

# Predistorsión Digital Selectiva en Transmisores Polares

Lorena Cabria<sup>(1)</sup>, Pedro M. Cabral<sup>(2)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>, José C. Pedro<sup>(2)</sup>.

lorena.cabria@unican.es, pcabral@ua.pt, joseangel.garcia@unican.es, jcpedro@ua.pt.

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Laboratorios I+D Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander, Spain.

<sup>(2)</sup> Instituto de Telecomunicações. Universidade de Aveiro. Campus Universitário de Santiago, 3810-193 Aveiro, Portugal.

**Abstract-** This paper presents a selective polar transmitter predistortion technique validated with EDGE communication signals. The methodology used, [1], complements the drain bias modulation,  $v_{DD}(t)$  with a proper input drive level,  $v_g(t)$ . It is believed to improve the linearity, while maintaining the efficiency of such transmitters, and it was validated in a real laboratory test setup.

## I. INTRODUCCIÓN

Actualmente, los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas se encuentran dominados por el compromiso entre eficiencia espectral y eficiencia de potencia de DC [2]. Estos sistemas usan formatos de modulación complejos donde, para codificar símbolos fuente, se combinan componentes de señal de amplitud y fase. En el transmisor Cartesiano tradicional, los amplificadores de potencia deben procesar una portadora que se encuentra modulada en amplitud y fase. Esta es la razón por la cual este tipo de transmisor presenta una importante limitación en la eficiencia de la potencia DC, porque para mantener una alta fidelidad en la modulación de amplitud se necesita un amplificador de potencia clase A o AB, altamente lineal pero ineficiente.

Esta situación ha abierto la puerta a la llegada de un nuevo tipo de transmisor, el transmisor polar, donde se consigue evitar el problema linealidad-eficiencia usando señales de amplitud y fase para representar la envolvente compleja. Dichas componentes se tratan independientemente hasta la última etapa del transmisor, el amplificador de potencia. En la figura 1, aparece representado el modelo a nivel de sistema de un transmisor inalámbrico con una arquitectura polar.

En un transmisor polar convencional (basado en la técnica de eliminación y restauración, EER, de la envolvente o amplificador de potencia [3]) el amplificador de potencia (AP) es excitado por una portadora de RF de envolvente constante modulada en fase, mientras que su salida se modula en amplitud vía la señal de tensión de drenador,  $v_{DD}(t)$ , en concordancia con la evolución de la amplitud de la envolvente de entrada. De esta manera, se pueden emplear clases amplificadoras altamente eficientes operando en conmutación, fundamentalmente amplificadores clase D<sup>-1</sup>, clase E, clase F ó F<sup>-1</sup>.

Teóricamente, esta arquitectura transmisora sería idealmente lineal y 100% eficiente. Sin embargo, existen una serie de razones a nivel de sistema, circuito y dispositivo

que justifican porque este comportamiento ideal no puede alcanzarse en la realidad [4].

Con respecto a la linealidad, el AP de RF en conmutación presenta una característica  $v_{DD}-v_{salida}$  no lineal [4], como la que se muestra en la Fig. 2 para un AP clase E típico basado en un transistor HEMT. Atendiendo a su comportamiento, se pueden diferenciar en dos zonas: (i) valores altos y (ii) valores bajos de  $v_{DD}$ . La no linealidad en (i) se encuentra típicamente determinada por la transición entre los regímenes de operación en modo conmutado y en modo fuente de corriente, dando como resultando una característica AM/AM ligeramente comprimida. Por otro lado, en (ii) el AP sufre de un significativo feed-through (usualmente atribuido a la fuga de la portadora de RF vía la capacidad de entrada-salida), que conduce tanto a una evidente no linealidad AM/AM como a una no linealidad AM/PM, lo que generará distorsión no lineal.

En cuanto a la eficiencia, el problema viene derivado del hecho de tener valores instantáneos de eficiencia de potencia añadida (PAE) negativos cuando la amplitud de la envolvente desaparece o es muy pequeña, lo cual lleva a una PAE promedio muy pobre.

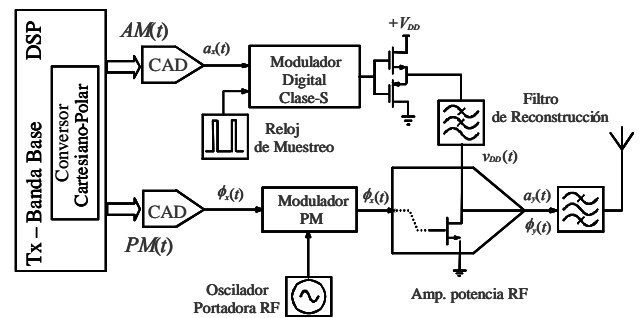


Fig. 1. Modelo a nivel de sistema de un transmisor inalámbrico con una arquitectura polar.

La idea en la que se basa este artículo consiste en la aplicación de una técnica de linealización basada en una predistorsión digital selectiva, capaz de solucionar los problemas de linealidad y eficiencia mencionados, para una señal 2.5 GSM/EDGE de comunicaciones móviles. Además, considerando las ventajas que ofrecen los transistores HEMT de nitruro de galio (GaN) en la implementación de AP conmutados, se ha diseñado un AP clase E de GaN para validar la técnica de linealización propuesta.

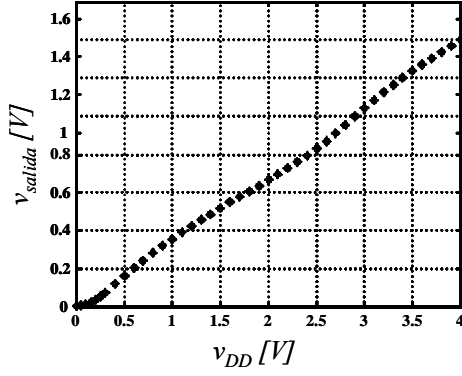


Fig. 2. Característica  $v_{DD}(t)$ - $v_{salida}(t)$  de un AP clase E.

## II. PROCEDIMIENTO DE LINEALIZACIÓN

Empleando el método de linealización propuesto en [1], donde se combina la modulación por la polarización con una señal de entrada de envolvente no siempre constante, se divide el rango de  $v_{entrada}(t)$  en dos regiones distintas de operación.

Para los valores altos de  $v_{DD}$ , y buscando maximizar el tiempo en el que el AP opera en modo conmutado y optimizar así la PAE, se aplica al AP una señal  $v_g(t)$  constante (operación EER) empleando además una modulación  $v_{DD}[v_{entrada}(t)]$  pre-distorsionada.

Para valores muy pequeños de  $v_{DD}$ , esta operación EER se completa con una técnica de seguimiento de la envolvente (ET), seleccionando una variación  $v_g[v_{in}(t)]$  apropiada para conseguir solucionar la no linealidad debida al feed-through y los valores instantáneos de PAE negativa. Finalmente, las características se acompañan por funciones de linealización de amplitud y fase para compensar cualquier no linealidad residual AM/AM y AM/PM.

El procedimiento de diseño puede resumirse en los siguientes pasos:

- Caracterización del AP modo-conmutado:  $v_{salida}(v_{DD}, v_g)$  y  $\phi_{salida}(v_{DD}, v_g)$ .
- Selección del máximo nivel de excitación posible que garantiza la operación EER,  $v_{g\_M}$ .
- Linealización del extremo final de la característica  $v_{salida}(v_{DD}, v_{g\_M})$ , definiendo la función predistorsionadora de la tensión de polarización  $v_{DD}(v_{entrada})$ . De esta manera, la curvatura del final de la característica  $v_{salida}(v_{DD}, v_{g\_M})$  se linealiza.
- Identificación de las características cruzadas  $v_{salida}(v_{DD}, v_g)$  en el extremo inferior de la línea recta  $v_{salida}(v_{DD})$ , y determinación de las funciones de predistorsión de amplitud  $v_g(v_{DD})$  y por lo tanto de  $v_g(v_{entrada})$ .
- Determinación de la función de predistorsión de fase  $\phi_g(v_{entrada})$  partiendo de los gráficos  $\phi_{out}(v_{DD}, v_g)$ , usando las funciones  $v_g(v_{DD})$  y  $v_g(v_{entrada})$ .

En la Fig. 3 se puede ver una representación esquemática de la técnica de linealización.

## III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el fin de validar la técnica de predistorsión propuesta, se configuró en el laboratorio de RF un transmisor polar completo sobre el que se realizaron distintas medidas.

En la Fig. 4 se presenta un esquema del banco de medida implementado.

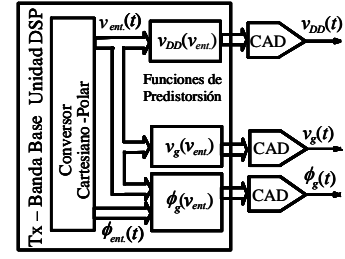


Fig. 3. Representación esquemática de la técnica de linealización.

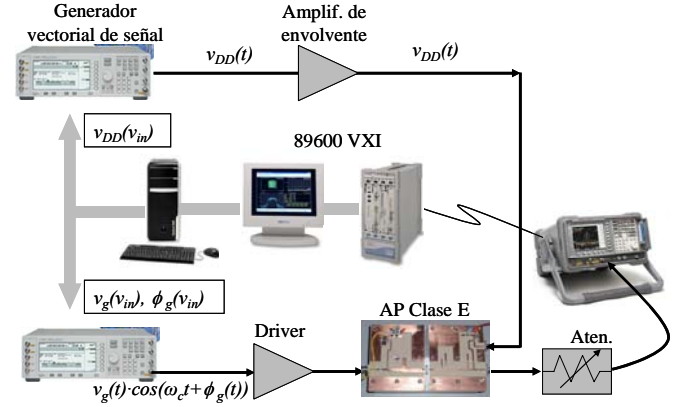


Fig. 4. Banco de medida implementado.

Como se puede ver, en este banco se emplearon dos generadores vectoriales de señal, E4438C de Agilent, para obtener la  $v_{DD}(t)$  deseada (en uno de ellos) y las señales  $v_g(t)$  y  $\phi_g(t)$  (en el otro). Las señales de salida, tanto en frecuencia como en tiempo, se midieron empleando el analizador vectorial de señal 89600 de Agilent.

En este caso, se ha diseñado un AP modo conmutado clase E sobre un transistor HEMT de GaN.

### A. Diseño de un AP clase E sobre HEMT de GaN siguiendo una topología de línea de transmisión.

Los transistores HEMT de GaN presentan una serie de características (alta tensión de ruptura,  $f_t$  alta, baja capacidad de entrada, capacidad de salida manejable, y baja resistencia ON,  $R_{ON}$ ) que los convierten en soluciones ideales para implementar AP en conmutación.

La configuración clase E, inventada por Sokal en 1975 [5], se ha convertido en la clase de operación en modo conmutado más popular. En ella,  $R_{ON}$  es la principal fuente de pérdidas y se usa (1) para evaluar la eficiencia en drenador a frecuencias de microondas [6],

$$\eta_D = \frac{1 + \left( \frac{\pi}{2} + \omega \cdot C_{ds} \cdot R_{ON} \right)}{\left( 1 + \frac{\pi^2}{4} \right) \left( 1 + \pi \cdot \omega \cdot C_{ds} \cdot R_{ON} \right)} \quad (1)$$

Considerando esta expresión resulta evidente la necesidad de minimizar el producto  $C_{ds} \cdot R_{ON}$  para maximizar la eficiencia. En [7] se ha demostrado (comparando LDMOS, MESFET de SiC, HEMT de GaN) que los mejores resultados para dicho producto se consiguen para la tecnología de GaN.

En este caso, se realizó un diseño de un clase E siguiendo la topología de línea de transmisión propuesta en [8]. Se ha

empleado un HEMT GaN comercial de 15 W de Cree, CGH35015F, concebido para operar en aplicaciones WiMAX (3.3-3.9 GHz) como AP clase AB.

En una operación clase E ideal, la impedancia de carga debe ser tal que presente condiciones de circuito abierto a los armónicos superiores y una impedancia óptima al fundamental según (2) [6, 8]:

$$Z_{net} \approx \frac{0.28015}{\omega \cdot C_{ds}} e^{j49.0524^\circ} \quad (2)$$

En este caso particular, se implementaron terminaciones en circuito abierto para el segundo y tercer armónico mientras que en una primera aproximación se empleó (2) para obtener a la impedancia de carga ideal. Posteriormente, se refinó dicho valor realizando simulaciones load-pull en una búsqueda por maximizar la PAE.

En la Fig. 5 aparece una fotografía del AP implementado, donde se puede observar la presencia de un terminal en la polarización por drenador preparado para insertar la envolvente de la señal de baja frecuencia.

Con el AP polarizado en  $V_{GS}=-2.8V$  y  $V_{DS}=28V$  se ha medido una PAE del 71 % para una potencia de salida de 15W.

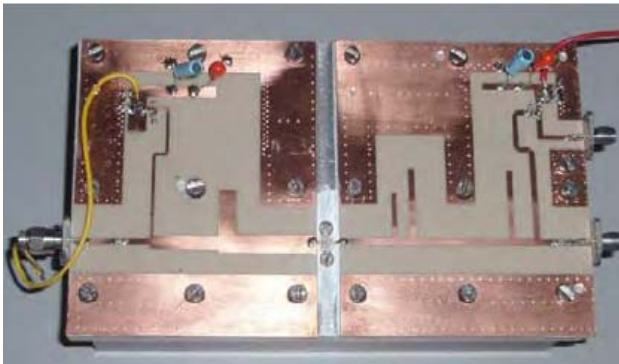


Fig. 5. Fotografía del AP clase E sobre HEMT de GaN implementado.

Tal y como se ha descrito en la sección dedicada al procedimiento de linealización, el primer paso a seguir consiste en una caracterización precisa del comportamiento  $v_{salida}(v_{DD}, v_g)$  y  $\phi_{salida}(v_{DD}, v_g)$  del AP. En las Fig. 6 a) y b) se presentan las curvas de amplitud y fase obtenidas para este amplificador en particular.

El AP clase E de GaN impone requisitos muy estrictos al amplificador de envolvente (AE). Este debe proporcionar una corriente ( $\sim 1A$ ) y una tensión de drenador alta (30V). Además, hay que considerar el hecho de que el modulador de AM de un transmisor polar requiere una gran anchura de banda. Por otro lado, considerando la tensión máxima que proporcionan los generadores vectoriales de señal (1V), el AE debe presentar una gran ganancia en tensión.

Teniendo en cuenta todas estas características, se implementaron dos amplificadores no inversores en cascada. El AE se basa principalmente en un amplificador operacional de alto slew-rate (900V/us), alta corriente (4A) y alta tensión ( $\pm 40V$ ). Con la configuración seleccionada, el AE presenta una ganancia de 30 dB, un ancho de banda de 10 MHz y es capaz de proporcionar 30 V y 1.2A. Desafortunadamente, al ser un amplificador de onda continua no es eficiente. No obstante, considerando que el objetivo perseguido es el

estudio de la viabilidad de la técnica de linealización propuesta, se incorporó al sistema de medida.

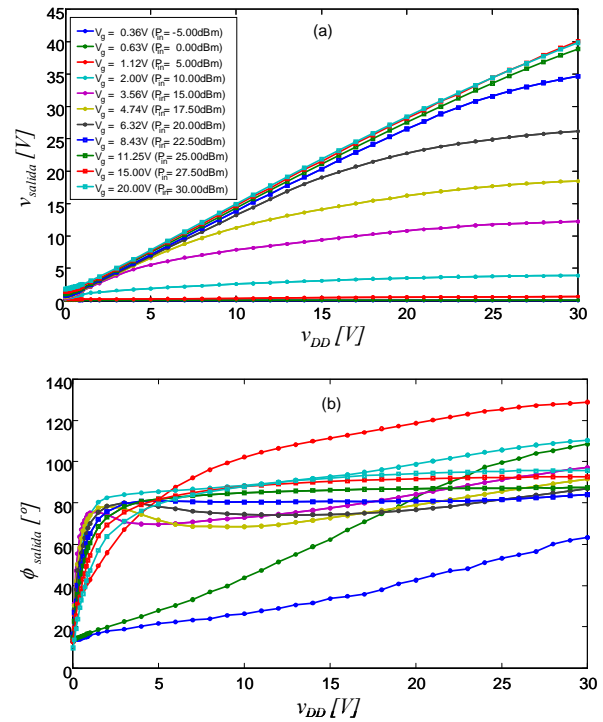


Fig. 6. Curvas a)  $v_{salida}(v_{DD}, v_g)$  y b)  $\phi_{salida}(v_{DD}, v_g)$  medidas del AP diseñado.

### B. Resultados simulados y medidos.

Para evaluar la potencialidad del método propuesto se realizaron dos tipos de medidas distintas, empleando el mismo banco y la misma señal de excitación, señal 2.5G GSM EDGE (8PSK, 270.83ksimb/s y relación potencia pico potencia media de 3.23dB):

- EER: En donde se emplea una señal de RF modulada en fase, de envolvente constante,  $v_g$ , mientras que  $v_{DD}$  es una versión amplificada de la señal de envolvente.
- Predistorsionado (PD) este caso tanto  $v_g$  como  $v_{DD}$  son señales predistorsionadas, obtenidas a partir de las características medidas de amplitud y fase del amplificador empleando el método de predistorsión propuesto.

Como primer paso para validar el método se usó un simulador comercial a nivel de sistema/circuito, donde se reprodujeron fielmente los dos tipos de medidas comentadas.

En la Fig. 7 aparecen los espectros de salida obtenidos en simulación para los casos bajo estudio, EER y predistorsionado.

Como se puede ver en el caso predistorsionado se consigue una mejora significativa en términos de distorsión, mientras se mantiene tanto la potencia de salida como la eficiencia.

Finalmente, estos óptimos resultados se validaron también mediante medidas, con el fin de probar completamente la viabilidad de la metodología propuesta para transmisores polares EDGE.

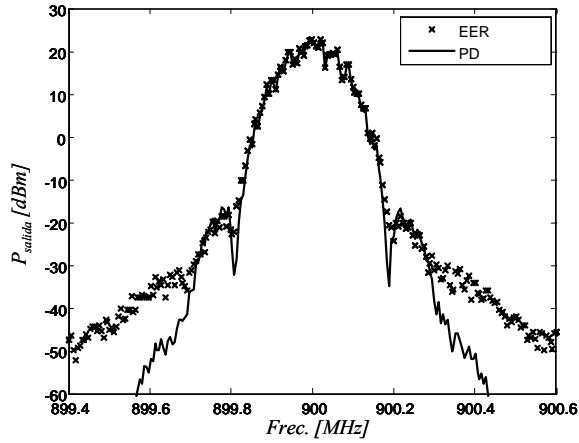


Fig. 7. Espectros de salida obtenidos por simulación para EER y PD.

En la tabla I se presenta una comparación entre el comportamiento medido en las dos situaciones bajo estudio. Estos resultados incluyen distintas figuras de mérito: potencia de salida ( $P_{salida}$ ),  $PAE$  y error cuadrático medio normalizado ( $NMSE$ ). La media de la  $\langle PAE(t) \rangle$  se calculó como la media estadística obtenida de la entrada, salida y potencias de polarización instantáneas entregadas al AP y a la carga RF. Por otra parte, si se considera que tanto la señal de entrada como de salida en el dominio temporal se almacenan en dos vectores de  $N$  muestras cada uno, el  $NMSE$  se puede estimar empleando (3):

$$NMSE(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\sum_{n=1}^N |v_{out}(n) - k \cdot v_{in}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |k \cdot v_{in}(n)|^2} \right) \quad (3)$$

Esta figura permite evaluar la fidelidad de la señal de salida obtenida,  $v_{out}(t)$ , con respecto a la deseada,  $k \cdot v_{in}(t)$ .

	$P_{salida}$	$\langle PAE(t) \rangle$	$NMSE$
EER	39.0 dBm	68 %	-28.4 dB
Pre-Dist	38.7 dBm	68 %	-35.2 dB

Tabla 1. Comparación entre el comportamiento medido en los casos EER y PD ante una excitación con una señal EDGE.

En este caso, el AP predistorsionado presenta una mejora en el  $NMSE$  de más de 6.5 dB comparado con el caso EER, mientras los valores de potencia de salida y  $PAE$  promedio se mantienen.

En la Fig. 8 se muestra el espectro de salida medido para ambos casos. El método de predistorsión empleado no tiene en cuenta el comportamiento dinámico del transmisor (tanto del AP como del AE), se trata de una predistorsión sin memoria, por lo que la linealidad alcanzada es peor que la esperada en la simulación.

Se ha probado la viabilidad de este método de linealización, que supone un paso adelante para conseguir transmisores polares más lineales y eficientes, tanto en el análisis de dos tonos [1], como al ser ahora testado con una señal de entrada 2.5 GSM/EDGE de comunicaciones.

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado la implementación de un procedimiento de linealización para un transmisor polar

cuando se emplea como excitación una señal GSM/EDGE de comunicaciones. El método empleado complementa la modulación por la polarización por drenador,  $v_{DD}(t)$ , de la técnica EER convencional con una variación adecuada del nivel de la señal de entrada,  $v_g(t)$ . Al aplicar la técnica propuesta empleando como excitación una señal EDGE se han obtenido buenos resultados en  $P_{salida}$ ,  $\langle PAE(t) \rangle$  y  $NMSE$ .

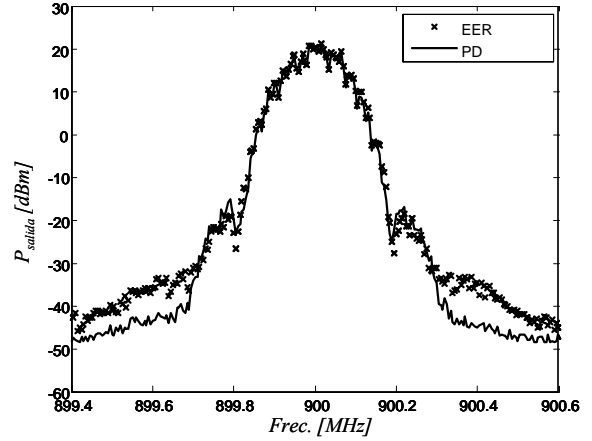


Fig. 8. Espectro de salida medido para los casos EER y PD.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Innovación y Ciencia y por la consejería de Innovación, Ciencia y Empresa de la junta de Andalucía, a través de los proyectos TEC 2008-06684-C03-01/TEC, CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068 y Subsistemas No Lineales Avanzados para Comunicaciones Inalámbricas.

P. Cabral y J. C. Pedro agradecen la financiación recibida de Fundação para a Ciência e Tecnologia y Instituto de Telecomunicações a través de los proyectos: PTDC/EEA-TEL/65988/2006 Digital\_PAs y SWIPA Ref. Nr.: P423.

#### REFERENCIAS

- [1] P. M. Cabral, J. C. Pedro, J. A. Garcia and L. Cabria, "A Linearized Polar Transmitter for Wireless Applications", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, Georgia, USA, pp. 935-938, Jun. 2008.
- [2] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech House, Norwood, 2003.
- [3] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [4] J. C. Pedro, J.A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, issue 12, part 2, pp. 2757- 2765, Dec. 2007
- [5] N. A. Sokal and A. D. Sokalm "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.
- [6] T. B. Mader, E. W. Bryerton, M. Markovic, M. Forman and Z. Popovic, "Switched-Mode High-Efficiency Microwave Power Amplifiers in a Free-Space Power Combiner Array," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, MTT-46, no. 10, part 1, pp. 1391- 1398, Oct. 1998.
- [7] J. A. García, J. C. Pedro, P. Cabral, C. Fager, H. M. Nemat, A. Zhu and P. Colantonio, "Nonideality Sources and Implementation Considerations in Polar Transmitters," to be appear in *Proceeding of the European Microwave Association*.
- [8] T. B. Mader and Z. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifiers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 43, no. 5, pp. 290-292, Sept. 1995.