

Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante mediante Esquema Outphasing en Tecnología GaN HEMT

Adán L. Benito⁽¹⁾, M. Nieves Ruiz⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾, P. L. Gilabert⁽²⁾, G. Montoro⁽²⁾
adan-luis.benito@alumnos.unican.es, mariadelasnieves.ruiz@unican.es, joseangel.garcia@unican.es
plgilabert@tsc.upc.edu, gabriel.montoro@upc.edu

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

⁽²⁾Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), c/ Esteve Terradas, 7, 08860 Castelldefels.

Abstract- A UHF outphasing transmitter, based on parallel-circuit Class E power amplifiers (PAs) and implementing a constant-gain envelope tracking strategy, is presented in this paper. Using the nonlinear model of the selected GaN HEMT device, the drain terminating and biasing networks are designed to provide near optima impedance values at the fundamental and higher order harmonics. A relatively wideband performance, 630-890 MHz, is obtained with an efficiency above 80%, besides being amenable for load-modulation. Thanks to the use of a series Chireix combiner, followed by an impedance transformer, an outphasing scheme is implemented. Once characterized in a pure output power phase-coding regime, the observed limitation in dynamic range is overcome by operating the amplifiers in a sort of continuous class J mode, while introducing a constant gain load envelope tracking strategy. A 1c-WCDMA signal, with a peak-to-average power ratio of 8.4 dB is shown to be reproduced, satisfying the linearity requirements, with an average power efficiency of 58%.

I. INTRODUCCIÓN

Con el objetivo de garantizar un uso óptimo de los recursos energéticos disponibles, ya sea de cara a reducir los costes operacionales en las estaciones base o a extender el tiempo útil de la batería en los terminales de usuario, las arquitecturas de transmisión inalámbrica han ido evolucionado durante los últimos años hacia la introducción de técnicas que ofrezcan un consumo de potencia ajustado de modo dinámico a la envolvente de la señal [1]. En este sentido, la modulación de la polarización (típica de las topologías de seguimiento de la envolvente, ET, o de eliminación y restauración de la envolvente, EER), y la modulación de la impedancia de carga (destacando los esquemas Doherty y outphasing), han adquirido un papel protagonista en aras de una manipulación eficiente de señales con elevadas tasas de transmisión por unidad de ancho de banda, tan comunes a los formatos de modulación modernos (3G, 4G, WiMAX, etc.).

Mientras el amplificador Doherty se ha impuesto hasta la fecha en las macro estaciones base, el ET ha encontrado su nicho en los terminales móviles. El esquema outphasing, propuesto originalmente por H. Chireix en [2], se viene constituyendo en una alternativa real sólo más recientemente, inspirado por resultados relevantes en su implementación con amplificadores clase E [3, 4], ya sea siguiendo la topología original serie propuesta por los Sokals en [5] o la topología paralelo descrita en detalle por Grevennikov [6].

En esta comunicación se aborda el diseño de un esquema transmisor outphasing en UHF, basado en amplificadores clase E modo paralelo implementados con transistores GaN HEMT. La modificación de su operación, junto a la elección de una estrategia de seguimiento de la envolvente mediante la impedancia de carga, de ganancia constante, permite la reproducción de una señal de comunicaciones con un valor de PAPR elevado, satisfaciendo los requisitos de linealidad con una eficiencia promedio superior al 50%.

II. AMPLIFICADOR CLASE E CON CIRCUITO PARALELO

Aunque la topología más conocida para el amplificador clase E sea sin dudas la propuesta en [5], dicha solución no es única en cuanto a garantizar el no solapamiento entre las formas de onda de tensión y corriente, evitando además las pérdidas de conmutación mediante el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión iguales a cero (ZVS y ZVDS). El amplificador con circuito paralelo en [6] es otra de las posibles soluciones, reunidas más recientemente en toda una continuidad de modos clase E, tratados desde distintas perspectivas en [7] y [8].

Una de las principales ventajas de la alternativa con circuito paralelo, además de ofrecer una operación clase E hasta una frecuencia 1.4 veces mayor que en la original [6], tiene que ver con que el circuito resonante serie se ha de sintonizar a la frecuencia de operación (la componente reactiva de la impedancia óptima al fundamental se obtiene a través de la bobina de polarización), lo que permite conseguir perfiles de potencia y eficiencia centrados en dicha frecuencia, y con ello un mayor ancho de banda.

A. Terminaciones Óptimas

Para el diseño del amplificador se utilizó un dispositivo empaquetado de Cree Inc., el CGH35030F. A partir del modelo ofrecido por el fabricante, se obtuvo en simulación la evolución del parámetro S_{22} con la frecuencia para el estado OFF. Se seleccionó una tensión $V_{DS} = 28$ V, de modo a que el pico de la forma de onda de tensión, $V_{ds_pico} = 3.647 \cdot V_{DS}$ [6], no supere el valor de ruptura del proceso (120 V), y la tensión de puerta más elevada a la cual no se observa aún un incremento notable de la conductancia de salida, $V_{GS} = -3.5$ V (este valor es de -3.3 V según la caracterización realizada sobre el dispositivo).

Se consiguió así una estimación de la capacidad equivalente de salida del dispositivo a la frecuencia de diseño, 770 MHz, con un valor $C_{out} = 2.96$ pF (unas décimas de pF más alta en la estimación a partir de medidas). Dicho valor permitió estimar los óptimos teóricos para la resistencia de carga, $R_{opt} = 0.685/(\omega \cdot C_{out}) = 47.8 \Omega$, así como para la reactancia a conseguir por la vía de polarización, $X_{opt} = 0.5014/(\omega \cdot C_{out}) = 35 \Omega$, valor que conduce a una bobina $L_{opt} = 7.23$ nH.

Se completó entonces una simulación load-pull al fundamental, barriendo la impedancia en drenador a obtener por la vía de RF, con las terminaciones al segundo y tercer armónico debidas a una bobina de polarización real de la serie Mini Spring Air Core de Coilcraft, con $L_{opt} = 8$ nH. Los resultados de dicha simulación se presentan en la Fig. 1.

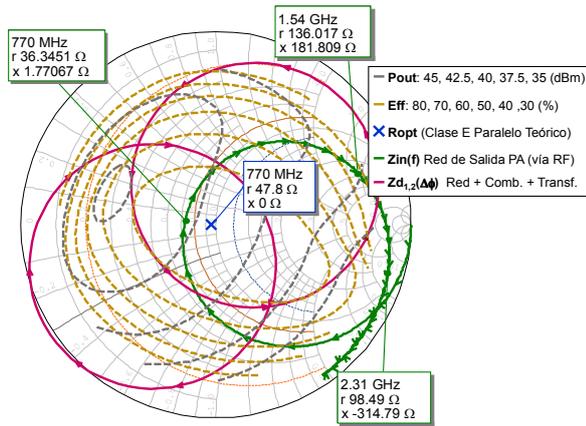


Fig. 1. Contornos de potencia de salida y eficiencia (simulación), junto al valor R_{opt} teórico, la medida de la impedancia de la red de salida del PA vs. frecuencia, así como las trayectorias de modulación mutua.

B. Amplificador Implementado. Caracterización

Se ajustó entonces, primero en simulación y luego con medidas de parámetros [S], la red de salida por la vía de RF, de modo a conseguir un valor de impedancia cercano a R_{opt} , simultáneamente con terminaciones a los armónicos (segundo y tercero) cercanas al abierto.

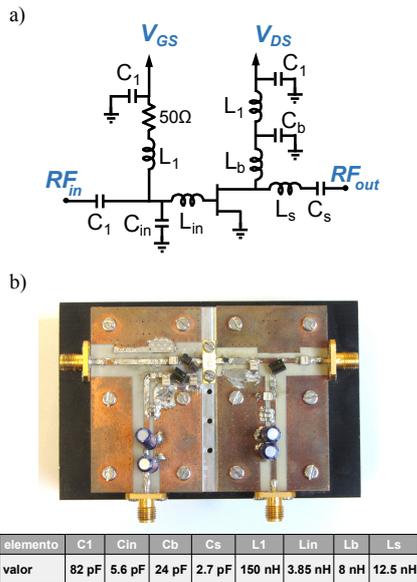


Fig. 2. Esquemático a), y fotografía b) del amplificador clase E paralelo. Se incluyen además los valores de los componentes utilizados (bobinas de las series Air Core de Coilcraft y condensadores de la serie 100B de ATC).

La evolución medida de su impedancia de entrada frente a frecuencia se ha superpuesto sobre los contornos de la Fig. 1 (en verde), destacando las terminaciones al fundamental y los armónicos conseguidas con la misma. El esquemático y los detalles de implementación de dicha red, junto con las vías de polarización, más el transistor y el circuito de adaptación de entrada se muestran en la Fig. 2. Los resultados de la caracterización del amplificador implementado aparecen en la Fig. 3. La eficiencia se mantiene por encima del 80% entre 630 y 890 MHz, rango en que la variación observada en la potencia de salida resultó inferior a 2.3 dB.

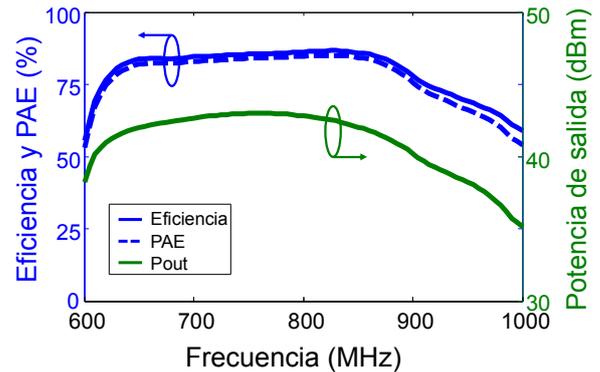


Fig. 3. Perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida del clase E frente a frecuencia medidos a $V_{GS} = -3.3$ V y $V_{DS} = 28$ V.

III. SEGUIMIENTO DE LA ENVOLVENTE CON GANANCIA CONSTANTE BASADO EN ESQUEMA OUTPHASING

Dadas las prestaciones conseguidas con el circuito paralelo, junto a sus ventajas de cara a la implementación de un esquema outphasing [4] sin necesidad de acudir a una combinación asimétrica con líneas de transmisión [3], se procedió a la integración de dos amplificadores como el expuesto en la sección anterior a través de un combinador reactivo también a parámetros concentrados de alta Q.

A. Topología

Se optó por un combinador serie LC muy sencillo, ver Fig. 4, para lo cual se estimó un valor de reactancia de compensación y un valor de impedancia de carga (a conseguir con un transformador de impedancia paralelo-serie elemental) que ofreciesen unos perfiles apropiados de modulación mutua de la impedancia en drenador. Dichos perfiles, obtenidos a partir de medidas de parámetros [S] del conjunto combinador más transformador implementado, aparecen también superpuestos sobre los contornos de eficiencia y potencia de salida de la Fig. 1. La topología del transmisor se presenta en la Fig. 4.

B. Caracterización

El esquema anterior se caracterizó en modo estático frente al ángulo de desfase entre excitaciones de onda continua aplicadas a la entrada de ambas ramas. Tal y como se puede observar en la Fig. 5, se obtuvo un perfil con un valor de eficiencia superior al 70% para un back-off de potencia tan grande como 8.1 dB. Dicho perfil debería permitir, al menos en principio, una reproducción eficiente de una señal de comunicaciones con un valor elevado de PAPR.

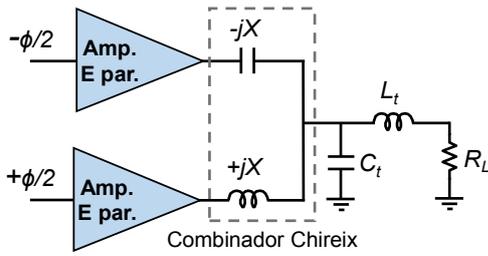


Fig. 4. Esquema de la topología transmisora outphasing implementada. El combinador utiliza valores de 3 pF y 12.5 nH, mientras el transformador está formado por $C_t = 1.2$ pF y $L_t = 12.5$ nH (también de ATC y Coilcraft).

No obstante, y tal y como se puede apreciar en la misma figura, resultaría imposible reproducir valores de envolvente 14.5 dB por debajo del pico en modo outphasing puro, una de las razones por la que otros autores han propuesto anteriormente el uso de modos híbridos [9] (la otra responde a la reducción de la eficiencia cuando se intenta reproducir de tal manera el rango más bajo de la envolvente).

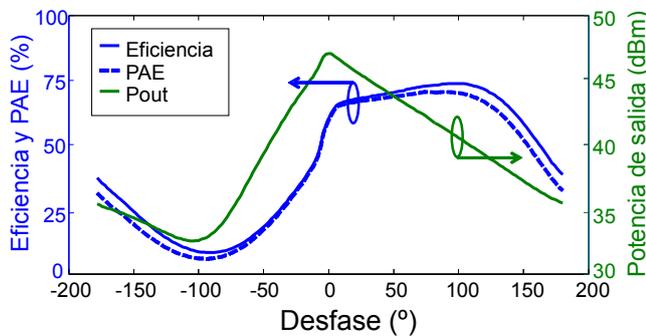


Fig. 5. Perfiles resultantes de la caracterización estática del transmisor en modo outphasing puro, con los amplificadores operados en clase E.

C. Estrategia de Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante

La linealización de la topología en modo híbrido puede resultar crítica, especialmente si se mantuviese un punto de trabajo de los transistores por debajo de pinch-off, típico de la operación en clase E. Tal tensión de puerta fuerza un perfil AM/AM del amplificador con expansión de ganancia (seguida de compresión), difícil de corregir con predistorsión digital (DPD). Atendiendo a ello, es práctica común elevar la tensión de puerta ligeramente por encima de V_p , en -2.7 V para este transistor, lo que convertiría al clase E, excitado con una señal de envolvente variable en una especie de amplificador clase J modo continuo [10].

Considerando lo anterior y tomando como referencia soluciones propuestas en la literatura para los esquemas ET con control de la tensión de polarización [11], se decidió caracterizar el esquema outphasing frente a la potencia de las señales de entrada y su diferencia de fase, con los dos amplificadores polarizados en $V_{GS} = -2.3$ V y la misma tensión de drenador (ver Fig. 6).

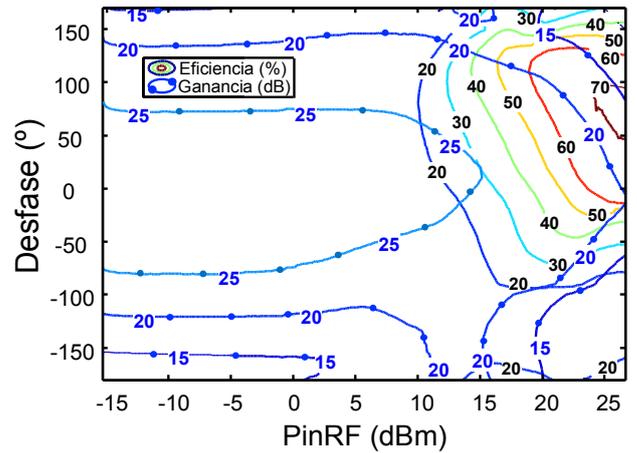


Fig. 6. Contornos de ganancia y eficiencia constante del esquema outphasing frente a la potencia de entrada y el desfase entre las ramas.

Tal y como se puede apreciar, sería posible no distorsionar la componente de amplitud (envolvente) de la señal original, si en lugar de en un modo outphasing puro (análogo a un EER puro cuando lo que se controla es la polarización), las señales de entrada a las ramas del esquema portasen una diferencia de fase, derivada también de un conformado de la envolvente, tal que el desfase se mantuviese en un valor fijo hasta cierto nivel y luego decreciese en función de la misma hasta su valor pico. Según los resultados de caracterización de la Fig. 6, garantizar una ganancia de 20 dB con un buen perfil de eficiencia implicaría conservar un desfase de unos 140° hasta un nivel de 11 dBm, haciendo variar el mismo con la envolvente de la señal para los 16 dB del rango superior de la envolvente.

Esta estrategia de reproducción de la señal sería entonces análoga a la de ganancia constante (ISOGAIN) ampliamente utilizada en ET [11], pero en este caso con control de la impedancia al fundamental. Bastaría entonces corregir las desviaciones indeseadas de la fase al seguir tal trayectoria, lo que en principio podría resultar en una DPD más sencilla. Como beneficio adicional, las señales de entrada a los amplificadores, que junto a las componentes de amplitud y fase de la señal original portarían una componente de desfase en función de la envolvente, tendrían un ancho de banda inferior al de las señales moduladas en fase típicas de un esquema outphasing puro.

Para validar la operación según este modo, se codificó la envolvente de una señal WCDMA de una portadora, con una PAPR de 8.4 dB, según los resultados de una caracterización de tipo dinámico realizada en la zona de interés a partir de los resultados estáticos antes presentados. Introduciendo sólo el desfase apropiado para poder seguir una trayectoria de ganancia constante, más una corrección modo común (sin memoria) en las componentes de fase de ambas señales, fue posible reproducir la señal a la salida ajustando los requisitos de linealidad del estándar. El espectro medido a la salida se presenta en la Fig. 7.

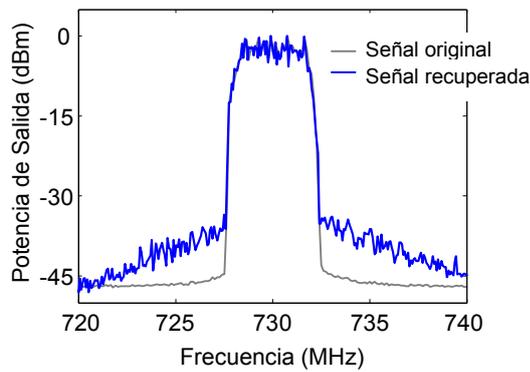


Fig. 7. Espectro de la señal WCDMA recuperado a la salida del esquema ISOGAIN ET basado en outphasing (ACPR superior a 35 dB y 44 dB, para los canales adyacente y alternos, respectivamente).

La eficiencia promedio medida, operando en este modo, resultó igual a 58.1% para una potencia de salida 7.8 W, un valor no demasiado lejos del estado del arte para esta banda de frecuencia, nivel de potencia y manipulando señales de esas características. Caracterizando el esquema con una señal del mismo tipo, pero con una PAPR limitada a 5.1 dB, la eficiencia promedio se incrementó hasta 66.2%, a una potencia de salida de 14.4 W, y con valores para la razón de rechazo de los canales adyacentes y alternos (ACPR) superiores a 41 dB y 47 dB, respectivamente.

IV. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha presentado el diseño de un amplificador clase E con circuito paralelo y en tecnología GaN HEMT en la banda de UHF, capaz de ofrecer una eficiencia superior al 80% para un ancho de banda relativo del 34.2%. Se ha verificado que la modificación de su modo de operación hacia el clase J continuo, junto a la elección de una estrategia de seguimiento de la envolvente a través de la impedancia de carga, de ganancia constante, permite una reproducción relativamente sencilla de una señal real de comunicaciones con un valor de PAPR elevado, satisfaciendo los requisitos de linealidad y con una eficiencia promedio superior al 50%.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través de los proyectos TEC2011-29126-C03-01 y -02, así como TEC2014-58341-C4-1-R y -3-R, con cofinanciación de fondos FEDER. M. N. Ruiz y J. A. García agradecen además el soporte brindado por el Vicerrectorado de Investigación y Transferencia del Conocimiento, Univ. Cantabria, a través de un Proyecto Puente.

REFERENCIAS

- [1] P. Lavrador, T. R. Cunha, P. Cabral, and J. C. Pedro, "The Linearity-Efficiency Compromise," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 11, no. 5, pp. 44-58, Aug. 2010.
- [2] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [3] R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2009, pp. 757-760, Boston, MA.
- [4] D. A. Calvillo-Cortes, M. P. van der Heijden, M. Acar, M. de Langen, R. Wesson, F. van Rijs, and L. C. N. de Vreede, "A Package-Integrated Chireix Outphasing RF Switch-Mode High-Power Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, Oct. 2013.
- [5] 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 Circ.*, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [6] A. V. Grevennikov and H. Jaeger, "Class E with Parallel Circuit - A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2002, pp. 1627-1630, Seattle, WA.
- [7] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits & Systems - I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [8] M. Ozen, R. Jos, and C. Fager, "Continuous Class-E Power Amplifier Modes," *IEEE Trans. Circuits & Systems - II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 731-735, Nov. 2012.
- [9] J. H. Qureshi, M. J. Pelk, M. Marchetti, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, M. P. van der Heijden, and L. C. N. de Vreede, "A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925-1935, Aug. 2009.
- [10] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 10, Oct. 2009.
- [11] G. Wimpenny and J. Hendy, "DPD and Envelope Tracking", *WS on Holistic Approach to Transceiver Architectures and Technologies to Femo/Pico Cell Based Communication Systems*, in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2013, Seattle, WA.