

Amplificador de Potencia Doble-Banda (1.8 GHz y 2.6 GHz) con Alta Eficiencia

José Ramón Pérez Cisneros⁽¹⁾⁽²⁾, José Ángel García García⁽²⁾, M. Nieves Ruiz Lavín⁽²⁾, Jesús de Mingo⁽¹⁾,
María Pampín⁽²⁾, David Vegas⁽²⁾, Pedro Carro⁽¹⁾, Paloma García⁽¹⁾

jpcisneros@unizar.es, joseangel.garcia@unican.es, mariadelasnieves.ruiz@unican.es, mingo@unizar.es,
maria.pampin@unican.es, david.vegas@unican.es, plcarro@unizar.es, paloma@unizar.es

⁽¹⁾Dpto. de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Universidad de Zaragoza, Zaragoza, 50018, España.

⁽²⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, Santander, 39005, España.

Resumen—This work presents a methodology to design high-efficient dual-band RF power amplifiers. Using the non-linear model of the selected GaN HEMT device, an analysis of the performance of the transistor to changes in the phases of both the second and the third harmonic has been carried out for both frequencies. Based on this analysis, drain terminating and biasing networks are designed to provide near optima impedance values at the fundamental and higher order harmonics to the selected frequency bands. The experimental characterization of the implemented prototype, which operates at 1.8 GHz and 2.6 GHz, can achieve drain efficiencies around 70 % with output power levels greater than 42 dBm in both frequency bands. Furthermore, PAEs obtained are very close to drain efficiencies after dual-band input matching.

I. INTRODUCCIÓN

Como consecuencia de la evolución que está teniendo lugar de los sistemas de comunicación inalámbricos hacia la quinta generación (5G), es un reto diseñar un amplificador de potencia (AP) que presente altas prestaciones mientras proporciona operación multi-banda o de banda-ancha.

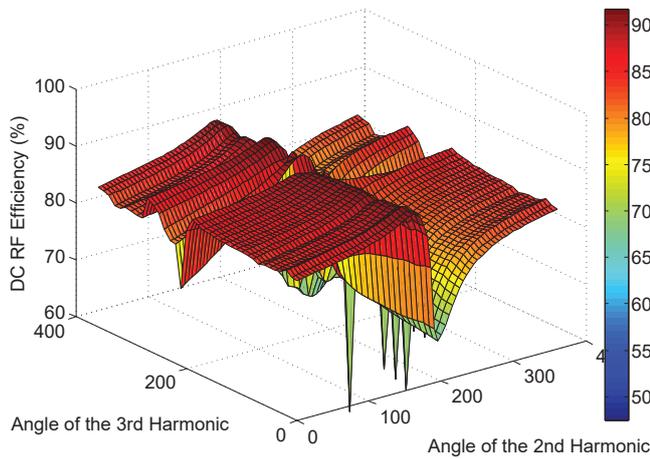
Para el diseño de un AP a una única frecuencia, es bien conocido que se puede obtener una alta eficiencia mediante una selección apropiada del punto de polarización del transistor y de las terminaciones armónicas o, desde un punto de vista diferente, mediante una apropiada conformación de las formas de onda de tensión y de corriente del drenador del transistor. Por ello existen una gran cantidad de combinaciones de terminaciones tanto al fundamental como a los distintos armónicos considerados que proporcionan máxima eficiencia dependiendo del punto de operación seleccionado.

A pesar de que ya en 1932 [1] se publicó una investigación de APs vía análisis de Fourier, no fue hasta el año 2001 cuando Raab [2] analizó las capacidades en cuanto a eficiencia y a potencia de salida de un AP ideal con un número finito de terminaciones armónicas reactivas. Los armónicos requeridos se generan de forma natural debido a las no-linealidades y a la saturación del transistor. El método propuesto consistía en maximizar la eficiencia del AP a través de optimización tanto de los coeficientes de Fourier de las formas de onda de tensión y de corriente como de la reactancia al fundamental, bajo la restricción de un número finito de terminaciones armónicas. Conforme el número de armónicos se incrementa, la eficiencia de un AP ideal crece desde el 50 % de la clase A hasta la unidad observándose cómo la eficiencia crece rápido con el número de armónicos saturándose de forma muy rápida, de modo que la máxima eficiencia alcanzable depende del

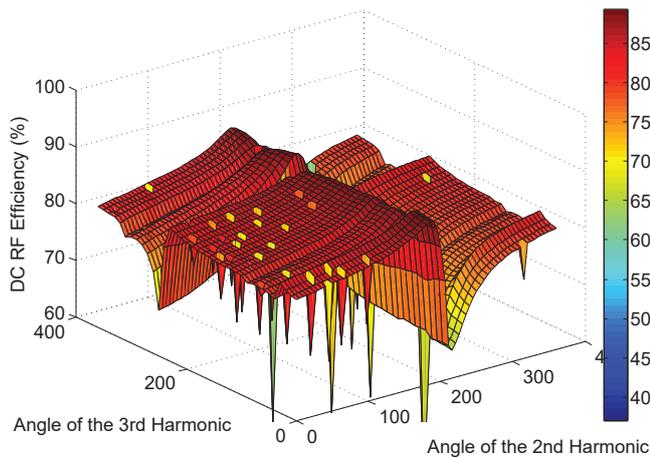
número de armónicos considerados, especialmente de los primeros armónicos. Es por ello que, junto a la dificultad que existe para presentar en el plano del “drenador virtual” determinadas terminaciones armónicas, debido a los parásitos intrínsecos al transistor y al empaquetado, generalmente se consideran las terminaciones al segundo y al tercer armónico.

Además, [2] sugería que eran posibles una gran cantidad de modos de operación tanto dentro como entre las clases C, E y F. Recientemente, han ido apareciendo en la literatura estos y otros modos, siendo denominados “modos continuos”, los cuales proporcionan un espacio de diseño más amplio para conseguir un AP que opere según el método de amplificación seleccionado obteniéndose buenas prestaciones en términos de eficiencia y de potencia de salida. Dichos “modos continuos” introducen un nuevo grado de libertad, lo que puede ser aprovechado para conseguir diseños multi-banda o de banda-ancha. De esta manera, en [3] Cripps propuso la clase J de amplificación que proporcionaba la misma eficiencia y linealidad que la clase-AB en un ancho de banda elevado. La impedancia inductiva para el fundamental y la capacitiva para el segundo armónico se emplean para conseguir un desplazamiento en la fase entre las formas de onda de corriente y de tensión de drenador evitando de esta forma el solapamiento entre tensión y corriente dando lugar a una elevada eficiencia. Por su parte, el “modo continuo” de la clase F [4]- [5] consigue extender el ancho de banda de la clase F manteniendo sus prestaciones al aplicar el mismo principio que el utilizado para la Clase J mediante una reformulación de la forma de onda de tensión de drenador e imponiendo una forma de onda sinusoidal en la corriente, controlando las terminaciones de los segundos y tercer armónico, e incluso controlando hasta el quinto armónico [6]. Lo mismo se ha obtenido dando lugar al “modo continuo” de la clase-F inversa, donde se reformula la forma de onda de corriente imponiendo una forma de onda sinusoidal de tensión [7]- [8]. En [9] se propone una generalización de los “modos continuos” de la clase F para tensiones de puerta por encima de pinch-off (clase-AB para ángulos de conducción entre 180 y 360 grados). La continuidad de modos aplicando el mismo principio que el de la clase-J ha sido propuesta para la clase C en [10]. Por último, también se han propuesto los “modos continuos” de la clase E [11] con terminaciones al segundo armónico reactivas y complejas al fundamental que permiten extender el ancho de banda de operación de un AP clase E.

Generalmente estos nuevos “modos continuos” de funcio-



(a) 1.8 GHz



(b) 2.6 GHz

Fig. 1. Máxima eficiencia de drenador para las terminaciones óptimas al fundamental en función de las fases del segundo y del tercer armónico, para a) 1.8 GHz y para b) 2.6 GHz.

namiento parten de hipótesis ideales. En este trabajo, y para tener en cuenta tanto los efectos parásitos tanto del transistor como los del empaquetado, se presenta una metodología para el diseño de amplificadores de potencia de RF doble-banda de alta eficiencia y potencia de salida mediante la manipulación de las terminaciones complejas al fundamental y reactiva a los armónicos. El prototipo implementado, que opera a 1.8 GHz y 2.6 GHz, permite obtener eficiencias de drenador en torno al 70% con potencia de salida superior a 42 dBm en ambas bandas, con valores de PAE muy próximos a los de eficiencia de drenador tras la adaptación a la entrada doble-banda.

Este artículo se organiza como sigue. La Sección II presenta el análisis del rendimiento del transistor GaN HEMT seleccionado ante variaciones en las fases tanto del segundo como del tercer armónico en ambas frecuencias de trabajo. En función de dicho análisis, la Sección III presenta el diseño de la red de polarización y de la red de terminación de salida para obtener operación doble-banda con alta eficiencia. Los resultados obtenidos mediante la caracterización experimental del prototipo implementado se presentan en la Sección IV. Por último, las conclusiones se presentan en la Sección V.

II. ANÁLISIS DE LAS TERMINACIONES REACTIVAS A SEGUNDO Y TERCER ARMÓNICO.

El dispositivo GaN HEMT empleado es un transistor empaquetado de Cree Inc., el CGH35030F. A partir de su modelo no lineal y empleando un simulador de circuitos, se seleccionó una tensión de drenador $V_{DS} = 28V$ mientras que la tensión de puerta $V_{GS} = -3,5V$ es la más elevada a la que todavía no se observa incremento en la conductancia de salida mediante la observación del parámetro S_{22} con la frecuencia.

Se determinaron los niveles de potencia de entrada necesarios a ambas frecuencias de trabajo y sin adaptación a la entrada para provocar mínima rectificación en la puerta del transistor al imponer cortocircuitos a los armónicos y una terminación al fundamental dada por la recta de carga que permitiría máxima excursión de corriente y de tensión, que en este caso coincide con una resistencia de carga $R_L = 6\Omega$.

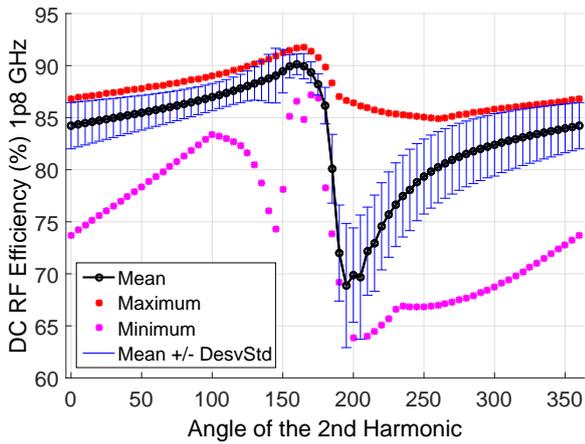
Se completaron entonces una serie de simulaciones load-pull al fundamental, para ambas frecuencias de trabajo, barriendo las fases de los coeficientes de reflexión que ofrecen al transistor para el segundo y tercer armónico imponiendo módulo igual a la unidad dado que dichas terminaciones se consideran reactivas.

La Fig. 1 muestra la influencia que tienen las fases del segundo y del tercer armónico en la máxima eficiencia de drenador que puede obtenerse, para ambas bandas frecuenciales, si se consiguiese sintetizar la terminación óptima al fundamental.

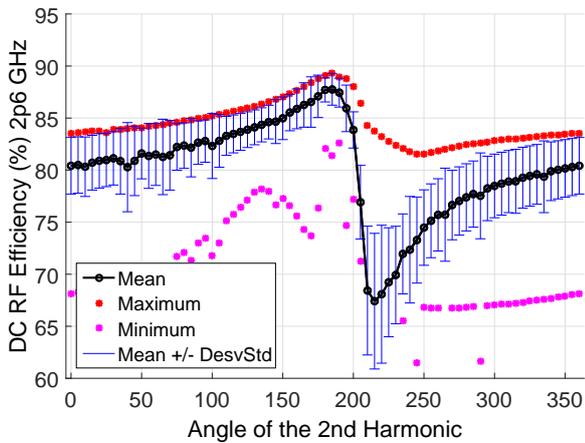
Por una parte, la Fig. 2 muestra, para ambas bandas frecuenciales, la influencia que tiene la variación del ángulo del tercer armónico cuando la fase del segundo armónico es fija. Y por otra parte, la Fig. 3 muestra, para 1.8 GHz, la influencia que tiene la variación del ángulo del segundo armónico cuando la fase del tercero es fija. Se observa que el impacto de la fase del tercer armónico en la eficiencia es bajo. lo mismo ocurre para 2.6 GHz. Además, para ambas frecuencias se observa que existe un conjunto de fases tanto para el segundo como para el tercer armónico a evitar.

Las mejores eficiencias se pueden obtener sintetizando una red doble-banda multi-armónica en la que las fases de los segundos armónicos queden situadas cerca del cortocircuito. Para la frecuencia de 1.8 GHz sería conveniente que dicha fase quedase en la parte inductiva de la Carta de Smith para alejarlo de la zona oscura de eficiencia.

Además, existen otras motivaciones que desaconsejan sintetizar las terminaciones a los terceros armónicos. Por una parte, debido a que se emplean elementos discretos y la frecuencia de trabajo es muy elevada, puede resultar complejo conseguir terminaciones la tercer armónico con parte real casi nula. Por otra parte, una ganancia de transducción de, por ejemplo, -0.3 dB en la red de salida al fundamental, que podrían ser las pérdidas que introdujese la circuitería adicional para obtener las terminaciones a los terceros armónicos resultaría en un 7% de reducción de la eficiencia. Es decir, que si el transistor originalmente presentaba una eficiencia del 80%, la eficiencia quedaría en un 74.4% (7% de reducción sobre 80%).



(a) 1.8 GHz



(b) 2.6 GHz

Fig. 2. Valores máximos, mínimos, medios y (medios +/- desviación típica) de la eficiencia de drenador que se obtiene fijando el ángulo del segundo armónico y variando la fase del tercero desde 0 hasta 360 grados para a) 1.8 GHz y para b) 2.6 GHz.

TABLA I
VALORES DE LOS COMPONENTES

C_b	L_b	C_1	L_1	C_2	C_3	L_3
8.2 pF	18.5 nH	0.8 pF	3.85 nH	24 pF	0.1 pF	2.5 nH
C_4	C_5	L_5	C_6	L_6	C_7	R
1.2 pF	3.85 nH	0.6 pF	22 pF	25 nH	3.9 pF	50 Ω

III. AMPLIFICADOR DOBLE-BANDA

A. Diseño para Alta Eficiencia

En base al análisis realizado en la sección anterior, que ha concluido que el impacto del tercer armónico en la eficiencia era muy pequeño cuando se conseguía una terminación adecuada al segundo armónico, la red multi-armónica dual-band a sintetizar presenta la topología mostrada en el esquemático de la Fig. 4 a). La Tabla 1 incluye los valores de los componentes (bobinas Air Core de Coilcraft y condensadores de ATC).

Para comenzar se ajustó, primero en simulación y luego con medidas de parámetros [S], la red de salida por la vía de RF, de modo a conseguir simultáneamente terminaciones a los dos segundo armónicos intentando que los terceros armónicos

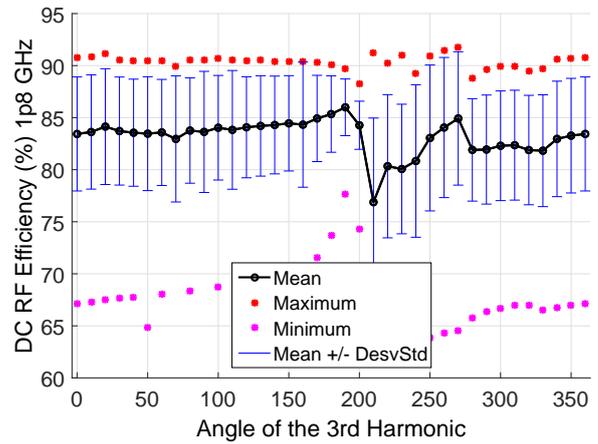


Fig. 3. Valores máximos, mínimos, medios y (medios +/- desviación típica) de la eficiencia de drenador que se obtiene fijando el ángulo del tercer armónico variando la fase del segundo de 0 a 360 grados para 1.8 GHz.

tuvieran la mínima parte resistiva posible quedando además alejados de la zona de caída de la eficiencia en la Fig. 3. La terminación al segundo armónico se consigue mediante el circuito resonante formado por los elementos L_3 y C_3 (@ 3.6 GHz), y por el condensador C_4 (@ 5.2 GHz). Se completó entonces una simulación load-pull para eficiencia al fundamental de ambas frecuencias (Fig. 5), barriendo la impedancia en drenador a obtener por el conjunto de la vía de RF y la vía de polarización, con dichas terminaciones al segundo y tercer armónico. Las terminaciones al fundamental se obtienen mediante el ajuste de los elementos L_5 , C_5 , L_6 , C_6 , L_7 y l_{pol} . La evolución medida de la impedancia de entrada de la red de salida sintetizada frente a frecuencia se ha superpuesto sobre los contornos de la Fig. 5, destacando las terminaciones a los fundamentales y los armónicos.

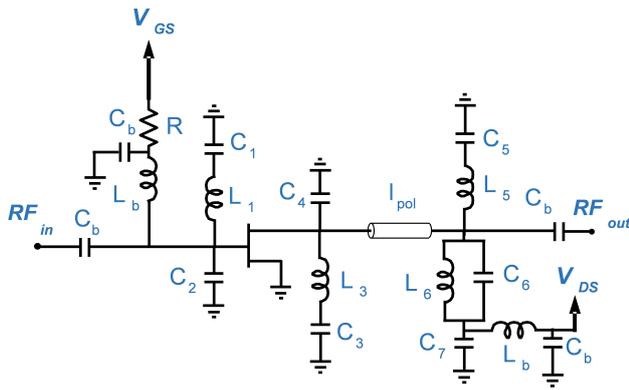
Finalmente, la adaptación a la entrada para el fundamental se realiza mediante el circuito resonante formado por L_1 y C_1 (@ 1.8 GHz), y por el condensador C_2 (@ 2.6 GHz).

B. Caracterización del Prototipo Implementado

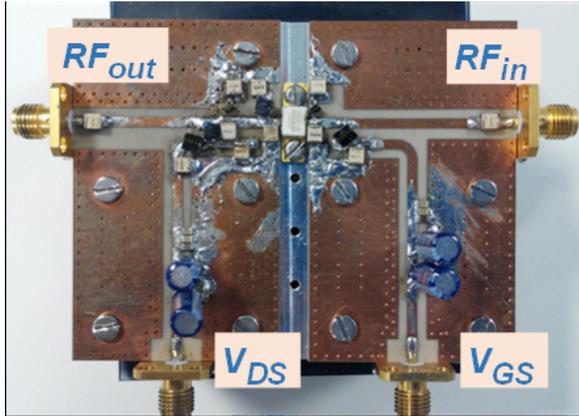
Los detalles de implementación del AP, que incluye la vía de salida de RF, junto con las vías de polarización, más el transistor y el circuito de adaptación de entrada se muestran en la Fig. 4 (b). Los resultados de la caracterización del amplificador implementado aparecen en la Fig. 6. Se consigue la misma potencia de salida (42.3 dBm) con una eficiencia de drenador de 73.2% en 1.8 GHz, y de 68.3% en 2.6 GHz.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una metodología para el diseño de amplificadores de potencia de RF doble-banda de alta eficiencia. Mediante el análisis del rendimiento del transistor considerando el segundo y el tercer armónico en ambas frecuencias, se han diseñado la red de polarización y la red de terminación de salida de modo que proporcionan los valores de impedancia cercanos a los óptimos, tanto al armónico fundamental como a los de orden superior, para ambas bandas frecuenciales. Se ha implementado un prototipo cuya caracterización experimental obtiene eficiencias de drenador en torno al 70%, a 1.8 GHz y 2.6 GHz, con potencia de salida superior a 42 dBm.



(a) Esquemático



(b) PA

Fig. 4. Esquemático a), y fotografía b) del prototipo del amplificador doble-banda implementado.

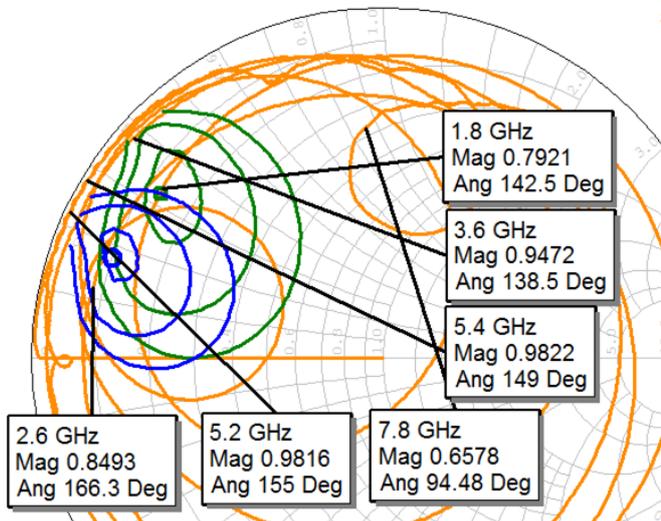
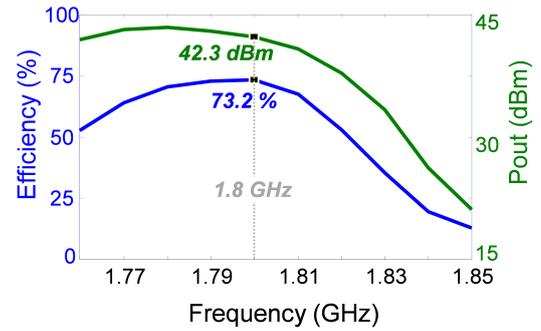


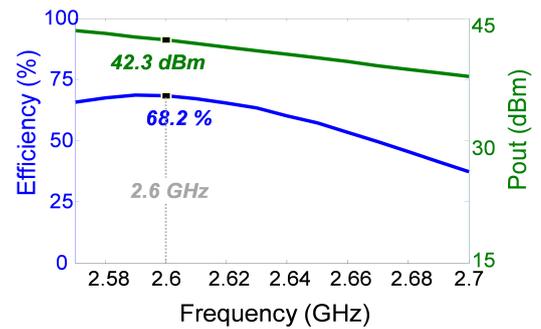
Fig. 5. Círculos de eficiencia para 1.8 GHz (verde) y para 2.6 GHz (azul) dadas las terminaciones al segundo y tercer armónico. En naranja, la red de salida sintetizada.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Gobierno de España bajo los proyectos TEC2014-58341-C4-1-R y TEC2014-58341-C4-2-R del MINECO, por el FEDER, por el FSE, a través de la beca FPI del MINECO del primer autor (BES-2012-061813). Además, el primer autor agradece la beca de



(a) 1.8 GHz



(b) 2.6 GHz

Fig. 6. Perfiles de eficiencia, y de potencia de salida del AP implementado frente a frecuencia medidos a $V_{GS} = -3,3V$ y $V_{DS} = 28V$.

movilidad predoctoral del MINECO (EEBB-I-15-10447).

REFERENCIAS

- [1] J. Hallman, L.B., "A fourier analysis of radio-frequency power amplifier wave forms," *Proceedings of the IRE*, vol. 20, pp. 1640–1659, Oct. 1932.
- [2] F. Raab, "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 49, pp. 1462–1468, Aug. 2001.
- [3] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, J. Benedikt, "On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers" *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, pp. 665–667, Sep. 2009.
- [4] V. Carrubba, A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, and S. C. Cripps, "The continuous class-F mode power amplifier," in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010, pp. 432–435.
- [5] V. Carrubba, A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker and S. C. Cripps, "On the extension of the continuous class-F mode power amplifier," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1294–1303, May. 2011.
- [6] B. M. Merrick, J. B. King, and T. J. Brazil, "A novel continuous class-F mode power amplifier," in *2014 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, 2014, pp. 19–21.
- [7] C. Friesicke and A. F. Jacob, "Mode continua for inverse class-F RF power amplifier," in *Proc. IEEE German Microw. Conf.*, Mar. 2011, pp. 1–4.
- [8] V. Carrubba, M. Akmal, R. Quay, J. Lees, J. Benedikt, S. C. Cripps, P. J. Tasker, "The Continuous Inverse Class-F Mode With Resistive Second-Harmonic Impedance," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 60, no. 6, pp. 1928–1936, June 2012.
- [9] T. Sharma, R. Darraji, F. Ghannouchi, N. Dawar, "Generalized Continuous Class-F Harmonic Tuned Power Amplifiers," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, pp. 213–215, Mar. 2016.
- [10] S. Rezaei, L. Belostotski, H. Helaoui, F. M. Ghannouchi, "Harmonically Tuned Continuous Class-C Operation Mode for Power Amplifier Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 62, no. 12, pp. 3017–3027, Dec. 2014.
- [11] M. Ozen, R. Jos, and C. Fager, "Continuous class-E power amplifier modes," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 731–735, Nov. 2012.