, en este artículo se describen detalladamente los bloques constituyentes del sistema LINC implementado en tiempo real en un dispositivo procesador FPGA, incluyendo propuestas de soluciones las restricciones derivadas de su implementación. Además, se incluye un análisis de la sensibilidad de la arquitectura LINC frente desbalances de fase y ganancia entre las dos ramas de amplificación. La degradación sufrida debido a los desbalances se observa tanto en banda, mediante la medida del *Error Vector Magnitud* (EVM), como fuera de banda mediante la medida del ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*).

## II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LA TÉCNICA LINC

La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques simplificado de un transmisor LINC. Una señal modulada  $s_{in}(t)$  con información en amplitud  $A(t)$  y fase  $\varphi(t)$ , es introducida en el sistema de amplificación. En una primera etapa, un separador de componentes divide la señal de entrada en dos señales,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , ambas de envolvente constante y fase variables, tal como se escribe a continuación:

$$s_1(t) = A_{max} \cos(\omega t + \varphi(t) + \alpha(t)) \quad (1)$$

$$s_2(t) = A_{max} \cos(\omega t + \varphi(t) - \alpha(t)) \quad (2)$$

Donde:

$$\alpha(t) = \cos^{-1} \left( \frac{A(t)}{A_{max}} \right) \quad (3)$$

$$A_{max} = \max\{A(t)\} \quad (4)$$

Dado que la información de estas dos señales está contenida en sus fases, la amplificación de ambas puede realizarse haciendo uso de APs no lineales (incluso del tipo conmutados) altamente eficientes, sin importar si éstos presentan curvas características poco lineales. Finalmente las versiones amplificadas (con ganancia  $G$ ) de  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  son combinadas para obtener la señal de salida que resulta ser una amplificación lineal de la señal de entrada:

$$s_{out}(t) = G \cdot s_1(t) + G \cdot s_2(t) = 2 \cdot G \cdot s(t) \quad (5)$$

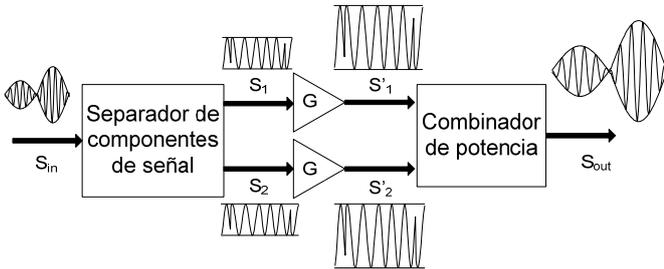


Fig. 1. Esquema de bloques del transmisor LINC.

## III. PROCEDIMIENTOS Y DESCRIPCIÓN DE LO REALIZADO

La Fig. 2 muestra el diagrama de bloques de la implementación del transmisor LINC, donde los bloques de color azul, representan bloques directamente tomados de la librería del entorno de programación *System Generator* de Xilinx Inc. Partiendo de las componentes en fase y cuadratura de una señal modulada se realizan los siguientes cálculos (tal y como se indica en la Fig. 2.A): la generación de  $A[n]$  y  $\varphi[n]$  (magnitud y fase de la señal I-Q en banda base) realizada a partir del bloque "CORDIC ATAN", y la modulación de la señal a una frecuencia intermedia ( $\Omega$ ), en sus versiones seno y coseno:

$$A[n] \cos(\Omega n + \varphi[n]) \quad (6)$$

$$A[n] \sin(\Omega n + \varphi[n]) \quad (7)$$

Así pues, en la generación del módulo y la fase de la señal cartesiana se utiliza un algoritmo CORDIC (*COordinate Rotation Digital Computer*), también conocido como algoritmo de Volder, que representa un algoritmo consistente, simple y eficiente para el cálculo de funciones hiperbólicas y trigonométricas. En cuanto a la generación de las ecuaciones (6) y (7), su síntesis se basa en la conocida identidad trigonométrica para la suma de ángulos en las funciones coseno y seno respectivamente.

Dada la carencia de un módulo CORDIC para la generación de la función trigonométrica  $\cos^{-1}(x)$  en la librería de la *System Generator*, el cálculo de  $\alpha[n]$  (ver (3)) se puede implementar mediante el uso de la relación entre las identidades arco-coseno y arco-tangente:

$$\cos^{-1}(x) = \text{tg}^{-1} \left( \sqrt{\frac{1-x^2}{x}} \right) \quad (8)$$

La Fig. 2.B) muestra el diagrama de bloques necesario para obtener  $\alpha[n]$ , mediante la implementación de (8) y considerando  $x = \frac{A[n]}{A_{max}}$ , es decir:

$$\alpha[n] = \text{tg}^{-1} \left( \sqrt{\frac{A_{max}^2 - A[n]^2}{A[n]}} \right) \quad (9)$$

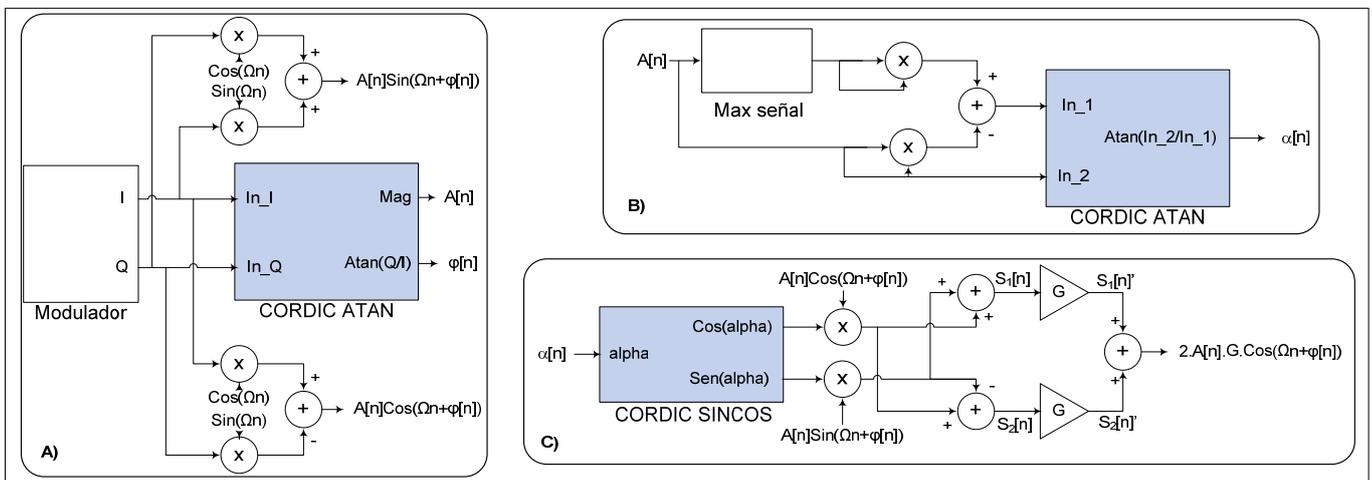


Fig. 2. Diagrama de bloques del transmisor LINC implementado en un procesador FPGA (Xilinx Virtex XC4VSX35).

Finalmente, la Fig. 2.C) muestra el diagrama de bloques para la síntesis de las ecuaciones (1) y (2) en su versión digitalizada y modulada a frecuencia intermedia, así como la suma de ellas para la recuperación de la señal original. Para la generación de las señales de envolvente constante,  $s_1[n]$  y  $s_2[n]$ , es necesario aplicar la conocida relación trigonométrica para la suma de ángulos.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La implementación se ha realizado en un placa *Xtreme DSP Board* de Xilinx Inc, que incorpora: una FPGA Virtex XC4VSX35, dos conversores digital-analógico (DACs) y dos conversores analógico-digital (ADCs) de 14 bits, y frecuencia de reloj de 40 MHz. En la evaluación de la sensibilidad de la arquitectura LINC ante desbalances de fase y ganancia, se empleó una señal multiportadora OFDM, con un esquema de modulación 16QAM y un ancho de banda aproximado de 5 MHz.

Los efectos de estos desbalances en amplitud y fase entre las señales han sido evaluados mediante la introducción de retardos y alteraciones de amplitud en una de las señales amplificadas ( $s_1[n]'$  o  $s_2[n]'$  en Fig. 2.C)). La combinación de ambas señales de envolvente constante,  $s_1[n]' + s_2[n]'$ , se realiza en la misma FPGA y el resultado se envía al conversor digital-analógico para poder observar las distorsiones resultantes en la señal combinada.

En la Fig. 3 se muestran los resultados obtenidos al introducirse desbalances de fase entre las dos señales amplificadas de envolvente constante. Para observar la distorsión tanto dentro como fuera de banda (en los canales adyacentes), se evaluó la variación de EVM de la señal demodulada y el ACPR, en función de los desajustes de fase. Los desbalances de fase están representados en múltiplos enteros del periodo de muestreo  $T_s$ , correspondientes a la frecuencia de muestreo de 40 MHz. Se escogió una relación  $\Omega = \omega/f_s = \pi/2$ , de lo que se deduce que la modulación a frecuencia intermedia resultó ser de  $f_{IF} = 10$  MHz. La Fig. 3 muestra claramente la sensibilidad del amplificador LINC ante los desajustes de fase de los APs de las dos ramas. Las tres medidas aquí mostradas: EVM, ACPR-L (inferior) y ACPR-U (superior), evidencian una degeneración significativa de la señal amplificada aun cuando el retraso relativo entre las señales es simplemente de una unidad de  $T_s$ . Una idea cualitativa de la distorsión fuera de banda se puede apreciar al comparar los espectros de la señal amplificada por el sistema LINC, en ausencia de desfase entre los amplificadores (Fig. 4) y en el caso de un desfase correspondiente a una unidad de  $T_s$  (Fig. 5). En términos cuantitativos cabe señalar que el recrecimiento espectral alcanza valores alrededor de 25 dB de ACPR, con tan sólo un retardo de una unidad de  $T_s$ .

De manera similar se puede apreciar la sensibilidad al desbalance de fases en la distorsión dentro de banda, al comparar la constelación de la señal OFDM 16QAM demodulada cuando está alineada (ver Fig. 6) con una  $EVM = 2.72\%$ , y cuando está desalineada (ver Fig. 7) con una  $EVM = 31.95\%$ . Resulta de particular interés el comportamiento irregular del EVM en la Fig. 3. En contraposición al resultado esperado, se encontró que la magnitud del vector de error fluctúa sin definir una tendencia a aumentar, pese al incremento del desfase entre las señales amplificadas.

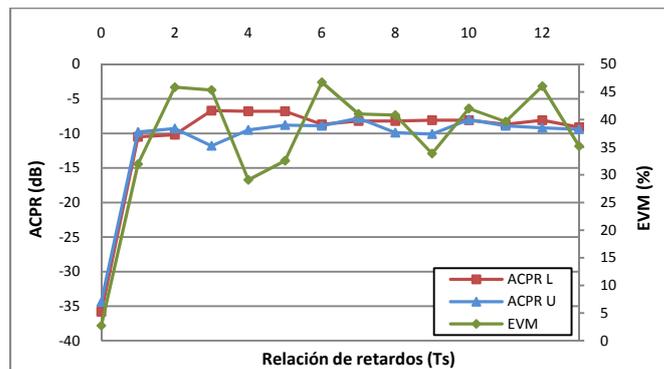


Fig. 3. ACPR y EVM en función del desbalance de fase medido en múltiplos del periodo de muestreo ( $T_s$ ).

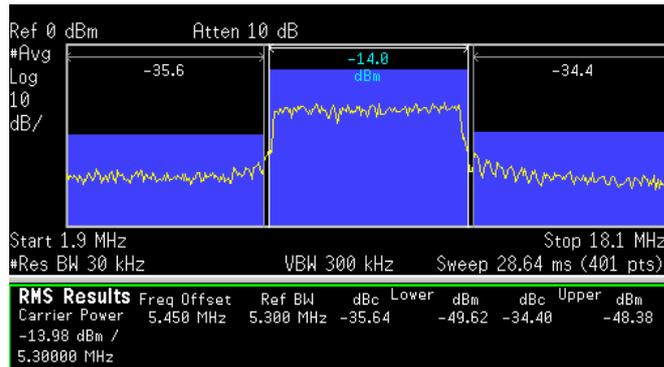


Fig. 4. Espectro de una señal OFDM 16QAM resultante de la combinación de ambas señales de envolvente constante alineadas.

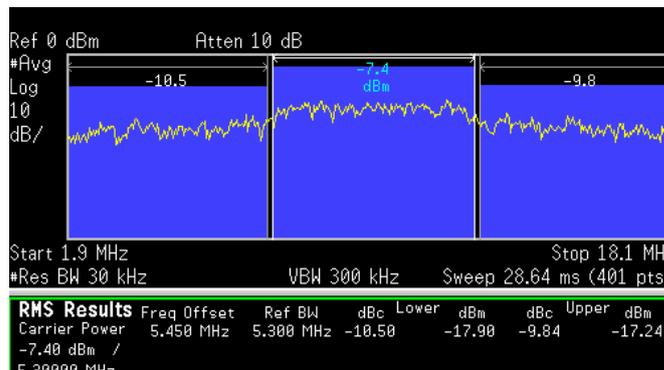


Fig. 5. Espectro de potencia de una señal OFDM 16QAM resultante de la combinación de ambas señales de envolvente constante desalineadas una unidad de  $T_s$ .

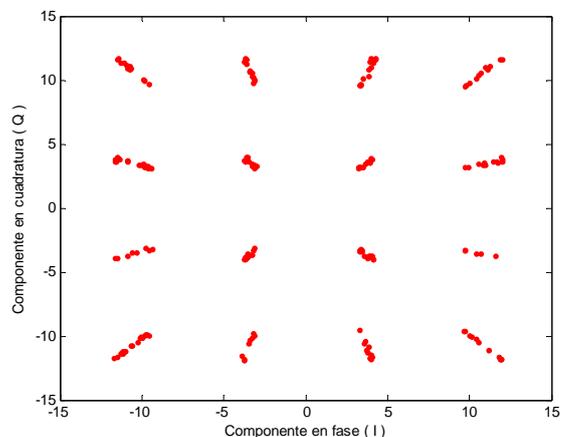


Fig. 6. Constelación de la señal OFDM 16QAM demodulada (considerando las señales de envolvente constante alineadas).

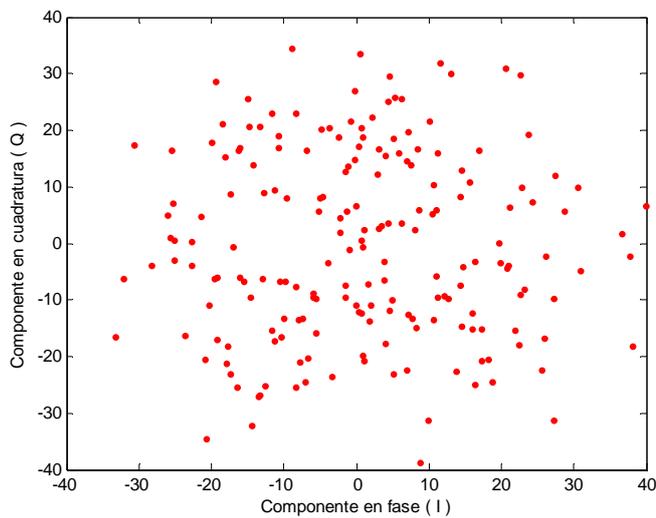


Fig. 7. Constelación de la señal OFDM 16QAM demodulada (considerando las señales de envolvente constante desalineadas una unidad de  $T_s$ ).

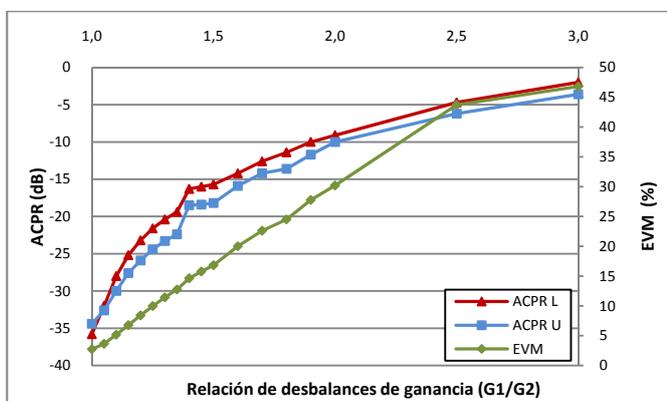


Fig. 8. ACPR y EVM en función del desbalance de ganancia.

Sin embargo, estas fluctuaciones son totalmente aleatorias y aún cuando, en ocasiones, se produzca una reducción en el EVM, tal reducción no es la suficiente como para considerar una posible recuperación de la señal original, dado que en el mejor de los casos se presenta una EVM del 30%.

La Fig. 8 muestra los resultados obtenidos para el caso de desajustes de ganancias de los APs. Se incluyen en este gráfico las variaciones de EVM, ACPR-U y ACPR-L en función de la relación de desbalances de ganancias de amplificación ( $G_1/G_2$ ) de los AP. Se puede apreciar una dependencia casi lineal, entre el incremento del EVM y los primeros valores correspondientes al incremento en el desajuste de la relación  $G_1/G_2$ . Tomando en consideración que ciertos estándares de comunicaciones (por ejemplo IEEE 802.16) limitan el EVM máximo en transmisión a un valor de 6 %, con tan sólo un desbalance de ganancias de  $G_1/G_2 = 1,13$  se incumpliría dicha norma.

Al observar el comportamiento de las curvas de ACPR-L y ACPR-U, tanto para el caso de desbalances de fase, como para el caso de desbalances de ganancia, se distingue que ambos valores son similares en todo punto, evidenciando una distorsión fuera de banda similar para el canal superior e inferior. Finalmente, al comparar ambos gráficos, se puede apreciar que se alcanzan valores de ACPR-L y ACPR-U, alrededor de los -10 dB, conjuntamente con valores de EVM

alrededor del 30%, con tan sólo un desbalance de fase de un  $T_s$ , mientras que para alcanzar los mismos valores con un desbalance de ganancia es necesario doblar la proporción de ganancia de los amplificadores, lo que sugiere una mayor sensibilidad del sistema de amplificación LINC ante desbalances de fases en comparación con los de ganancia.

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado detalladamente los bloques constituyentes de una implementación LINC en tiempo real en un dispositivo FPGA. Además, se ha evaluado la sensibilidad del transmisor LINC ante desbalances de fase y de ganancia entre los APs de ambas ramas, verificándose una mayor sensibilidad a los desbalances de fase. La distorsión en los canales adyacentes superior e inferior crece en proporciones similares al introducirse desbalances relativos de fase y de ganancia entre los APs, ocurriendo distorsiones más significativas para el caso de los desbalances de fase. El propósito del grupo investigador del cual forman parte los autores del presente artículo es complementar el transmisor LINC aquí presentado incorporando algoritmos que permitan la compensación adaptativa de los desajustes analizados y de los que en el presente trabajo se ha evaluado su incidencia en la calidad del transmisor LINC.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio español de Ciencia e Innovación (MICINN) y FEDER a través del proyecto TEC2008-066684-C03-03.

## REFERENCIAS

- [1] C. C. Chen, H.Y. Ko, Y.C. Wang, H.W. Tsao, K.Y. Jheng, A.Y. Wu, "Polar Transmitter For Wireless Communication System", *Proc. Int. Symp. on Intelligent Signal Proc. and Comm. Sys.*, pp. 613 – 616, Dec. 2005.
- [2] P. M. Cabral, J. C. Pedro, J. A. García, L. Cabria, "A Linearized Polar Transmitter for Wireless Applications" in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2008, Atlanta, GA, USA, pp. 935-938.
- [3] D. Y.C. Lie, J. Lopez and Yan Li, "Low-Power RF Wideband Polar Transmitter Design Using the Envelope-Tracking Technique" in *Int. Conf. on Solid-State and Integrated-Circuit Tech. (ICSICT'08)*, Beijing, China, Oct. 2008.
- [4] P. L. Gilabert, L. Cabria, J. A. García, G. Montoro and E. Bertran, "Implementation Issues in FPGA-Controlled Polar Transmitters," in *Proc. European Microw. Int. Circuits Conf. (EuMIC), EMW10*, Paris, Sept. 2010.
- [5] D. C. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 22, pp.1942-1945, Dec. 1974.
- [6] C.P. Conrady, J.G. Mcrory, R.H. Johnston, "Low-memory digital signal component separator for LINC transmitters". *IEE Electronics Letters*, pp. 460-461, March 2001
- [7] F. J. Casadevall, A. Valdovinos. "Performance analysis of QAM modulations applied to the LINC transmitter," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, pp. 399-406, Nov. 1993
- [8] D.C. Cox, R.P. Leck "Component signal separator and recombination for Linear Amplification with Nonlinear Components," *IEEE Trans. on Comm.*, pp. 1281-1287, Nov. 1975
- [9] B. Stengel and W. R. Eisenstadt, "LINC power amplifier combiner method efficiency optimization," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 229–234, Jan. 2000.
- [10] S. Chung, P. A. Godoy, T.W. Barton, E. W. Huang, D. J. Perreault, and J. L. Dawson, "Asymmetric Multilevel Outphasing Architecture for multi-standard transmitters," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC'09*, Boston, MA, June 2009.