

Predicción de los Contornos Load-Pull en un Amplificador Clase-E mediante un Modelo de tipo Conmutador

David Vegas, María Oti, María Pampín, José R. Pérez-Cisneros, M. Nieves Ruiz, José A. García
david.vegas@unican.es, moi80@alumnos.unican.es, maria.pampin@unican.es, joseramon.perez@unican.es,
mariadelasnieves.ruiz@unican.es, joseangel.garcia@unican.es
Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

Abstract- A simple switch model for a GaN HEMT device is presented in this paper. The model is extracted to estimate the efficiency and output power load-pull contours when the transistor is used in a UHF class-E power amplifier. A load-insensitive class-E design methodology is therefore deployed considering the impact of model parameters on the theoretical achievable efficiency versus output power backoff (PBO) profile. In order to approximate the desired zero voltage switching (ZVS) operation along a wide range of resistive loads, a simple lumped element terminating network, derived from [1], was selected. A resonant DC-DC power converter has been implemented for validation achieving an efficiency peak of 78% staying above 60% up to a 30% of the nominal DC output power (10 W).

I. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de potencia (AP) en modo conmutado (Switch-mode power amplifiers, SMPAs) [2] presentan una excelente eficiencia en la conversión de potencia de DC a RF ya que operan al transistor como si de un interruptor se tratase. De este modo aseguran una baja superposición de las formas de onda de tensión y de corriente proporcionando, por tanto, bajas pérdidas. Los SMPAs consiguen una alta eficiencia mediante la adecuada selección tanto del punto de polarización del transistor como de las terminaciones a los distintos armónicos; o desde un punto de vista diferente, mediante el proceso conocido como “ingeniería de las formas de onda” generando adecuadamente las formas de onda de corriente y/o tensión de drenador.

De entre todos los APs que operan en modo conmutado conocidos hasta el momento, son los amplificadores de potencia clase-E los más eficientes al mismo tiempo que presentan una realización muy sencilla. El concepto clase-E, con antecedentes históricos muy diversos [3], ha sido analizado muy ampliamente en la literatura [4-6]. En 1988, Raab determinó los efectos de la variación de la impedancia de carga en un amplificador de potencia clase-E ideal para un valor fijo de la tensión de polarización de drenador [7] en términos, fundamentalmente, de potencia de salida y de eficiencia.

Por otra parte, el empleo de señales, en los modernos y futuros sistemas de comunicaciones móviles, con formatos de modulación que cada vez presentan mayores PAPRs ha motivado que exista un creciente interés en obtener una alta eficiencia para elevados valores de backoff. Para la parte baja de la banda de microondas, los resultados más prometedores

se han conseguido mediante los conceptos de la modulación dinámica bien de la carga o bien de la polarización [8,9]. Recientemente, las arquitecturas de tipo outphasing (básicamente un inversor con control de fase) están recibiendo una mayor atención debido a la introducción de amplificadores de potencia clase-E de alta eficiencia [10]. Dichas arquitecturas basan su funcionamiento en el hecho de que cada uno de los APs que lo componen es modulado en impedancia de carga debido al desfase entre sus excitaciones de envolvente constante. Aunque la topología clase-E original [4] es muy sensible al valor de la impedancia de carga [7], el diseño de configuraciones alternativas para asegurar buenas prestaciones de eficiencia bajo condición de carga variable ha sido abordado en la literatura [11,12]. Esta característica resulta además atractiva para la integración de un inversor clase-E en un convertidor DC-DC resonante que sea insensible a la variación de la carga o auto-regulado [13], garantizando una elevada eficiencia y mínima variación de la tensión de salida. Este tipo de convertidores podría introducirse en un esquema de transmisión de seguimiento de la envolvente (Envelope Tracking, ET), considerando que la carga que ofrece al convertidor el AP de RF varía en función de la envolvente de la señal a amplificar.

En este trabajo se ha desarrollado un modelo muy simplificado de tipo conmutador para un transistor GaN HEMT con el objetivo de ser empleado en el diseño de un amplificador de potencia clase-E independiente de la carga. Dicho modelo permite además evaluar el comportamiento del transistor cuando es usado en un circuito rectificador, y determinar los mecanismos de pérdidas.

II. OPERACIÓN CLASE-E BAJO CARGA VARIABLE

Los contornos load-pull para un amplificador de potencia clase-E ideal fueron determinados por Raab en [7]. Quedó probado que una eficiencia unidad era posible de forma teórica a lo largo de una trayectoria recta en la carta de Smith con amplitud de la tensión de salida variable. Ello dio lugar, posteriormente, a la propuesta de un esquema de tipo outphasing asimétrico [10].

Los principales mecanismos de pérdidas en un amplificador clase-E, principalmente el impacto de las resistencias en estado ON y OFF en las formas de onda de tensión y corriente, han sido abordados por diferentes autores a lo largo de los años, comenzando en [14].

Gracias a la existencia de avanzados modelos no lineales de los dispositivos y a la madurez de los simuladores basados en el balance armónico, la predicción de los contornos load-pull es posible. A pesar de ello, dichos modelos pueden provocar problemas de convergencia en algunas condiciones extremas de terminación de la carga y pueden ser imprecisos cuando reproducen determinadas regiones de operación de un FET. Además, no aportan necesariamente una relación directa con los correspondientes mecanismos de pérdidas.

A. Modelo de tipo Conmutador de un dispositivo GaN HEMT

Un modelo muy simplificado ha sido extraído para un dispositivo GaN HEMT, el CGH35030F de WolfSpeed. Los parámetros del modelo fueron obtenidos a partir de simulaciones empleando el modelo no lineal del transistor proporcionado por el fabricante. De esta manera, se consiguen predecir con mucha precisión los contornos load-pull. El esquemático del modelo propuesto se muestra en la Fig. 1a.

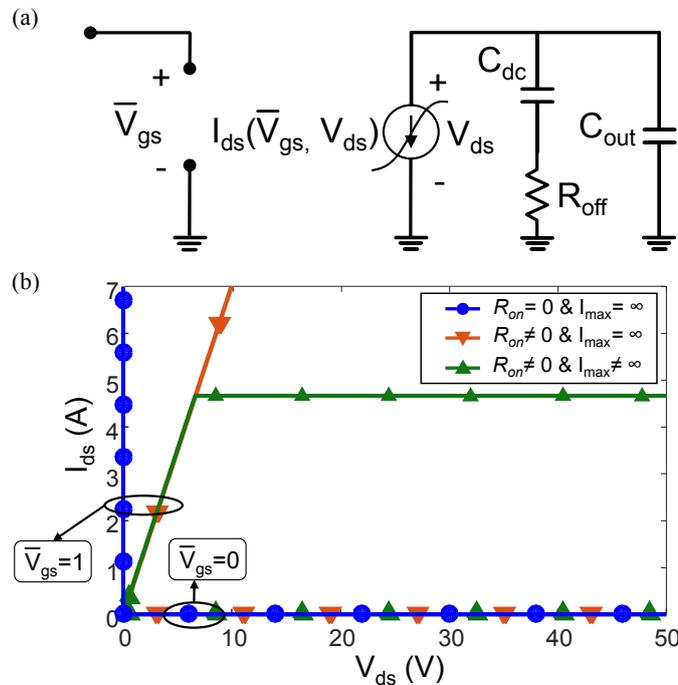


Fig. 1. (a) Esquemático del modelo de tipo conmutador y (b) características I/V para diferentes casos: conmutador ideal, R_{on} distinta de cero y, R_{on} distinta de cero con un valor finito de I_{max} .

El valor de la fuente de corriente es directamente proporcional a una tensión de puerta a fuente normalizada, \bar{V}_{gs} , la cual toma uno de dos posibles valores (0 para el estado OFF, 1 para el estado ON). Una función por partes describe su dependencia con la tensión de drenador a fuente, con una característica lineal por debajo de la tensión de codo, mientras que permanece constante por encima de dicho valor. Atendiendo a los valores para la pendiente, $1/R_{on}$, y al límite de corriente, I_{max} , se pueden evaluar distintos casos, como se puede apreciar en la Fig. 1b. La capacidad de salida equivalente, C_{out} , se complementa con una resistencia en paralelo para el estado OFF, R_{off} , la cual no tiene contribución en continua. A partir del valor del parámetro de scattering S_{22} cuando el dispositivo está polarizado al valor seleccionado de la tensión de drenador ($V_{DS} = 28$ V) y ligeramente por debajo

del pinch-off ($V_{GS} = -3.5$ V), se pueden obtener muy buenas estimaciones para R_{off} y C_{out} . Los parámetros del modelo R_{on} e I_{max} , para un dispositivo GaN HEMT con efectos de dispersión en baja frecuencia asociados al auto-calentamiento y a los estados trampa, se pueden obtener de las características I/V dependientes de la temperatura en régimen pulsado.

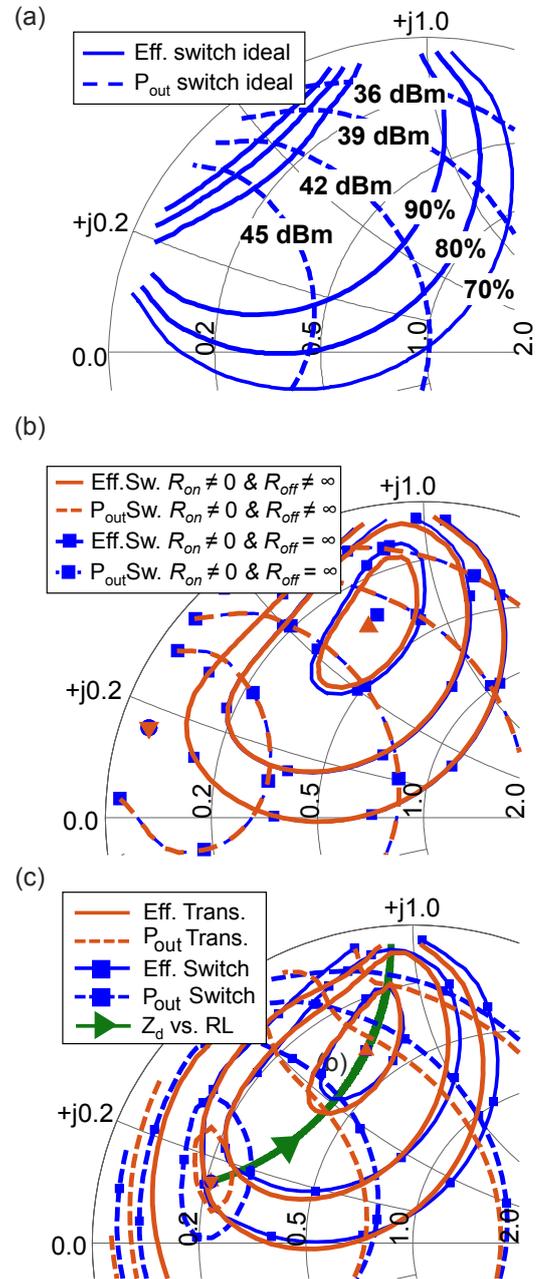


Fig. 2. (a)-(c) Comparativa de los contornos load-pull de eficiencia y potencia de salida, obtenidos mediante simulación, para el modelo de tipo conmutador propuesto ($C_{out} \neq 0$ en todos los casos) y para el modelo no lineal proporcionado por el fabricante.

B. Contornos Load-Pull

Se completaron simulaciones load-pull para distintos casos (Fig. 2). Los contornos para un conmutador/switch ideal, que se muestran en la Fig. 2a, se transforman en los de la Fig. 2b cuando se incluye el impacto de R_{on} y R_{off} . La resistencia en

estado ON y las pérdidas de conducción asociadas tienen una gran influencia en los contornos de eficiencia, mientras que la resistencia finita en RF del estado OFF solamente contribuye para valores bajos de potencia de salida, tal y como se esperaba. El límite de corriente, que se ha añadido en la Fig. 2c, es necesario para una buena predicción de los contornos de potencia de salida, tal y como ocurre en los amplificadores de potencia Clase-B [15,16].

Empleando C_{out} , R_{on} , R_{off} e I_{max} , los contornos load-pull obtenidos a partir del modelo no lineal del dispositivo proporcionado por el fabricante (Fig. 2c) pueden ser ajustados con buena precisión. A partir de la Fig. 2c resulta evidente la existencia de una trayectoria óptima en la carta de Smith para una operación con alta eficiencia con potencia de salida controlada [7]. La condición ZVS deseada se aproxima a lo largo de esa trayectoria, lo que minimiza la contribución a las pérdidas de conmutación debidas a C_{out} . La influencia del resto de parámetros del modelo en el perfil de eficiencia frente al backoff de potencia de salida a lo largo de esta trayectoria de impedancia óptima ha sido estudiada en detalle y representada en la Fig. 3. Se pueden extraer varias conclusiones: la R_{on} es determinante para el rendimiento en eficiencia, I_{max} establece la capacidad de potencia de salida del dispositivo y, finalmente, R_{off} tiene impacto sobre la eficiencia únicamente a altos valores de PBO. Se puede obtener una predicción aceptable únicamente añadiendo el límite de corriente a la resistencia en el estado de conducción.

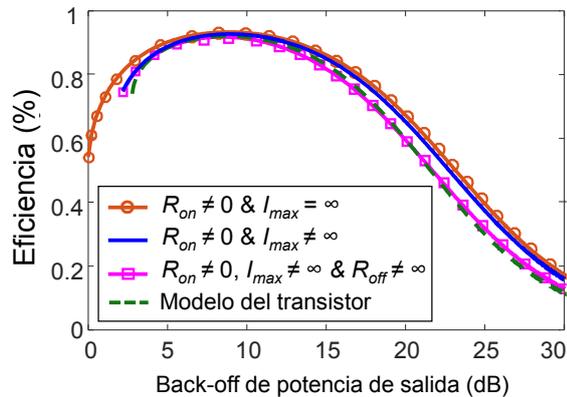


Fig. 3. Contribución de los parámetros del modelo al perfil de eficiencia contra PBO a lo largo de la trayectoria óptima $Z_d(R_L)$ de la Fig. 2c.

III. CONVERTIDOR DC-DC RESONANTE CLASE-E² INVARIANTE A LA CARGA

Para la validación del modelo de tipo conmutador propuesto, se ha diseñado un inversor/amplificador de potencia clase-E a 700 MHz con elementos concentrados que es insensible a la carga. Siguiendo el enfoque compacto utilizado en [11], se ha incorporado un inversor de impedancias inductivo para aproximar una operación independiente de la carga del clase-E tradicional [1].

Posteriormente, aprovechando el principio de dualidad [17], se ha derivado un rectificador clase-E síncrono con reducida sensibilidad a variaciones de la carga a partir del inversor clase-E, introduciendo la señal de excitación por la vía de RF de drenador y sustituyendo su fuente de alimentación V_{DD} por una resistencia de carga variable. El diseño del rectificador ha sido posible gracias al modelo de

tipo conmutador propuesto debido a que el modelo no lineal del transistor proporcionado por el fabricante no reproduce adecuadamente el tercer cuadrante de sus características I/V , zona en la que opera el rectificador.

Finalmente, se ha obtenido el convertidor DC-DC resonante clase-E² invariante a la carga combinando el inversor y el rectificador previamente diseñados, sincronizando adecuadamente la señal de RF de entrada al rectificador. Dicho convertidor transforma la potencia de entrada de DC a una potencia controlada de RF para después transformar ésta en la salida de DC deseada [18].

La Fig. 4 muestra el esquemático y una fotografía del convertidor implementado, para el cual se han utilizado bobinas y condensadores de alto factor de calidad (bobinas Air Core de Coilcraft y condensadores cerámicos ATC 100B, respectivamente). En la Fig. 4b, puede apreciarse que, para facilitar la reconfiguración de la topología a un transmisor de tipo outphasing, se ha añadido un transformador de impedancias y un puerto de salida de RF auxiliar, los cuales no se utilizan en el convertidor. Además, aunque podría haber sido evitada para el diseño del convertidor, se ha añadido por el mismo motivo una red de combinación entre el inversor y el rectificador que incluye las reactancias de compensación del transmisor outphasing (combinador Chireix), sin afectar al rendimiento del convertidor.

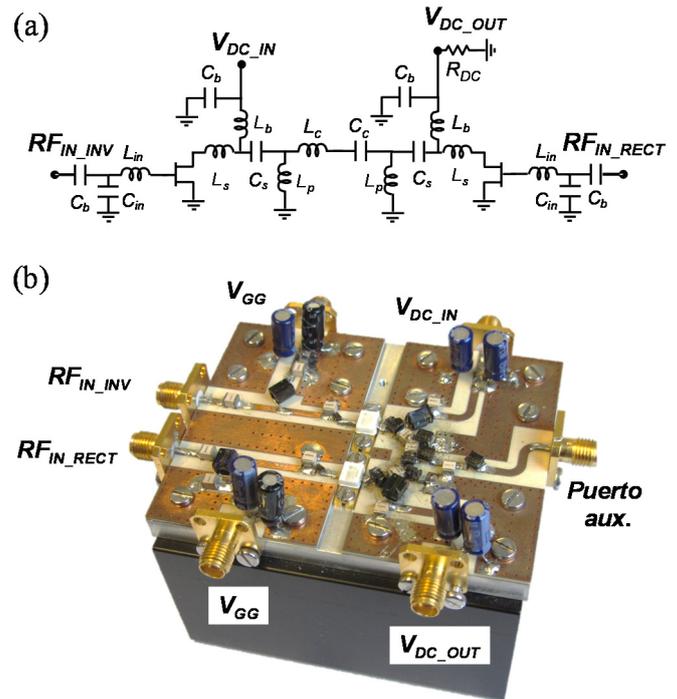


Fig. 4. (a) Esquemático y (b) fotografía de la topología implementada.

Los resultados de las medidas y de simulación (empleando el modelo propuesto para el dispositivo) frente a la resistencia de carga en DC son comparados en la Fig. 5. Se ha medido un pico de eficiencia de 78% a 65 Ω , manteniéndose por encima de 60% hasta un 30% de la potencia nominal de salida de DC (10 W). Tal y como se esperaba de las simulaciones, la tensión de salida de DC se mantiene cerca de 29 V cuando la R_L se incrementa varias veces por encima de su valor óptimo. Además, también se verificó la operación segura en circuito abierto. La tabla I proporciona una comparativa con los convertidores DC-DC

de alta frecuencia más modernos que se pueden encontrar en la literatura.

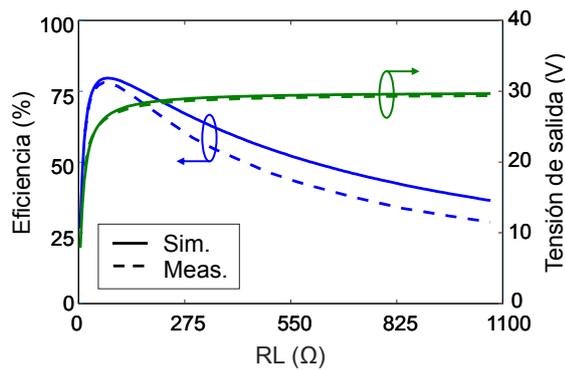


Fig. 5. Eficiencia y tensión de salida simulada (-) y medida (--) frente a la resistencia de carga para $V_{DD}=28\text{ V}$ y $f=700\text{ MHz}$.

El comportamiento demostrado, insensible a la carga, permite que pueda aproximarse a una fuente de tensión de modo que evitaría el empleo de bucles de control para la regulación de la carga. La implementación de dicho bloque, que generalmente se incluye en este tipo de convertidores, sería muy exigente en la banda UHF. Esta característica hace que el convertidor diseñado pueda ser atractivo para su posible uso como modulador de envolvente en arquitecturas de tipo ET.

TABLA I
COMPARATIVA CON CONVERTIDORES DC-DC EN EL ESTADO DE LA TÉCNICA

Ref.	f_0 (GHz)	P_{out} (W)	η_{peak} (%)
[19]	0.03	220	87
[20]	0.1	7	91
Este trabajo	0.7	10.2	78
[21]	1	8.5	79
[22]	1.2	5	75

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un modelo muy sencillo de tipo conmutador para un dispositivo GaN HEMT con el objetivo de estimar los contornos load-pull de eficiencia y de potencia de salida cuando se emplea en un amplificador de potencia clase-E. Se ha demostrado que en la banda UHF, mediante el empleo de una topología con elementos concentrados basada en un inversor de impedancias inductivo, se pueden conseguir valores de eficiencia competitivos en un amplio rango de resistencia. Para la validación del modelo propuesto, se ha reportado un convertidor DC-DC resonante invariante a la carga.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) a través de los proyectos TEC2017-83343-C4-1-R y TEC2014-58341-C4-1-R, cofinanciados con fondos FEDER. Los autores agradecen a Sandra Pana su asistencia en la fabricación de las placas. David Vegas y María Pampín, agradecen también el apoyo recibido a través de los contratos predoctorales BES-2015-072203 y BES-2012-059599, respectivamente.

REFERENCIAS

- [1] M. K. Kazimierczuk and X. T. Bui, "Class-E Amplifier with an Inductive Impedance Inverter," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 160–166, April 1990.
- [2] A. Grebennikov and N. O. Sokal, *Switch Mode RF Power Amplifiers*. Newton, MA: Newnes, 2007.
- [3] A. Grebennikov, "Early History of Switching-Mode Class-E Techniques for High-Efficiency Power Amplification," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2017, pp. 1-4, Honolulu, HI.
- [4] 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 Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [5] F. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [6] F. H. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 13, no. 2, pp. 239-247, Apr. 1978.
- [7] F. H. Raab, "Effects of VSWR upon the Class-E RF-power Amplifier," *Proc. RF Expo East '88*, Philadelphia, pp. 299-309, Oct. 1988.
- [8] F. H. Raab et al., "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar 2002.
- [9] 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.
- [10] 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. 757-769, Boston, MA.
- [11] D. Vegas, F. Moreno, M. Nieves Ruiz and J. A. Garcia, "Efficient class-E power amplifier for variable load operation," in *Int. Integr. Nonlinear Microw. Millimetre-Wave Circuits Workshop*, Graz, Austria, Apr. 2017, pp. 1–3.
- [12] 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.
- [13] L. Roslaniec, A. S. Jurkov, A. A. Bastami and D. J. Perreault, "Design of Single-Switch Inverters for Variable Resistance/Load Modulation Operation," *IEEE Trans. Power Elect.*, vol. 30, no. 6, pp. 3200-3214, June 2015.
- [14] V. B. Kozyrev, "Single-Ended Switched-Mode Tuned Power Amplifier with Filtering Circuit"(in Russian), *Poluprovodnikovye pribory v tekhnike svyazi*, vol. 6, pp. 152-166, 1971.
- [15] S. C. Cripps, "A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-pull Power Contours," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, USA, 1983, pp. 221-223.
- [16] J. C. Pedro, L. C. Nunes and P. M. Cabral, "A Simple Method to Estimate the Output Power and Efficiency Load-Pull Contours of Class-B Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory & Tech.*, vol. 63, no. 4, pp. 1239–1249, Apr. 2015.
- [17] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21st Power Electron. Specialist Conf., PESC '90*, pp. 512-521, 1990.
- [18] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [19] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, and D. J. Perreault, "A Very High Frequency DC-DC Converter Based on a Class Φ_2 Resonant Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 2980-2992, Oct. 2011.
- [20] Y. Zhang, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "100 MHz, 20 V, 90% Efficient Synchronous Buck Converter with Integrated Gate Driver," *IEEE Energy Conv. Congr. and Expo.*, pp. 3664–3671, Sep. 2014.
- [21] J. A. García, R. Marante, M. N. Ruiz et al., "A 1 GHz Frequency-Controlled Class E² DC/DC Converter for Efficiently Handling Wideband Signal Envelopes," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2013.
- [22] I. Ramos et al., "GaN Microwave dc-dc Converters," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol.63, pp. 4473-4482, Dec. 2015.