

Diseño de un Amplificador Clase E Compacto en 2.14 GHz

María Pampín, Héctor J. Palomino, Leysi Rizo, M. Nieves Ruíz, José A. García
 maria.pampin@unican.es, hector-junior.palomino@alumnos.unican.es, isyel84@gmail.com,
 mariadelasnieves.ruiz@unican.es, joseangel.garcia@unican.es
 Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

Abstract- In this paper, a simple and direct methodology is followed for the design of a compact class E RF power amplifier (RFPA). Characterizing the ON-state resistance and the OFF-state output capacitance, initial values for the efficiency and the optimum drain impedance are estimated, according to class E theory. Taking into consideration the usually undesired parasitics of lumped elements, a multi-harmonic drain terminating network is then adjusted with an air core coil and a few multilayer ceramic capacitors. After input matching, a 70% power added efficiency (PAE) value has been measured at 2.14 GHz for an output power of 10.9 W. The highly linear V_{ds} -to-AM profile is amenable for its use in polar transmitters.

I. INTRODUCCIÓN

La evolución hacia formatos de modulación digital cada vez más eficientes, en particular en lo que se refiere a uso del espectro para conseguir elevadas tasas de transmisión de datos, ha motivado un cada vez más creciente interés por la maximización de la eficiencia energética en los transmisores inalámbricos [1]. Las grandes variaciones en el tiempo de la envolvente de la señal pasobanda resultante, con valores de la relación potencia pico a potencia media (PAPR de sus siglas en Inglés) tan altos como 10 dB, pueden redundar en eficiencias promedio por debajo del 5% de seguir esquemas de transmisión IQ tradicionales con linealización mediante la combinación de predistorsión digital y back-off de potencia. Desde el punto de vista del operador, la porción de los costes operacionales (OPEX) asociada a la factura eléctrica por las estaciones bases resulta prohibitiva (un 25% o más de los OPEX totales). En el otro extremo del enlace, el tiempo entre cargas de la batería del terminal de usuario se reduce tremendamente (a modo de ejemplo, en un iPhone 5 el 65% de la energía consumida se pierde en forma de calor, disipado en buena parte por sus amplificadores de potencia).

Entre las soluciones a este problema, el del compromiso linealidad - eficiencia o eficiencia espectral - eficiencia energética, destacan hoy en día el amplificador Doherty, las técnicas de seguimiento (“Envelope Tracking”, ET) o de eliminación y restauración de la envolvente (“Envelope Elimination and Restoration”, EER, también conocida como transmisor Kahn o polar), y el esquema outphasing (“Linear Amplification with Nonlinear Components”, LINC). En estos dos últimos casos, el amplificador clase E constituye probablemente un candidato ideal para conseguir elevados valores de eficiencia promedio gracias a sus buenas prestaciones tanto bajo condición de modulación de la tensión de polarización en drenador como de la impedancia de carga.

El amplificador clase E, cuya invención se atribuye a los Sokals [2], persigue eliminar las pérdidas por conmutación

forzando el encendido del transistor con tensión y derivada de la tensión iguales a cero (“Zero Voltage Switching”, ZVS, y “Zero Voltage Derivative Switching”, ZVDS). En esta comunicación se sigue una metodología simple de cara al diseño de un amplificador de este tipo con parámetros concentrados, tomando en consideración los parásitos de la bobina para conseguir aproximar la operación ZVS y ZVDS con muy pocos elementos. Válida para RF y la banda baja de microondas, esta técnica fundamentada en medidas sigue la teoría y topologías clásicas [2], [3] redundando en una implementación compacta.

II. CARACTERIZACIÓN DEL DISPOSITIVO

Los parámetros del transistor que determinan su operación en este modo de conmutación son fundamentalmente la resistencia en estado de conducción, R_{on} , y la capacidad en abierto, C_{out} , [2], [3]. Habiéndose seleccionado un dispositivo GaN HEMT en die, el CGHV1J025 de Cree Inc. (con 0.25 μm de longitud de puerta y 25 W de capacidad de potencia), para la estimación de la resistencia se midió la pendiente con que crece la corriente I_{DS} frente a la tensión V_{DS} a valores de tensión en puerta suficientemente altos. La capacidad de salida fue extraída a partir del parámetro S_{22} , medido en $V_{DS} = 28$ V y a la tensión de puerta más elevada para la cual el transistor aún no ha empezado a dar muestras de conducción por drenador (esta tensión definirá la polarización en puerta a usar en el amplificador, la que permitirá conseguir la transición de OFF a ON con la menor amplitud posible de señal). En la Fig. 1 se puede apreciar tanto la evolución del parámetro S_{22} con la frecuencia como la evolución de I_{DS} frente a V_{DS} para valores elevados de V_{GS} .

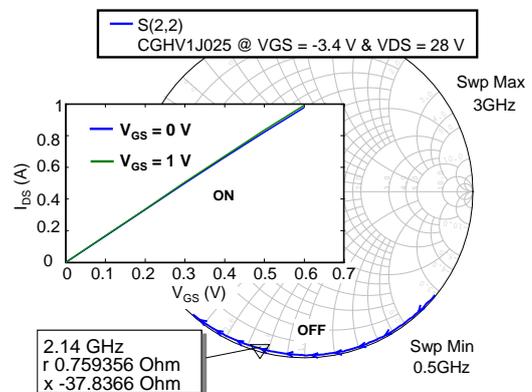


Fig. 1. Medidas de S_{22} e $I_{DS}(V_{DS})$ para la estimación de C_{out} y R_{on} .

Los valores estimados para R_{on} y C_{out} (en este caso a 2.14 GHz, la frecuencia de interés) resultaron iguales a 0.61Ω y 1.96 pF respectivamente. El valor de impedancia a sintetizar en drenador al fundamental, de modo a conseguir una operación óptima o nominal [3] en clase E, viene dado entonces por:

$$Z_d(f)_{opt} = \frac{0.1836}{\omega \cdot C_{out}} + j \cdot \frac{0.2116}{\omega \cdot C_{out}} = 6.95 + j \cdot 8.01 \Omega \quad (1)$$

Usando un modelo muy simple del transistor como conmutador y forzando condiciones ideales de terminación en abierto para los armónicos, se realizó una simulación con impedancia variable al fundamental (ver Fig. 2). Distintos métodos han sido propuestos en la literatura para utilizar la simulación o caracterización loadpull en el diseño de estos amplificadores desde el dominio de la frecuencia [4]. La eficiencia teórica en el valor de impedancia nominal definido por la ec. 1 resultó en este caso igual a 87.5%.

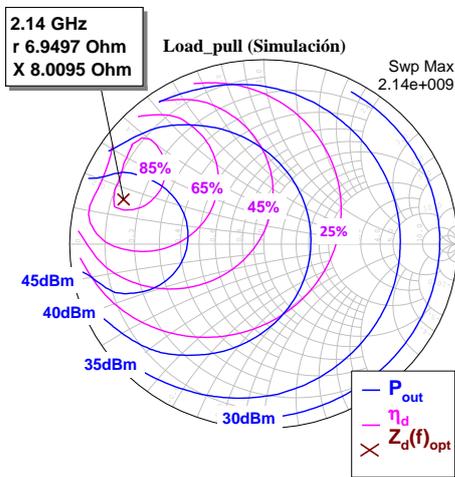


Fig. 2. Círculos de P_{out} y η_d obtenidos de simulación.

III. AJUSTE DE LA RED DE TERMINACIÓN EN DRENADOR

Dado que los elementos concentrados a usar en estas bandas de frecuencia pueden tener parásitos importantes en su esquema equivalente, se prefiere terminar el dispositivo en drenador usando redes multiarmónicas, implementadas en líneas de transmisión, en las cuales se sintetiza el valor de impedancia paso a paso desde el armónico más alto a considerar (usualmente el tercero) al fundamental siguiendo un orden descendente [5]. Lamentablemente, si la frecuencia no es muy alta, estas redes ocupan un espacio importante.

Siendo las topologías LC clásicas [2], [3] probablemente las más adecuadas para conseguir un diseño compacto, su uso hasta unos pocos GHz es factible si se intentan incorporar los parásitos de los elementos pasivos concentrados en el procedimiento de diseño. Empezando por la bobina, se ha de seleccionar entonces un modelo con alto factor de calidad (una bobina con núcleo de aire) cuya frecuencia de resonancia propia sea lo suficientemente alta, como para que permita conseguir valores de impedancia a unos cuantos armónicos superiores no demasiado alejados del circuito abierto, sin ser su valor excesivamente elevado como para poder ajustar con precisión la impedancia nominal al fundamental [6].

En la Fig. 3a se muestra la evolución en frecuencia de la reactancia ofrecida por la bobina seleccionada, 3.85 nH de la Serie Micro Air Spring Inductor del fabricante Coilcraft, junto al valor de inducción equivalente. Dicha bobina, con una frecuencia de autoresonancia medida de unos 10 GHz , permitiría terminar de forma apropiada el armónico tercero y cuarto, aunque la reactancia al segundo podría ser insuficiente.

Teniendo entonces en cuenta el valor de reactancia al fundamental, 2.14 GHz , determinado por la bobina, se ha de seleccionar un valor de capacidad que permita resonarla en serie a una frecuencia inferior y conseguir así el valor de reactancia nominal de la ec. 1 (8.01Ω). Dado que el valor de capacidad sería muy pequeño, es preferible emplear una combinación serie de dos condensadores, cerámicos multicapa en este caso, con valores de 1.5 y 0.8 pF , también de alto factor de calidad y pertenecientes a la serie 100B del fabricante American Technical Ceramics. Al disponer de un conjunto grande de valores con parásitos reducidos, capacidad de operación en alta tensión y bajas pérdidas, resultan apropiados para conseguir el ajuste de la terminación reactiva deseada en una aplicación de alta potencia.

La red se complementa con un valor de capacidad muy pequeño conectado a masa, 0.5 pF , para transformar el valor de 50Ω de carga en un valor cercano a la parte real de $Z_d(f)_{opt}$ en la ec. 1 (6.95Ω). La evolución con la frecuencia de la impedancia ofrecida por dicha red $L_s-C_s-C_p$ se representa en la Fig. 3b. Como es posible apreciar, se puede conseguir un valor cercano al nominal al fundamental junto a condiciones de alta impedancia en varios armónicos superiores.

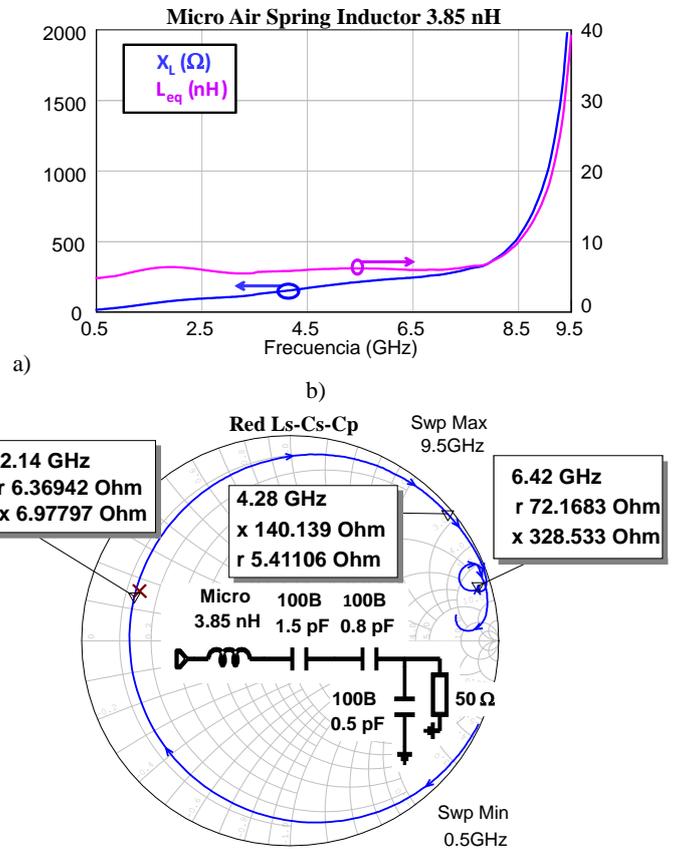


Fig. 3. Evolución en frecuencia de a) la reactancia junto a la inducción equivalente, así como de b) la impedancia sintetizada con la red $L_s-C_s-C_p$.

Una vez ajustada la red en drenador, se procedió a la simulación del comportamiento del amplificador sustituyendo las condiciones de terminación ideal por los valores reales. Para ello se incorporó al esquemático una caja de parámetros [S] con la medida realizada de la red.

En la Fig. 4 se presentan las formas de onda simuladas, usando un número elevado de armónicos en la técnica de balance armónico implementada en el simulador MWO de Applied Wave Research.

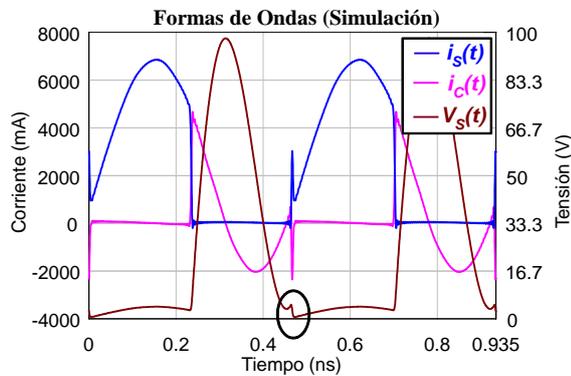


Fig. 4. Formas de onda de corriente y tensión simuladas considerando las terminaciones ofrecidas por la red L_s - C_s - C_p .

Tal y como era de esperar, las formas de onda de la corriente por el conmutador, $i_s(t)$, de la corriente por el condensador de salida, $i_c(t)$, y de la tensión, $v_s(t)$, no se solapan y se aproximan hasta cierto punto al comportamiento esperado para un clase E (ZVS y ZVDS). La conmutación de OFF a ON no ocurre exactamente a tensión cero, razón por la cual aparecen picos (deltas) de corriente en dicha transición. Usando un modelo tan simplificado para el transistor, las diferencias en las formas de onda respecto a la condición de operación nominal son fundamentalmente debidas a que la impedancia óptima de la ec. 1 responde al caso teórico en que $R_{on} = 0$. La influencia de las terminaciones a los armónicos resultó en este caso de segundo orden. El valor de eficiencia estimado en estas condiciones es igual a 76.6%, unos 10 puntos por debajo del valor obtenido en la sección II.

IV. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR

Se implementó entonces un amplificador para aproximar la clase E de operación usando una red L_s - C_s - C_p como la anteriormente propuesta. En la Fig. 5 se presenta una fotografía con detalles de dicha implementación.

Dado que el layout de la placa no reproducía exactamente el usado para la caracterización de la red, básicamente por el espacio requerido entre el punto de conexión de la bobina y el punto en que se sueldan los hilos de bonding conectados al drenador del transistor, las primeras medidas demostraron que el punto de comportamiento óptimo se había desplazado hacia abajo en frecuencia. Se procedió entonces a la sintonización de la parte reactiva de la impedancia, disminuyendo el valor de los condensadores en serie. Una vez sintonizada, no hubo necesidad de añadir capacidad alguna a masa. El ajuste de estos valores se realizó sin adaptar la puerta, aplicando un nivel de señal suficiente como para hacer conmutar el transistor (1 dB por debajo del valor al cual aparecía rectificación en el terminal de puerta).

Una vez alcanzada la máxima eficiencia, se procedió a adaptar la red de entrada, lo cual es posible con ayuda de un condensador a masa y una pequeña inducción entre el mismo y el terminal de puerta, conseguida mediante un tramo de línea de microstrip.

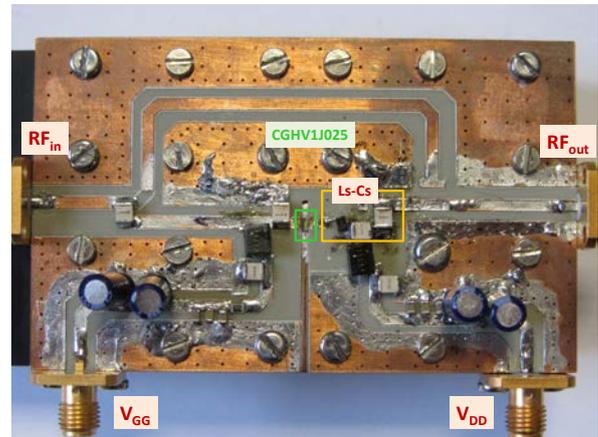


Fig. 5. Fotografía con detalles de la implementación del amplificador. La placa ha sido preparada para introducir realimentación y conseguir un oscilador clase E en un futuro.

En las redes de polarización se combinó un choke, basado en una bobina de 39 nH de la serie Midi, también de Coilcraft, y un condensador de 8.2 pF de ATC. Este condensador sirvió además como condensador de desacoplo en la entrada. En la Fig. 6 se muestra el comportamiento medido para la red LC de polarización, en la que se aprecia el rechazo a la señal de RF en la banda de interés.

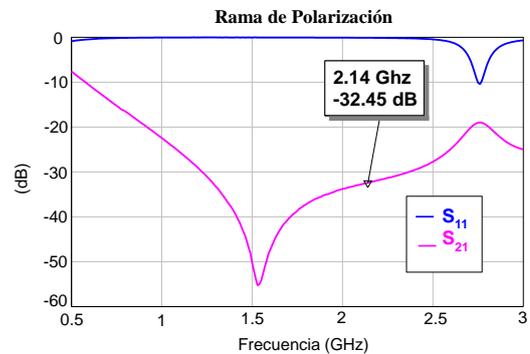


Fig. 6. Comportamiento medido para la rama de polarización.

En ambas vías de polarización se añadieron bancos de condensadores de distinto valor así como una resistencia en la de puerta para garantizar estabilidad y proteger al transistor en caso de valores altos de corriente debidos a rectificación de la unión puerta fuente.

V. RESULTADOS DE MEDIDA

El comportamiento del amplificador fue finalmente caracterizado, utilizando una señal de excitación de 1 tono. El nivel necesario para operar al dispositivo como conmutador es de 27.5 dBm.

Se procedió en primer lugar al barrido de la frecuencia de trabajo, caracterizando el comportamiento de la ganancia y de las eficiencias para una tensión de polarización en drenador igual a 28 V, tal y como se muestra en la Fig. 7. A

la frecuencia de trabajo, la ganancia medida resultó igual a 12.88 dB ($P_{out} = 10.9$ W), mientras la eficiencia y la PAE tomaron valores de 73.83% y 70.02% respectivamente. El valor de eficiencia es de alrededor de 3 puntos por debajo del simulado, diferencias que pueden deberse a múltiples factores en la implementación.

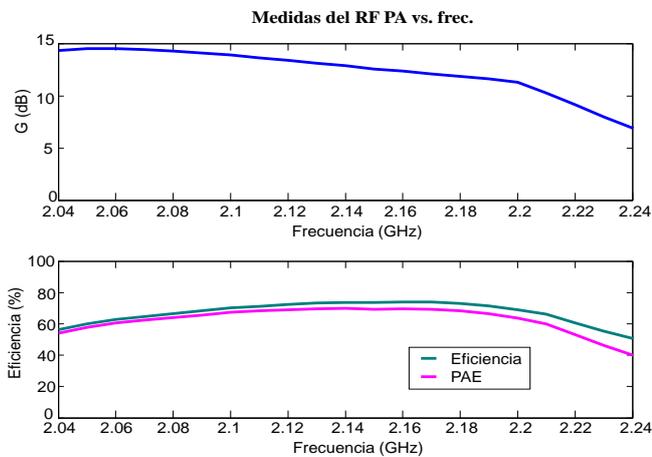


Fig. 7. Evolución de la ganancia y las figuras de eficiencia (de drenador y PAE) con la frecuencia.

Tal y como era de esperar en un amplificador clase E, con una red como la usada para terminar el drenador, la ganancia decrece con la frecuencia. La PAE se mantiene superior al 60% en 150 MHz de ancho de banda.

A continuación se procedió a caracterizar las prestaciones del amplificador con la tensión de polarización en drenador, de modo a valorar su posible uso como etapa de modulación en un esquema transmisor de tipo EER o polar. La variación de la amplitud de la tensión a la salida, en 2.14 GHz, se muestra en la Fig. 8 junto a la evolución de la eficiencia en drenador y la PAE.

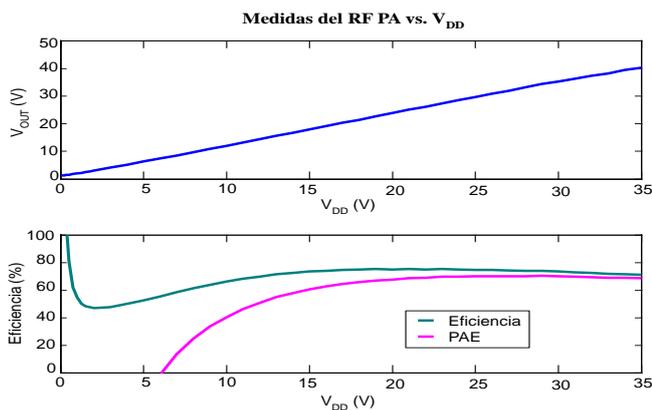


Fig. 8. Evolución de la amplitud de la tensión a la salida y de las figuras de eficiencia con V_{DD} .

La amplitud de la tensión a la salida sigue linealmente a la polarización en drenador, excepto a valores muy cercanos a cero de acuerdo al efecto feedthrough asociado a la capacidad C_{gd} del transistor. La reducción observada en la PAE obedece a la reducción de la ganancia del dispositivo en la medida en que nos acercamos a su tensión de codo. Con estos perfiles, el amplificador podría ser utilizado en esquemas de transmisión como el anteriormente referido.

VI. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha seguido una metodología de diseño muy simple para un amplificador clase E basada en la caracterización y modelado del transistor como conmutador así como en el ajuste mediante medidas de una red multiarmónica de terminación en drenador basada en una bobina y varios condensadores. Se ha alcanzado un valor de PAE del 70% en 2.14 GHz para una potencia de 10.9 W. El haber utilizado una red tan sencilla, en la búsqueda de un diseño compacto y fácil de ajustar, ha determinado que el comportamiento en eficiencia no sea todo el esperado de un dispositivo de este tipo en este modo de operación. En el futuro se estudiarán modificaciones a esta red para mejorar sus prestaciones sin deteriorar en demasía la densidad superficial de potencia.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al soporte proporcionado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) a través del proyecto TEC2011-29126-C03-01, cofinanciado con fondos FEDER, y del Consolider CSD2008-00068. Los autores agradecen a Sandra Pana por el montaje de los dies y la fabricación de los PCBs así como a Ryan Baker, Cree Inc., por el soporte con los dispositivos.

REFERENCIAS

- [1] P. M. Lavrador, T. R. Cunha, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "The Linearity-Efficiency Compromise," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 5, pp. 44-58, Aug. 2010.
- [2] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE Journal Solid-State Circ.*, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [3] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [4] F. J. Ortega-González, J. L. Jimenez-Martin, A. Asencio-López, and G. Torregrosa-Penalva, "High-Efficiency Load-Pull Harmonic Controlled Class-E Power Amplifier," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 10, pp. 348-350, Oct. 1998.
- [5] T. B. Mader, Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sep 1995.
- [6] J. A. García, R. Marante and M. N. Ruíz, "GaN HEMT Class E² Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 4220-4229, Dec. 2012.