

# UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



## ESCUELA DE DOCTORADO DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

PROGRAMA INTERUNIVERSITARIO DE DOCTORADO EN  
TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES  
MÓVILES POR LAS UNIVERSIDADES DE A CORUÑA, OVIEDO,  
CANTABRIA, PAÍS VASCO Y ZARAGOZA

---

### TESIS DOCTORAL

SOLUCIONES HARDWARE DE POTENCIA Y  
RADIOFRECUENCIA PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES  
SOSTENIBLES DE PRÓXIMA GENERACIÓN Y APLICACIONES  
DERIVADAS

### PhD THESIS

POWER AND RADIOFREQUENCY HARDWARE SOLUTIONS  
FOR NEXT GENERATION SUSTAINABLE COMMUNICATION  
SYSTEMS AND DERIVED APPLICATIONS

---

Presentada por: **DAVID VEGAS BAYER**

Dirigida por: **Prof. JOSÉ ÁNGEL GARCÍA GARCÍA**

**Santander, Febrero de 2021**



*A mis padres y a mi hermana*

*A mis chicas*

*“Convierte tu muro en un peldaño”*

*Reiner María Rilke (1875 – 1926)*



# Agradecimientos

En primer lugar, agradecer muy especialmente a mi tutor y director de tesis, José Ángel García García, su generosidad a la hora de transmitir sus conocimientos y su pasión por la investigación y concretamente por las microondas, sin ninguna duda son algo fuera de la curva. Esta generosidad también puede ser llevada fuera del ámbito laboral. Mi más absoluto respeto y admiración.

A mis padres, por todo. Hoy soy quien soy gracias a ellos y no me puedo llevar mejor regalo. Sin ninguna duda, llegar hasta aquí no habría sido posible sin su apoyo e insistencia. Gracias.

A mi hermana, porque ni se imagina lo que le echamos de menos en Santander, es la alegría de la casa y siempre está cuando se le necesita.

A Marta. La que más ha sufrido esta etapa y la que más me ha apoyado para seguir en ella. Más de media vida juntos a nuestra edad es fácil de decir, pero más fácil aún es conseguirlo contigo a mi lado. A su familia por hacerme sentir como si fuera la mía.

Gracias muy especialmente a Nieves, mi “co-tutora” durante estos años de tesis. Trabajadora incansable y con paciencia infinita: un sol de mujer. Junto con Reinel, Javier y la futura integrante formáis una excepcional familia. A José Ramón, siempre dispuesto a ayudar y compartir alegría, has dejado un hueco difícil de llenar en la Universidad de Cantabria, bien lo sabe todo el departamento. Gracias infinitas a los dos.

También me gustaría reconocer la labor de Sandra en el laboratorio. Sus anécdotas y gran experiencia han permitido que todo este trabajo haya sido posible.

No puedo olvidarme de extender mi agradecimiento al resto de profesores del departamento. En especial a Ángel, Antonio y Tomás, por la etapa previa a la tesis trabajando con ellos. Sin olvidarme de Alicia, Almudena, Álvaro, Amparo, Eduardo, Franco, Juan Pablo, Luisa, Mabel, Óscar, Santiago,

Sergio, Tino y Yolanda. En especial, a Guillermina y Justo, por su simpatía y buen hacer.

Gracias a todos mis compañeros, con los que he coincidido en el departamento: Ana, Beatriz, Jaime, Javier, Jessica, Juan Luis, Enrique y Vicente.

No quisiera olvidarme de todos los estudiantes que han pasado por el departamento para realizar sus Trabajos Final de Grado y Máster y que han colaborado de forma desinteresada en el diseño e implementación de muchos de los trabajos presentados en esta Tesis. Entre ellos, me gustaría destacar a Ana, Hugo, María, Miguel Ángel y Roly.

A “Infiltrados”, por toda la ayuda prestada fuera del ámbito laboral. Testigos de cada paso que doy y de todos mis gruñidos. Gracias por aguantarme, quererme tal y como soy y por confiar en mí. Sois la familia que se elige.

Agradecer igualmente a Ignacio Ruiz, por su gestión en el préstamo de los equipos de Keysight cuando fueron necesarios.

A Pere y Gabriel, por tan buenos momentos en cada IMS y por su ayuda durante este trabajo. Me gustaría extender también los agradecimientos a los grupos de la Univ. de Zaragoza y del CTTC, por su colaboración en el proyecto del Ministerio.

Gracias al Ministerio de Economía y Competitividad por la financiación recibida bajo el Programa Estatal de Investigación, Desarrollo e Innovación orientada a los Retos de la Sociedad, así como los Vicerrectorados de Investigación y Transferencia del Conocimiento, Doctorado y Relaciones Institucionales y especialmente al Servicio de Gestión Académica de la Universidad de Cantabria.

Esta Tesis Doctoral ha sido generada directamente de la actividad científica desarrollada en los proyectos TEC2008-06684-C03-01, TEC2011-29126-C03-01 y TEC2014-58341-C4-1-R financiados por el MINECO y Fondos FEDER.

# Resumen

En la actualidad, en el área de las comunicaciones inalámbricas, existe una especial preocupación por reducir las emisiones de gases de efecto invernadero a la atmósfera y, por ende, el gasto energético. En este sentido, la eficiencia energética en las estaciones base (*Radio Base Stations, RBS*) juega un papel fundamental en los sistemas de comunicación inalámbricos. Los últimos avances hacia nuevas generaciones en las comunicaciones inalámbricas, empleando formatos de modulación espectralmente cada vez más eficientes, requieren manejar señales que presentan valores de relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR) muy elevados. Por este motivo, el diseño de arquitecturas de transmisión para el 5G y los futuros estándares de comunicaciones inalámbricos es cada vez más complejo ya que se debe proporcionar una operación altamente eficiente sobre un rango de control de potencia de salida mayor.

En este sentido, en esta tesis doctoral se proponen diferentes topologías inversoras de elevado rendimiento, operando en clase-E o basándose en la continuidad de modos de la clase-E, para su posterior utilización en transmisores eficientes de señales de comunicación. Se han diseñado e implementado amplificadores de potencia de bajas pérdidas y con reducida sensibilidad a las variaciones de la resistencia de carga que, al ser empleados en arquitecturas de transmisión, permiten manejar señales con altos valores de PAPR manteniendo una alta eficiencia y linealidad. De hecho, tras ser integrados en transmisores *outphasing* y en arquitecturas combinadas del tipo “*Load Modulated Balanced Amplifiers (LMBA)*” se han alcanzado valores de eficiencia que podrían considerarse en el estado del arte.

Por otro lado, estas topologías amplificadoras también han sido utilizadas para diseñar e implementar su circuito dual con inversión temporal, el rectificador síncrono. Su implementación conjunta, al conectarlos en

cascada, ha permitido el diseño e implementación de convertidores resonantes DC/DC, que podrían ser utilizados como moduladores de envolvente en arquitecturas *Envelope Tracking (ET)* y de *Envelope Elimination and Restoration (EER)*, siendo también adecuados para su uso en fuentes de alimentación que requieran una alta densidad de potencia y una respuesta muy rápida, gracias a su reducido tamaño y elevado ancho de banda.

# Abstract

Nowadays, in the area of wireless communications, there is a special concern to reduce greenhouse gas emissions into the atmosphere and, therefore, energy consumption. In this sense, energy efficiency in Radio Base Stations (RBS) plays a fundamental role in wireless communication systems. The latest advances towards new generations in wireless communications, employing increasingly efficient spectral modulation formats, require handling signals with very high peak to average power ratio (PAPR) values. For this reason, the design of transmission architectures for 5G and future wireless communication standards is increasingly complex since highly efficient operation must be provided over a wider output power control range.

In this sense, this doctoral thesis proposes different high-efficiency topologies, operating in class-E or based on the continuity of class-E modes, for their use in efficient transmitters. Low loss power amplifiers with reduced sensitivity to load resistance variations have been designed and implemented that, when used in transmission architectures, allow handling signals with high PAPR values while maintaining a high efficiency and linearity. In fact, after being integrated in outphasing and Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA) architectures, have been reached efficiency values that could be considered in the state of the art.

On the other hand, these inverters have been used to design and implement their time reversal duality circuit, the synchronous rectifier. Their connection in cascade has allowed the design of resonant DC / DC converters, which could be used as envelope modulators in Envelope Tracking (ET) and Envelope Elimination and Restoration (EER) architectures, among others.



# Índice de Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>i</b>	
<b>Resumen</b>	<b>iii</b>	
<b>Abstract</b>	<b>v</b>	
<b>Índice de Contenido</b> .....	<b>vii</b>	
<b>Capítulo I</b>	<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
I.1	Motivación.....	1
I.1.i.	Comunicaciones Inalámbricas.....	2
I.1.ii.	Eficiencia Energética .....	5
I.1.iii.	Estrategias de Transmisión .....	8
I.1.iv.	Conversión y Transmisión Inalámbrica de Potencia.....	17
I.2	Objetivos del Trabajo.....	19
I.3	Organización de la Tesis.....	20
I.4	Referencias .....	21
<b>Capítulo II</b>	<b>Fundamentos Teóricos y Figuras de Mérito</b> .....	<b>25</b>
II.1	Figuras de Mérito en Amplificadores.....	25
II.2	Clases de Amplificación de Potencia.....	31
II.2.i.	Amplificadores de Potencia en Modo Fuente de Corriente Dependiente .....	31
II.2.ii.	Amplificadores de Potencia en Modo Conmutado .....	34
II.3	Arquitecturas de Transmisión Inalámbrica .....	51
II.3.i.	Transmisor Polar (EER).....	51

II.3.ii. Técnica <i>Envelope Tracking</i> (ET) .....	52
II.3.iii. Amplificador Doherty .....	53
II.3.iv. Transmisor <i>Outphasing</i> .....	56
II.3.v. Transmisor <i>outphasing</i> de Cuatro o Más Ramas Amplificadoras .....	59
II.3.vi. <i>Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA)</i> .....	65
II.4 Topologías Rectificadoras y Convertidoras Clase-E.....	68
II.4.i. Rectificador Síncrono Clase-E.....	68
II.4.ii. Convertidor DC/DC Resonante Clase-E <sup>2</sup> .....	71
II.5 Referencias .....	73
<b>Capítulo III Topologías Clase-E de Alta Eficiencia .....</b>	<b>79</b>
III.1 . Predicción de los Contornos <i>Load-pull</i> con un Modelo de Tipo Conmutador .....	79
III.1.i. Operación Clase-E Bajo Carga Variable.....	80
III.1.ii. Modelo Tipo Conmutador para Transistores GaN HEMT .....	80
III.1.iii. Contornos <i>Load-pull</i> .....	82
III.2 Diseño de Amplificadores de Potencia Clase-E de Alta Eficiencia .....	84
III.2.i. Amplificador de Potencia Clase-E a GaN HEMT en la Banda de 750 MHz .....	85
III.2.ii. Amplificador de Potencia Clase-E a GaN HEMT en Banda ISM (915 MHz).....	90
III.3 Diseño de Transmisores <i>Outphasing</i> Clase-E de Alta Eficiencia .....	98
III.3.i. Diseño de Transmisor <i>Outphasing</i> Clase-E de Alta Eficiencia en la Banda de 700 MHz.....	99

III.4	Diseño de Convertidores DC/DC Clase-E <sup>2</sup> de Alta Eficiencia .....	106
III.4.i.	Diseño de Convertidor DC/DC Clase-E <sup>2</sup> de Alta Eficiencia a 700 MHz.....	106
III.5	Referencias .....	111
<b>Capítulo IV</b>	<b>Topologías Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia.....</b>	<b>113</b>
IV.1	Modos Continuos Clase-E Bajo Condición de Carga Variable .....	113
IV.2	Diseño de un Amplificador de Potencia Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia.....	119
IV.3	Diseño de Transmisores <i>Outphasing</i> Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia .....	124
IV.3.i.	Diseño de un Transmisor <i>Outphasing</i> Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia usando un Combinador de Tipo Chireix .....	124
IV.3.ii.	Diseño de una Topología <i>Outphasing</i> clase-E/F <sub>2</sub> de 4 Ramas Amplificadoras de Potencia Altamente Eficiente.....	129
IV.3.iii.	Diseño de un Transmisor <i>Outphasing</i> Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia usando un Acoplador Híbrido 90° como Combinador No Aislado .....	136
IV.3.iv.	Diseño de una Topología <i>Outphasing</i> con Modulación de la Carga por Inyección de Corriente .....	145
IV.4	Diseño de Convertidores Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia.....	156
IV.4.i.	Diseño de un Convertidor Clase-E/F <sub>2</sub> de Alta Eficiencia a 700 MHz ( $q = 0$ ) .....	156

IV.4.ii. Diseño de un Convertidor Resonante DC/DC	
Clase-E/F <sub>2</sub> Alternativo de Alta Eficiencia a	
700 MHz .....	160
IV.5 Referencias .....	164
<b>Capítulo V</b>	
<b>Conclusiones y Líneas Futuras .....</b>	<b>167</b>
V.1 Conclusiones.....	167
V.2 Líneas Futuras.....	174
V.3 Referencias .....	175
<b>Publicaciones</b> .....	<b>I</b>
<b>Lista de Acrónimos</b> .....	<b>V</b>

# Capítulo I

# Introducción

---

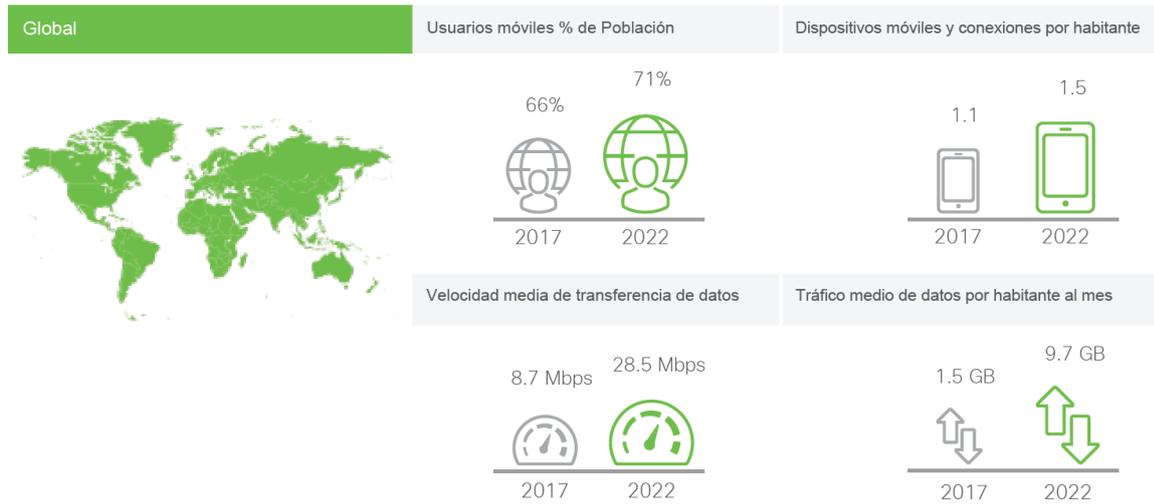
A lo largo de esta tesis se afrontarán diferentes retos que existen actualmente en el campo de la radiofrecuencia (RF). En este sentido, siempre se trabajará con el objetivo de diseñar e implementar soluciones de alta eficiencia energética que además satisfagan los estrictos requisitos en cuanto a ancho de banda y linealidad, entre otros.

A continuación, se presenta una pequeña introducción histórica de la evolución de los sistemas de comunicación inalámbrica así como los principales retos mencionados en el párrafo anterior que nos han empujado a la realización de este trabajo. Además, se introducirán los principales objetivos de esta tesis y cómo van a ser presentados.

## **I.1 Motivación.**

El sector de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC) ha transformado nuestra forma de vivir, trabajar, aprender y jugar. Desde los teléfonos móviles hasta Internet, las TIC han brindado constantemente productos y servicios innovadores que ahora forman parte integral de nuestra vida diaria. En este sentido, la demanda de las comunicaciones móviles y la calidad del servicio están creciendo a velocidades vertiginosas en los últimos años. Las estimaciones realizadas para el periodo 2017 a 2022 muestran que el tráfico medio de datos por habitante al mes se quintuplicará en el plazo de 5 años [1] (Figura I.1). En consecuencia, en la misma proporción deben crecer las infraestructuras para dar servicio a estas previsiones. Por otra parte, con la creciente preocupación sobre el

calentamiento global y las consecuencias ambientales de las TIC, los investigadores y profesionales del sector están constantemente analizando diferentes estrategias para reducir el consumo de energía de cara a disminuir los costes tanto en el aspecto económico como en el medioambiental.



**Figura I.1** Previsiones del tráfico medio de datos por habitante al mes 2017-2022 [1].

Para este propósito están siendo estudiadas diferentes alternativas relacionadas con la mejora de la eficiencia del transmisor, las características del sistema, los sistemas de refrigeración de las estaciones base, las fuentes de energía alternativas y el ahorro de energía durante el tráfico bajo de datos. Este trabajo se centrará en el diseño e implementación de topologías eficientes para el amplificador de potencia (AP), el elemento más crítico de un transmisor en cuanto al consumo de energía. Además, se ha planteado como objetivo la necesidad de implementar transmisores que permitan manejar señales de los exigentes estándares de comunicación inalámbrica basados en formatos complejos de modulación digital [WCDMA (3G), LTE (4G), 5G y lo que se espera del 6G] de manera lineal y eficiente.

### I.1.i. Comunicaciones Inalámbricas

Para situarnos en los inicios de las comunicaciones inalámbricas tendríamos que retroceder hasta finales del siglo XIX y comienzos del siglo

XX. Los primeros experimentos de transmisión y recepción de señales radioeléctricas fueron realizados por Heinrich Hertz en 1887. Hertz fue el primero que generó, detectó y midió las ondas electromagnéticas y demostró experimentalmente que podían reflejarse, refractarse, difractarse e interferirse al igual que lo hacía la luz, confirmando así, experimentalmente, la teoría que había establecido James Clerk Maxwell en su Tratado de Electricidad y Magnetismo en 1873 [2]. Lo que Hertz transmitía con un oscilador de chispa eran impulsos de ondas amortiguadas cuya duración controlaba con un interruptor tipo Morse conectado a una batería, y cuya frecuencia era determinada por una bobina y un condensador [3]. Los trabajos de Hertz fueron traducidos al inglés por sir Oliver Lodge que, además de divulgarlo por toda Europa, introdujo varias mejoras en el primitivo receptor de Hertz perfeccionando el cohesor, dispositivo detector de ondas inventado en 1890 por el físico francés Edouard Branly. Entre las personas que presenciaron las conferencias de Lodge se encontraban el ingeniero y profesor ruso Alexander Stepanovich Popov que repitió los experimentos de Hertz y, utilizando una antena de hilo elevada junto con el cohesor, logró transmitir señales en mayo de 1895 incluso a través de las paredes. Ese mismo año, después de realizar algunos experimentos, Guillermo Marconi llegó a transmitir señales a 2.4 km de distancia. Dado el poco interés de la comunidad italiana, Marconi se trasladó a Inglaterra en 1896 y junto con William Preece, tras una serie de conferencias, con sus correspondientes demostraciones, conseguiría la patente definitiva para su procedimiento de Telegrafía Sin Hilos (TSH).



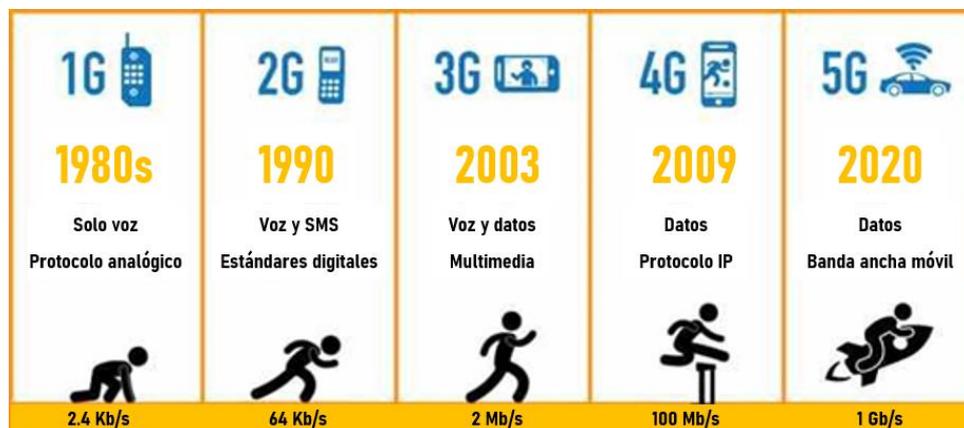
**Figura I.2** Guillermo Marconi posando junto a su equipo de radio patentado.

Unos años más tarde, el profesor John A. Fleming, compañero de trabajo de Marconi, cuando intentaba sustituir el cohesor de Branly por otro detector mucho más rápido, que fuera capaz de seguir las variaciones rápidas de las ondas de radio, colocó alrededor del filamento de una bombilla una placa metálica, estableciendo un circuito exterior entre el filamento y la placa [4]. Expuesta esta lámpara a trenes de señales de TSH, observó las desviaciones de la aguja de un galvanómetro insertada en el circuito al ritmo de los puntos y rayas de la transmisión o, sustituyendo el galvanómetro por un auricular, consiguió escuchar los pitidos largos o cortos del código Morse. Acababa de inventarse el primer detector electrónico, válvula de vacío o diodo. Paralelamente, en Estados Unidos, un ingeniero radioeléctrico, Lee de Forest, que trabajaba en la Western Electric Company, agregó un tercer electrodo o rejilla entre la placa (ánodo) y el filamento (cátodo) del diodo de Fleming, consiguiendo que una señal aplicada entre la rejilla y el cátodo resultara amplificada en el circuito de salida entre ánodo y cátodo. Muchos de los conceptos para la electrónica moderna, incluidos los amplificadores de potencia clase A, B y C, se originaron durante la era del tubo de vacío. Estos dispositivos fueron dominantes desde finales de los años 20 hasta mediados de los 70, del siglo pasado. Incluso en la actualidad siguen teniendo uso en ciertas aplicaciones de alta potencia donde son capaces de generar más de 10 kW de potencia de manera relativamente barata [5].

No fue hasta 1947 cuando se produjo la llegada del transistor tras la primera demostración práctica por parte de John Bardeen, Walter H. Bratain y William B. Shockley [6][7]. Los dispositivos discretos de potencia de RF de estado sólido comenzaron a aparecer de manera más abundante a finales de la década de los 60 con la introducción de transistores bipolares de silicio. Los transistores se podían adquirir tanto en formato encapsulado como chip y podían ofrecer potencias de salida de hasta 600 W con un único dispositivo. El diseñador básicamente seleccionaba el transistor que mejor se ajustaba a sus necesidades, siendo su fabricación casi considerada como

brujería ya que ocurría en las fábricas de semiconductores, lo que no constituía una gran preocupación para el diseñador [5].

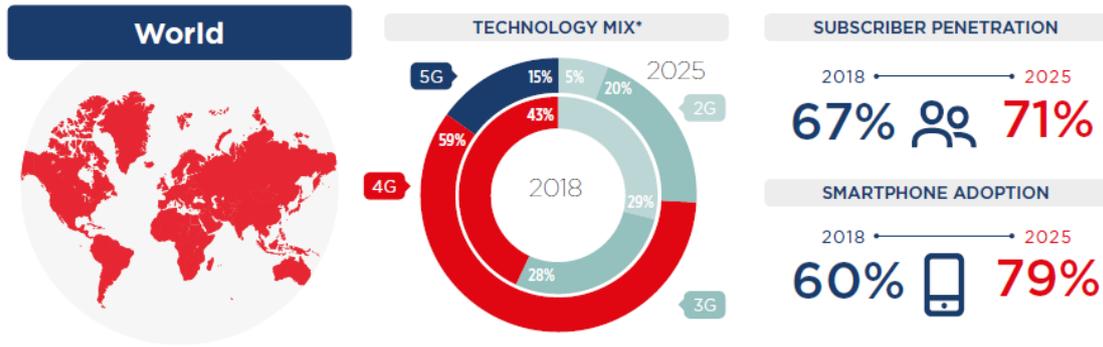
Con la llegada del transistor, se inició el camino hacia los sistemas de comunicaciones inalámbricos para terminales móviles tal y como se conocen en la actualidad. En 1980 comenzó la era del teléfono móvil y desde entonces, las comunicaciones móviles y sus estándares han evolucionado sin descanso, experimentando cambios constantes en cuanto a los servicios ofrecidos, viéndose por tanto obligados a ofrecer velocidades de transferencia de datos cada vez mayores (Figura I.3).



**Figura I.3** Evolución de las características de las diferentes generaciones de telefonía móvil.

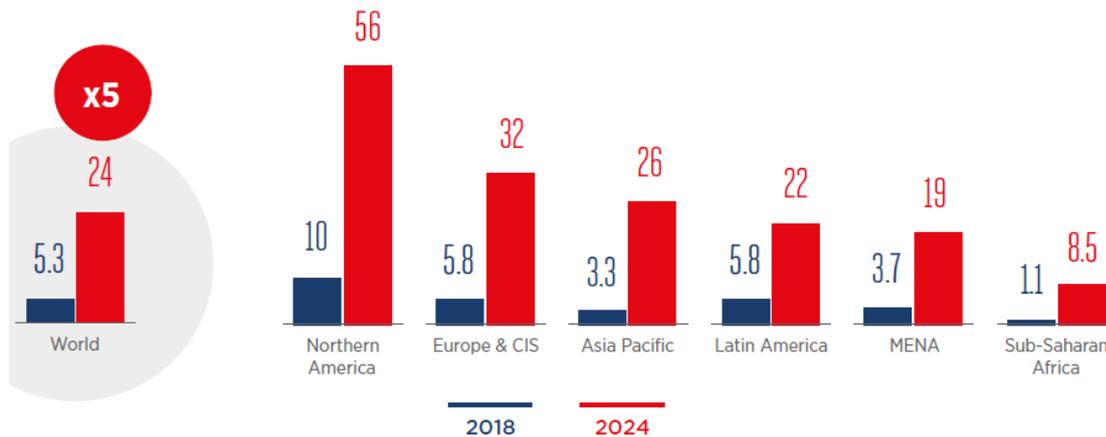
### I.1.ii. Eficiencia Energética

Recientemente, según un informe presentado por la Asociación GSM (comúnmente conocida como GSMA o *Global System for Mobile Communications*, originalmente *Groupe Spécial Mobile*), el número de usuarios de telefonía móvil alcanzó los 5.000 millones, lo que supone un grado de penetración del 67% (Figura I.4). En este mismo informe, de manera paralela, se presentan datos sobre el número de tarjetas SIM que se encontraban en uso en 2018 y que recientemente alcanzó los 7.800 millones, superando así por primera vez los 7.600 millones de personas que forman la población mundial [8].



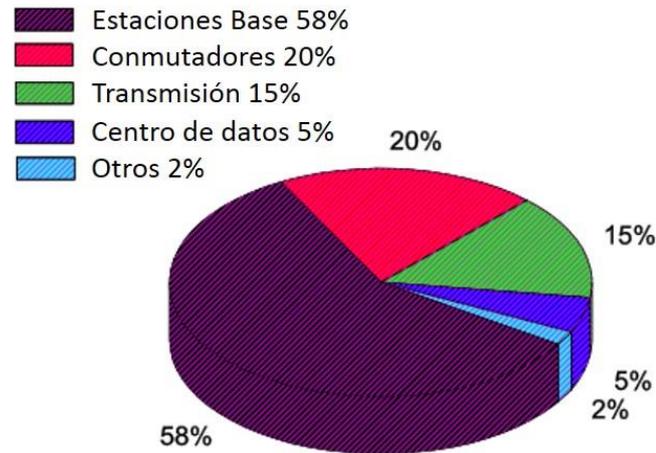
**Figura I.4** Estimación del número de usuarios únicos de telefonía móvil y el grado de penetración en 2025 [8].

Por otro lado, no sólo parece que aumente el número de usuarios o el porcentaje de la población mundial en posesión de un teléfono inteligente, sino que además el consumo de datos de telefonía móvil por usuario y mes se multiplicará por 5 desde el año 2018 hasta el 2024 (Figura I.5).



**Figura I.5** Estimación del consumo global de datos en GB de telefonía móvil por usuario y por mes en 2024 [8].

Debido a este incremento en el volumen del tráfico de datos, las emisiones de CO<sub>2</sub> asociadas a las RBS de la red de telefonía móvil también han aumentado de manera considerable. Como podemos apreciar en la Figura I.6, la mayor parte del gasto energético de una red de telefonía móvil proviene de las RBS y a nivel global, según diferentes informes, se ha observado que las TICs consumen el 3% del consumo total de energía y provocan el 2% de emisiones de CO<sub>2</sub> en todo el mundo [9].



**Figura I.6** Escenario típico de la energía consumida por los diferentes módulos de un operador de telefonía móvil.

De forma más específica, dentro de las RBS, el amplificador de potencia está considerado el mayor consumidor de potencia. Desafortunadamente, la eficiencia energética de los APs empleados en las RBS a día de hoy es relativamente baja (típicamente  $< 20\%$ ) provocando que una cantidad importante de energía se disipe en forma de calor. Ese calor generado debe ser eliminado por los sistemas de refrigeración que casualmente es la segunda fuente de consumo de energía más importante. Por lo tanto, cualquier mejora en su eficiencia repercutirá de forma significativa en la eficiencia total del sistema.

Como ya se ha mencionado anteriormente, la preocupación sobre el cambio climático (*Green Cellular Networking*), así como el interés por reducir gastos operacionales por parte de las TICs, ha provocado que el tema de la eficiencia energética esté acaparando especial atención en el mundo de la investigación.

En este sentido, se pueden contemplar diferentes estrategias a la hora de reducir costes en cuanto al consumo energético se refiere. El trabajo realizado en esta tesis se centra en la eficiencia del amplificador de potencia. Esta actuación podría ser llevada a cabo principalmente en dos ámbitos: el teléfono móvil y la RBS.

### I.1.iii. Estrategias de Transmisión

En las primeras generaciones de telefonía móvil, cuando los servicios ofrecidos eran básicamente llamadas de voz y servicio de mensajes cortos (SMS de sus siglas en inglés) se premiaba el menor tamaño posible del dispositivo ya que en aquel momento el tamaño de la batería no era un parámetro crítico. Con la llegada de la tercera generación (3G) y más concretamente, con la llegada de servicios multimedia y el tráfico de datos, la batería y el tamaño de la pantalla para exprimir estos servicios pasaron a ser las características clave en el diseño de los teléfonos inteligentes, de ahí que el tamaño de estos dispositivos haya cambiado significativamente.

En dichos terminales, el AP desempeña un papel fundamental a la hora de considerar el consumo energético. Por lo tanto, la búsqueda de mejores eficiencias pasa a ser fundamental en el diseño de estos dispositivos siempre y cuando se satisfagan los exigentes requisitos de linealidad de los nuevos estándares de comunicación.

Desafortunadamente, la linealidad y la eficiencia son dos requisitos muy comprometidos. Como veremos más adelante, ningún dispositivo electrónico puede mantener la ganancia constante y, por lo tanto, la linealidad, si depende de una fuente de potencia limitada. Por lo tanto, para ser más eficiente, el sistema necesita consumir menos potencia manteniendo la misma potencia de salida. Esto, inevitablemente, tiene como consecuencia el aumento de la compresión de ganancia, lo cual, de hecho, provoca que la eficiencia espectral del sistema sea menor. Esto es la clave del compromiso entre linealidad y eficiencia de estos sistemas [10].

En este sentido, la distorsión no lineal es causada por las limitaciones de potencia del sistema, y de forma más evidente en los bloques que manejan los niveles de señal más altos, es decir, el amplificador de potencia. Por este motivo, la mayor parte de las investigaciones están recayendo sobre este componente, aunque estos estudios sólo hay que tenerlos en cuenta cuando para la transmisión se utiliza modulación en amplitud (AM). Cuando se

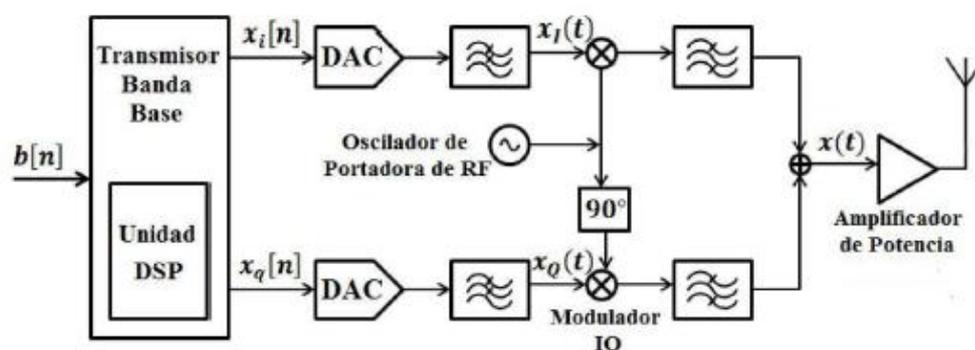
usan sistemas de modulación en frecuencia (FM) o en fase (PM), la linealidad no es un problema, por lo que se pueden utilizar APs de alta eficiencia. Desafortunadamente, FM y PM hacen un uso bastante mayor del espectro que AM, lo que ha llevado a los formatos de modulación modernos con alta velocidad de transmisión de datos a depender de combinaciones de AM y PM, utilizando envolventes con mayor PAPR [10].

En la línea de lo comentado hasta ahora, el compromiso linealidad–eficiencia es tan crítico que los diseñadores prefieren distorsionar suavemente los picos de la envolvente de amplitud para posteriormente solucionar el problema linealizando el sistema, o incluso abandonar la arquitectura del transmisor cartesiano convencional.

A modo de recordatorio, el transmisor cartesiano o IQ, emplea la técnica de descomposición en componentes de fase y cuadratura para la modulación y transmisión. En un esquema IQ típico (Figura I.7) las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir se modulan con las componentes cartesianas de la portadora. Posteriormente, ambas se combinan para ser procesadas por un amplificador de potencia. La señal de salida resultante queda representada por la siguiente expresión,

$$x(t) = x_I(t) \cos(\omega t) - x_Q(t) \sin(\omega t) \quad (\text{I.1})$$

donde  $x_I(t)$  y  $x_Q(t)$  son las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir.



**Figura I.7** Esquema simplificado de un transmisor cartesiano.

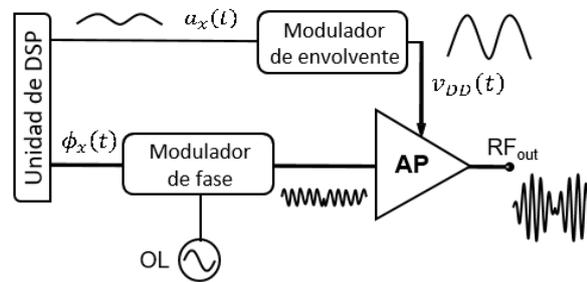
En este tipo de transmisores, dado que la señal paso banda se conforma en bajo nivel (antes del proceso de amplificación), el amplificador de potencia debe trabajar con las variaciones de la envolvente y ajustarse a su PAPR. Esto supone muchas veces la transmisión de valores pico muy por encima de la potencia media de señal. Para valores altos de PAPR, la eficiencia promedio del amplificador de potencia disminuirá, degradando por tanto la eficiencia total del transmisor. Consecuentemente, el transmisor cartesiano no es capaz por sí mismo de satisfacer los requisitos de linealidad y eficiencia impuestos por los nuevos estándares de transmisión.

Teniendo esto en cuenta, los resultados más prometedores para mejorar simultáneamente la linealidad y la eficiencia se han conseguido mediante los conceptos de la modulación dinámica de la carga o de la polarización [5],[10].

En cuanto a la modulación de la polarización, las dos técnicas más relevantes son: Seguimiento de la Envolvente o *Envelope Tracking* en inglés (ET) [11] y Eliminación y Restauración de la Envolvente o *Envelope Elimination and Restoration* en inglés (EER) [12].

La arquitectura EER, propuesta por Kahn en 1952 [12], combina un amplificador no lineal altamente eficiente con un amplificador de envolvente del mismo tipo para implementar una arquitectura amplificadora lineal y de alta eficiencia [5]. Para ello, la señal de entrada es separada en sus dos componentes de amplitud y fase. Es necesario un limitador que elimina la envolvente de la rama modulada en fase, lo cual permite que sea amplificada por un AP eficiente, incluso modo conmutado (clase-C, D, E o F). La envolvente variable es restituida a la señal amplificada mediante la modulación de la tensión de alimentación del amplificador de potencia. Actualmente las componentes de amplitud y fase se generan en banda base y se manipulan de forma independiente hasta su

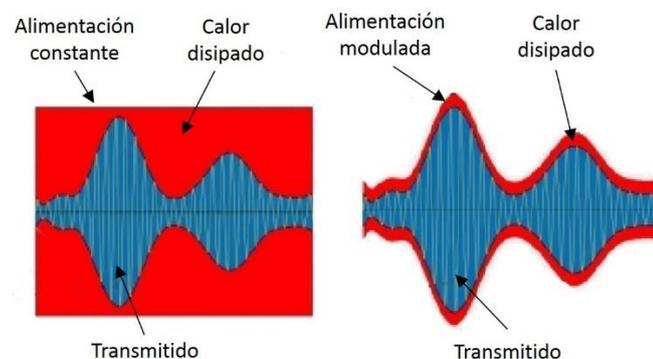
recombinación en el AP final, en lo que constituye un transmisor polar (Figura I.8) y que será tratado con algo más de detalle en el Capítulo II.



**Figura I.8** Esquema simplificado de un transmisor polar.

Por otro lado, la técnica de seguimiento de envolvente, al igual que la arquitectura EER, se basa en adaptar de manera dinámica la tensión de polarización del transistor de modo que se ajuste al nivel de la envolvente de la señal a amplificar. La señal de RF que llega al amplificador en este caso contiene información tanto en amplitud como en fase y el encargado de proporcionar una amplificación lineal es el amplificador final. El control en la polarización es fundamentalmente para optimizar la eficiencia del sistema.

Como puede verse en la Figura I.9 [13], a diferencia de un amplificador con alimentación constante, la potencia disipada en forma de calor es mucho menor cuando el dispositivo está transmitiendo valores de potencia por debajo de la potencia máxima, aumentando de este modo de manera considerable la eficiencia del sistema [14].



**Figura I.9** Diferencias entre la potencia disipada por un amplificador con o sin modulación de la polarización.

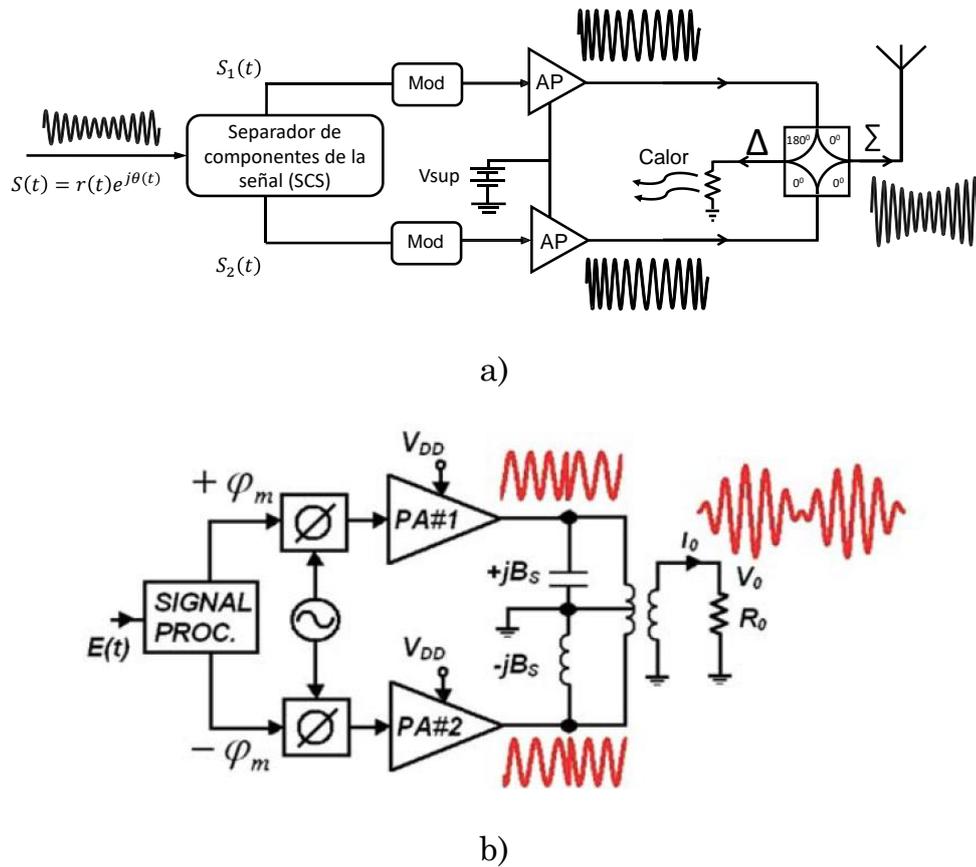
Pese a que las eficiencias obtenidas con esta técnica son por lo general más bajas que las obtenidas mediante la técnica de Kahn, estas arquitecturas permiten al amplificador trabajar en modo lineal y son más sencillas a la hora de realizar su implementación.

Por el contrario, en el ámbito de las técnicas que utilizan modulación de la carga en lugar de la polarización merece la pena destacar el transmisor *Outphasing* y el transmisor Doherty.

En 1935 fue por primera vez propuesto el término “*High Power Outphasing Modulation*” por H. Chireix [15] con el propósito de alcanzar resultados de eficiencia superiores a los obtenidos hasta la fecha. Posteriormente, en 1974, D. C. Cox modificó esta técnica y dio origen al término LINC (*Linear Amplification using Nonlinear Components*) para describir sistemas amplificadores lineales que usan APs altamente no lineales [16].

La técnica *outphasing* utiliza dos señales de amplitud constante moduladas en fase que son amplificadas de forma independiente por amplificadores no lineales y que posteriormente son combinadas para recuperar la señal original con la información codificada en la amplitud. Básicamente, la modulación en fase produce que el vector suma de las dos señales de salida de los APs siga la amplitud de la señal original amplificada. Por lo tanto, los niveles de distorsión a la salida del amplificador dependen de la integridad del proceso de conversión AM-PM en el modulador y no del AP en sí mismo, que opera a una amplitud de RF constante.

En el caso en que la combinación de las dos señales moduladas en fase se lleve a cabo con un combinador aislado se trata de la topología LINC (Figura I.10a) y, por el contrario, cuando el combinador es no aislado se estará haciendo referencia a la topología Chireix (Figura I.10b) [17].



**Figura I.10** Esquema simplificado de la arquitectura a) LINC y b) *Outphasing*.

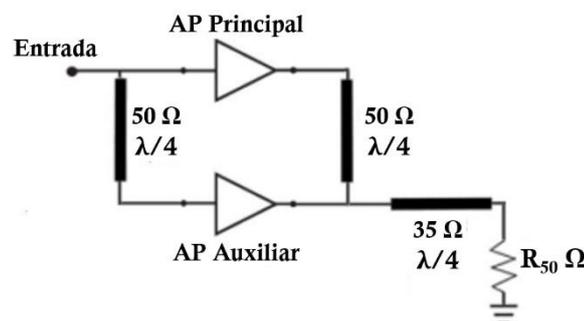
Si se utiliza un combinador híbrido para aislar los dos amplificadores mutuamente, permitiendo que vean cargas resistivas aproximadamente constantes para todos los niveles de potencia, la eficiencia promedio se degrada cuando se utilizan señales con una alta PAPR, perdiéndose la mayoría de la potencia en el puerto aislado del combinador. Es por ello que resulta interesante el uso de un combinador reactivo [15] que permita la modulación mutua de la carga de los amplificadores, aunque ello conlleve la aparición de una componente reactiva variable en la impedancia de carga, no adecuada para conseguir alta eficiencia en amplificadores clase-AB, B, F/F<sup>-1</sup>, etc., además de dificultades para su linealización. En el caso de clase-E, en que la impedancia óptima al fundamental es un valor complejo, esta solución tipo Chireix fue descartada durante mucho tiempo. No fue hasta 2009, cuando R. Beltrán *et al.* [18] proponen la solución asimétrica que permite utilizar amplificadores clase-E en un transmisor *outphasing*,

utilizando líneas de transmisión para rotar la impedancia hasta la zona de máxima eficiencia. Dicho trabajo, abre las puertas al manejo, bajo dicha topología, de señales de alta PAPR con elevada eficiencia promedio, siendo relevante el transmisor *outphasing* propuesto por Calvillo-Cortes *et al.* en [19], que alcanzó una eficiencia promedio de 54% con señales de 9.6 dB de PAPR a 2.3 GHz, utilizando un diseño integrado. También destacan los avances realizados por Barton y Perreault, empleando topologías de 4 ramas e introduciendo redes de descomposición de la señal de RF que evitan la modulación digital de fase, y que han logrado generar potencias alrededor de los 100 W con eficiencias por encima del 56% [20][21]. Además, en [22], se presenta un esquema *outphasing* capaz de manejar señales de 20 MHz de ancho de banda manteniendo una eficiencia del 55% a 2.1 GHz, gracias a un procedimiento de síntesis del combinador reactivo a partir del comportamiento en condiciones *load-pull* del transistor seleccionado.

En este mismo sentido, en 2016, D. J. Shepphard, J. Powell y S. Cripps presentaron dos trabajos, [23] y [24], sobre un amplificador de potencia reconfigurable usando modulación de la carga activa (*Load Modulated Balanced Amplifier, LMBA*). En este amplificador se inyecta una señal de control externa en el puerto aislado de un acoplador, modulando de esta forma la carga de los dos amplificadores principales. Existen diferentes trabajos en los que se ha probado que este tipo de arquitectura puede proporcionar un comportamiento similar al de un amplificador Doherty en un rango amplio de frecuencias con un diseño mucho más simple y, además, puede ser reconfigurable tanto en potencia de salida como en frecuencia en aplicaciones de banda ancha. En el trabajo original [23], se alcanzan valores de eficiencia entre el 65% y el 85% cuando el sistema se encuentra trabajando a la potencia de saturación y de entre el 50% y el 65% cuando lo hace 6 dB por debajo de la potencia máxima de salida en la banda de frecuencias entre los 800 MHz y los 2 GHz alcanzando una potencia máxima de 42 dBm. A partir de ahí, se han presentado muchos otros trabajos utilizando esta técnica con resultados muy prometedores [25]-[27]. Entre

ellos, merece la pena destacar algunos con muy buenos resultados en cuanto a ancho de banda se refiere. Por ejemplo, en [25] se presenta un LMBA con un ancho de banda de una octava que opera directamente con una única señal de entrada de RF y que es capaz de obtener eficiencias entre el 46% y el 70% para la potencia máxima. En términos de *back-off* (BO), cuando el amplificador opera 6 dB por debajo de la potencia máxima de salida, la eficiencia permanece por encima del 33% para todo el ancho de banda (1.8-3.8 GHz).

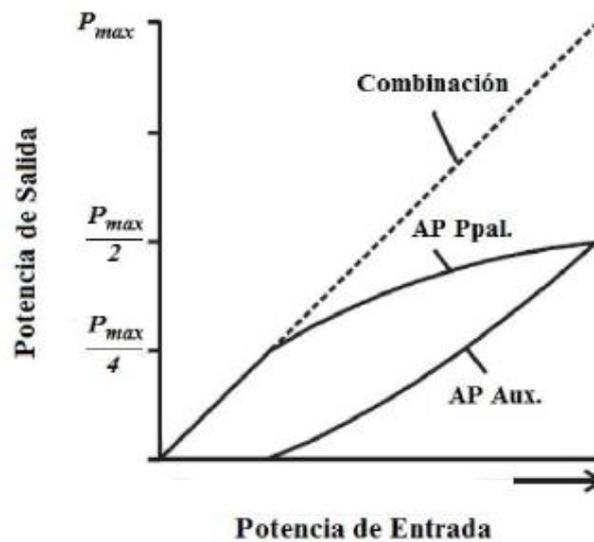
Los resultados obtenidos con la arquitectura LMBA en muchas ocasiones son comparados con algunos trabajos basados en la arquitectura Doherty [28]. La técnica Doherty, que recibe el nombre de su descubridor, fue propuesta en 1936 y actualmente es la más utilizada en las estaciones base para el manejo de señales de valores elevados de PAPR. En la arquitectura original se combinan dos amplificadores de potencia haciendo uso de redes o líneas de transmisión  $\lambda/4$ . De esta forma, la resistencia de carga de RF de un generador se modifica al aplicar corriente desde otra fuente, siempre y cuando esta esté en fase con la primera.



**Figura I.11** Esquema simplificado de un amplificador Doherty.

En un esquema Doherty clásico (ver Figura I.11), el amplificador principal (denominado de portadora) se polariza como un AP clase-B, mientras que el auxiliar (o de picos) se polariza como un AP clase-C. La potencia de salida del sistema será una combinación de la que otorguen ambos dispositivos de forma que, cuando los niveles de entrada sean

menores (o iguales) a  $1/2$  del pico de la envolvente, será el amplificador de portadora el único que opere. Según aumenta el nivel de la señal de entrada, este se satura y la contribución de potencia a partir de  $1/2$  del pico de la envolvente será resultado de la contribución directa del amplificador auxiliar más la modulación de la impedancia de carga que provoca en el amplificador de portadora. Gracias a este proceso, se obtiene una relación casi lineal entre la potencia de salida y la de entrada, tal y como se observa en la Figura I.12.



**Figura I.12** Esquema de funcionamiento de un amplificador Doherty.

Recientemente se ha publicado un trabajo muy competitivo en [29] sobre un amplificador Doherty en la banda 1.5-3.9 GHz (87% de ancho de banda fraccional) que es capaz de proporcionar una potencia de salida máxima por encima de los 42.3 dBm con una eficiencia en saturación entre el 42% y el 63% y entre el 33% y el 55% cuando se encuentra trabajando a una potencia 6 dB por debajo de la máxima. Esta arquitectura también ha sido verificada utilizando una señal WiMAX de 7 MHz centrada en 2.6 GHz con una PAPR de 9 dB obteniéndose una eficiencia promedio del 33%.

#### I.1.iv. Conversión y Transmisión Inalámbrica de Potencia

Por otro lado, desde hace algún tiempo, en el ámbito de las aplicaciones de electrónica de potencia se vienen demandando topologías convertidoras de potencia de alta eficiencia, capaces de trabajar en las bandas de frecuencia de MHz e incluso GHz. Este auge viene originado principalmente por el interés en disminuir el tamaño de las implementaciones y por la aparición de sistemas modernos con especificaciones mucho más exigentes, como por ejemplo, los casos de los convertidores utilizados en los sistemas de transmisión inalámbrica de potencia [30] o la rápida respuesta dinámica que se exige a los moduladores de envolvente en los transmisores para comunicaciones inalámbricas [11].

Alcanzar valores de eficiencia competitivos en los convertidores DC/DC que operan en las bandas de VHF, UHF o incluso la banda de microondas, requiere minimizar los mecanismos de pérdidas de conmutación dependientes de la frecuencia. La idea de utilizar la operación clase-E en la parte inversora de un convertidor de potencia se le atribuye a Gutmann [31]. Más adelante, en 1986, fue publicado otro trabajo en el que participó N. O. Sokal que ya hacía referencia a este tipo de topologías como convertidor clase-E y en el que se midieron impresionantes eficiencias de alrededor del 80% para un convertidor de 40 W a la frecuencia de 1.5 MHz [32]. Esta es una de las razones por las que la operación clase-E se ha convertido en muy atractiva para este propósito. Diferentes soluciones se han propuesto en las bandas de HF y VHF [33] pero también recientemente en la banda UHF [34],[35] e incluso en la parte baja de la banda de microondas [36].

Merece la pena recordar que tanto en el transmisor polar como en arquitecturas ET el elemento clave es el modulador de envolvente. En este sentido, la carga que ofrece al convertidor el AP de RF varía en función de la envolvente de la señal a amplificar. Por este motivo, la integración de amplificadores clase-E en convertidores DC/DC resonantes insensibles a las

variaciones de la carga resulta muy atractiva para su introducción en este tipo de esquemas de transmisión de cara a garantizar una eficiencia elevada y mínima variación de la tensión de salida, al mismo tiempo que se consigue un gran ancho de banda. En este sentido, en la literatura se pueden encontrar diferentes trabajos con muy buenos rendimientos. En [37], gracias a la utilización de un circuito integrado en tecnología GaN-on-SiC, se han llegado a alcanzar eficiencias promedio superiores al 83% para la envolvente de una señal LTE de 20 MHz, con una frecuencia de conmutación de 100 MHz. Por otro lado, aunque también pensado para su uso en técnicas con modulación en la polarización, en [38] se han medido eficiencias del 93% y 89% para envolventes de señales LTE de 4.8 dB de PAPR con 2.4 MHz y 20 MHz de ancho de banda, respectivamente. Además, el diseño de este tipo de convertidores en frecuencias de conmutación mayores, no sólo permite reducir de forma importante el valor y el tamaño de los componentes que lo integran, sino que es posible alcanzar mejoras notables en el comportamiento en cuanto al ancho de banda y *slew rate* de estos dispositivos. En consecuencia, se está mostrando especial interés en la implementación de convertidores en circuitos monolíticos (MMIC) con el objetivo de integrar en un solo chip al amplificador de RF y el modulador de envolvente. Entre los trabajos que utilizan esta tecnología destacan, por ejemplo, el convertidor presentado en [39] a 4.6 GHz con tecnología GaN HEMT de 0.15  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta, que permite alcanzar una eficiencia de 64%, o también el trabajo propuesto en [40] en el que se ha diseñado una familia de chips GaN monolíticos que entregan hasta 16 W de potencia de salida y funcionan a frecuencias de conmutación de 20-400 MHz. Este último diseño ha sido verificado en convertidores reductores síncronos, habiéndose medido eficiencias del 95% a 20 MHz, 94.2% a 50 MHz, 93.2% a 100 MHz, 86.5% a 200 MHz y 72.5% a 400 MHz.

Por otro lado, los rectificadores clase-E a diodo o basados en tecnología FET han atraído la atención de los diseñadores para la recuperación de potencia de forma eficiente a partir de una señal incidente de RF en

aplicaciones relacionadas con la transmisión inalámbrica de potencia. Por ejemplo, en [41] se propone un rectificador síncrono implementado en tecnología CMOS a 2.4 GHz con el objetivo de ser utilizado en un sensor inalámbrico que no necesita baterías. Sin embargo, la mayoría de los rectificadores de esta clase que se pueden encontrar en la literatura han sido diseñados para formar parte de un convertidor DC/DC doble clase-E. Este tipo de topologías, con un rectificador conectado de forma inalámbrica a un inversor, están siendo cada vez más comunes, a frecuencias de kHz o los pocos MHz, para la implementación de enlaces WPT [42].

## I.2 Objetivos del Trabajo.

El objetivo principal de este trabajo es el estudio, diseño e implementación de diferentes topologías amplificadoras, rectificadoras, convertidoras y transmisoras con el fin de maximizar su eficiencia al mismo tiempo que satisfacen los exigentes requisitos de linealidad de los nuevos estándares de comunicación. Más específicamente, algunos de los objetivos que se plantean en esta tesis doctoral son:

- Estudio y modelado de los dispositivos de cara a determinar los principales mecanismos de pérdidas y con el objetivo de poder operar los transistores en el tercer cuadrante de sus características I/V, como ocurre en las topologías rectificadoras.
- Desarrollo de amplificadores de potencia clase-E, de alta eficiencia e insensibles a las variaciones de la impedancia de carga, para su uso en arquitecturas de transmisión inalámbrica de señales de comunicaciones.
- Estudio de los modos continuos clase-E bajo condiciones de carga variable para mejorar el comportamiento en eficiencia para niveles altos de *back-off* de potencia de salida.
- Diseño e implementación de arquitecturas de transmisión inalámbrica de tipo *outphasing* de muy alta eficiencia y que

mantengan estas prestaciones al trabajar con señales de valores elevados de PAPR.

- Diseño e implementación de topologías *outphasing* de cuatro ramas para mejorar el comportamiento de eficiencia frente a *back-off* de potencia de salida.
- Diseño e implementación de una topología combinada LMBA con el objetivo de optimizar dinámicamente la potencia y la eficiencia a valores específicos de *back-off* de potencia de salida y a determinadas frecuencias.
- Implementación de circuitos rectificadores síncronos clase-E, de baja potencia, alta eficiencia y amplio rango dinámico.
- Diseño de convertidores DC/DC resonantes en UHF, para un posible uso como modulador de envolvente en esquemas de transmisión ET/EER con señales de gran ancho de banda.

### **I.3 Organización de la Tesis.**

Este Capítulo I ha servido para contextualizar el trabajo que se ha llevado a cabo a lo largo de toda la duración de esta tesis doctoral. En él se ha realizado una pequeña introducción histórica de ciertos aspectos fundamentales en el desarrollo de las comunicaciones tal y como las conocemos hoy en día. Además, también se han presentado algunos trabajos relacionados con el estado de la técnica en esta temática.

En el Capítulo II se presentan los fundamentos teóricos y las figuras de mérito más relevantes que han sido utilizadas a lo largo de todo el trabajo, haciendo especial énfasis en la amplificación en modo conmutado, y en particular en la clase-E. También se introducen las principales características de los circuitos rectificadores, los transmisores de comunicaciones inalámbricas, así como los convertidores resonantes DC/DC.

En el Capítulo III se presentan las diferentes implementaciones realizadas utilizando la clase-E de operación. En primer lugar, se introduce el modelo de conmutador elaborado que será utilizado para las simulaciones de las topologías rectificadoras y convertidoras, por trabajar sus curvas  $I/V$  en el tercer cuadrante. A continuación, se presentan diferentes diseños de amplificadores de potencia, transmisores, rectificadores, y convertidores, todos ellos de alta eficiencia y aptos para trabajar bajo condiciones de carga variable.

En el Capítulo IV se presenta un estudio basado en los modos continuos clase-E utilizado para el diseño de varias topologías clase-E/ $F_2$  con el objetivo de mejorar las prestaciones de eficiencia a altos niveles de *back-off* de potencia de salida.

Finalmente, en el Capítulo V se presentan las conclusiones y líneas futuras junto con las publicaciones derivadas del trabajo realizado en esta tesis doctoral.

## I.4 Referencias

- [1] Forecast, G. M. D. T. "Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update 2017–2022", Update 2017 (2019): 2022.
- [2] J. C. Maxwell, "A Treatise on Electricity and Magnetism", Dover, N.Y., 1954.
- [3] Figueiras Vidal, Aníbal R. *Una panorámica de las telecomunicaciones*. Pearson Educación, 2002.
- [4] J. A. Fleming, "Hertzian Wave Wireless Telegraphy, VII". *Popular Science Monthly*, vol. 64, pp. 152-164, Dec. 1903.
- [5] F. H. Raab et al., "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, March 2002.
- [6] J. Bardenn, W.H. Brattan, Bell Telephone Lab Inc., "Three-electrode circuit element utilizing semiconductive materials", *US Patent 2524035*, Oct 1950.
- [7] W. Shockley, Bell Telephone Lab Inc. "Circuit element utilizing semiconductive material", *US Patent 2569347 A*, Sep 1951.
- [8] Stryjak, Jan, and Mayuran Sivakumaran. "The mobile economy 2019". *GSMA Intelligence*, 2019.
- [9] U. K. Dutta, M. A. Razzaque, M. Abdullah Al-Wadud, M. S. Islam, M. S. Hossain and B. B. Gupta, "Self-Adaptive Scheduling of Base Transceiver Stations in Green 5G Networks", *IEEE Access*, vol. 6, pp. 7958-7969, 2018.

- [10] 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.
- [11] E. McCune, "Envelope Tracking or Polar—Which Is It? [Microwave Bytes]", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 34-56, May-June 2012.
- [12] L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, July 1952.
- [13] J. H. Nujira, "Use digital predistortion with envelope tracking." *Electron. Design News* (2014).
- [14] M. N. Ruiz Lavín, "Diseño de topologías rectificadoras e inversoras clase E basadas en tecnologías GaN HEMT y E-pHEMT para aplicaciones de transmisión inalámbrica y reciclado de energía", *Ph.D. dissertation*, Dept. of Communications Engineering, University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 2017.
- [15] Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [16] D. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, 1974.
- [17] R. Beltran et al., "An Outphasing Transmitter Using Class-E PAs and Asymmetric Combining: Part 1," *High Frequency Electron.*, pp.18-26, April 2011.
- [18] R. Beltran, F. H. Raab, and A. Velazquez, "HF outphasing transmitter using class-E power amplifiers", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2009.
- [19] D. A. Calvillo-Cortes *et al.*, "A Package-Integrated Chireix Outphasing RF Switch-Mode High-Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, Oct. 2013.
- [20] T. Barton and D. Perreault, "Four-way microstrip-based power combining for microwave outphasing power amplifiers," *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 10, pp. 2987–2998, Oct 2014.
- [21] T. Barton and D. Perreault, "An RF-input outphasing power amplifier with RF signal decomposition network," *IEEE Int. Microw. Symp.*, May 2015, pp. 1–4.
- [22] M. Pampín-González, M. Özen, C. Sánchez-Pérez, J. Chani-Cahuana and C. Fager, "Outphasing combiner synthesis from transistor load pull data," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2015.
- [23] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, "An efficient broadband reconfigurable power amplifier using active load modulation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 6, pp. 443–445, Jun. 2016.
- [24] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, "A broadband reconfigurable load modulated balanced amplifier (LMBA)," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2017, pp. 1–4.
- [25] P. H. Pednekar, E. Berry, and T. W. Barton, "RF-input load modulated balanced amplifier with octave bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 12, pp. 5181–5191, Dec. 2017.
- [26] P. H. Pednekar and T. W. Barton, "RF-input load modulated balanced amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2017, pp. 1–4.

- [27] K. Chaudhry, R. Quaglia and S. Cripps, "A load modulated balanced amplifier with linear gain response and wide high-efficiency output power back-off region," *2020 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMiC)*, pp. 1-3.
- [28] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [29] J. J. M. Rubio, V. Camarchia, M. Pirola, and R. Quaglia, "Design of an 87% fractional bandwidth Doherty power amplifier supported by a simplified bandwidth estimation method," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 3, pp. 1319–1327, Mar. 2018.
- [30] N. Borges et al., "Wireless Power Transmission: R&D Activities Within Europe," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 62, no. 4, pp. 1031-1045, April 2014.
- [31] R. J. Gutmann, "Application of RF Circuit Design Principles to Distributed Power Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.*, vol. IECI-27, pp. 156-164, Aug. 1980.
- [32] R. Redl, B. Molnár, and N. O. Sokal, "Class E Resonant Regulated DC/DC Power Converters: Analysis of Operations, and Experimental Results at 1.5 MHz," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-1, pp. 111-120, April 1986.
- [33] D. J. Perreault, H. Jingying, J. M. Rivas, H. Yehui, O. Leitermann, R. C. N. Pilawa-Podgurski, A. Sagneri and C. R. Sullivan, "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," *2009 Twenty-fourth Annual IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exp. (APEC)*, pp. 1-14, March 2009.
- [34] J. A. García, R. Marante, and M. N. Ruiz, "GaN HEMT Class E<sup>2</sup> Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 4220-4229, Dec. 2012.
- [35] J. A. García, R. Marante, M. N. Ruiz, and G. Hernández, "A 1 GHz Frequency-controlled Class E<sup>2</sup> DC/DC Converter for Efficiently Handling Wideband Signal Envelopes," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2013.
- [36] I. Ramos, M. N. Ruiz, J. A. García, D. Maksimović and Z. Popović, "GaN Microwave DC–DC Converters," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4473-4482, Dec. 2015.
- [37] Y. Zhang, M. Rodriguez, D. Maksimovic, "100 MHz 20 V 90% efficient synchronous Buck converter with integrated gate driver", *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2014.
- [38] Y. Zhang, M. Rodriguez, D. Maksimovic, "Output filter design in high-efficiency wide-bandwidth multi-phase buck envelope amplifiers", *Proc. IEEE 30th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2026-2032, March 2015.
- [39] I. Ramos and Z. Popovic, "A Fully Monolithically Integrated 4.6 GHz DC-DC Converter," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, May 2016.
- [40] A. Sepahvand, Y. Zhang and D. Maksimovic, "High efficiency 20–400 MHz PWM converters using air-core inductors and monolithic power stages in a normally-off GaN process," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, 2016, pp. 580-586.

- [41] S. Dehghani and Thomas Johnson, "A 2.4 GHz CMOS Class-E Synchronous Rectifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 64, pp. 1655-1666, May 2016.
- [42] M. Liu, Y. Qiao, S. Liu and C. Ma, "Analysis and Design of a Robust Class E<sup>2</sup> DC-DC Converter for Megahertz Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. PP, pp.1-11, 2016.

# Capítulo II

# Fundamentos

# Teóricos y Figuras

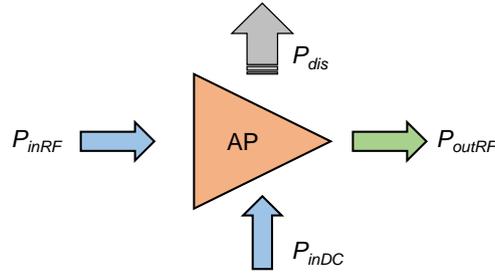
# de Mérito

---

En este capítulo se abordarán los elementos teóricos y figuras de mérito que se han tenido en cuenta a la hora de diseñar y caracterizar las topologías abordadas a lo largo de esta tesis. Entre ellas, se destacarán las relativas a los amplificadores de potencia, rectificadores, convertidores DC/DC, así como las relacionadas con las arquitecturas de transmisión inalámbricas.

## II.1 Figuras de Mérito en Amplificadores

En esta sección se describen algunos de los parámetros ampliamente utilizados en la caracterización de amplificadores de potencia en RF, tanto en términos de eficiencia como de linealidad. Para analizar los términos más relevantes se presenta en la Figura II.1 un esquema de un amplificador y las potencias relacionadas durante su funcionamiento: la potencia de entrada de DC ( $P_{inDC}$ ), la potencia de entrada de RF a la frecuencia fundamental ( $P_{inRF}$ ), la potencia de salida de RF ( $P_{outRF}$ ), y la potencia disipada ( $P_{dis}$ ).



**Figura II.1** Esquema de las relaciones de potencias en un amplificador de potencia.

A partir de este esquema y teniendo en cuenta el principio de conservación de la energía se pueden relacionar todas estas potencias por medio de la ecuación (II.1).

$$P_{inRF} + P_{inDC} = P_{outRF} + P_{dis} \quad (II.1)$$

### ▪ Eficiencia

Mediante la ecuación (II.2) es posible cuantificar en qué medida se transforma la potencia de entrada de DC,  $P_{inDC}$ , en potencia de salida de RF,  $P_{outRF}$ . A este término se le conoce como eficiencia en drenador, o eficiencia de conversión DC-RF.

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \quad (II.2)$$

Además, la potencia de salida y de entrada de RF están relacionadas por medio de la ganancia.

$$G = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF}} = 1 + \frac{P_{inDC} - P_{dis}}{P_{inRF}} \quad (II.3)$$

Se puede también utilizar el término de eficiencia de potencia añadida (PAE) si se quiere relacionar la ganancia con la eficiencia del amplificador. Para ello, se incluye el término de la potencia de entrada de RF,  $P_{inRF}$ , pudiendo expresarse como muestra la ecuación (II.4), o en función de la eficiencia en drenador y la ganancia (II.5):

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{inDC} - P_{dis}}{P_{inDC}} = 1 - \frac{P_{dis}}{P_{inDC}} \quad (II.4)$$

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF} \cdot \left(1 - \frac{P_{inRF}}{P_{outRF}}\right)}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (II.5)$$

Si se analizan las ecuaciones (II.4) y (II.5), se puede extraer la conclusión que, para una ganancia elevada, la potencia de entrada prácticamente no influye y provoca que los valores de PAE y eficiencia sean muy parejos. Sin embargo, para el caso de una ganancia baja, la PAE permite conocer su impacto en la eficiencia global.

Finalmente, la expresión (II.6) define la eficiencia total que relaciona la potencia total a la entrada del amplificador (RF+DC) con la potencia útil entregada a la salida.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \quad (II.6)$$

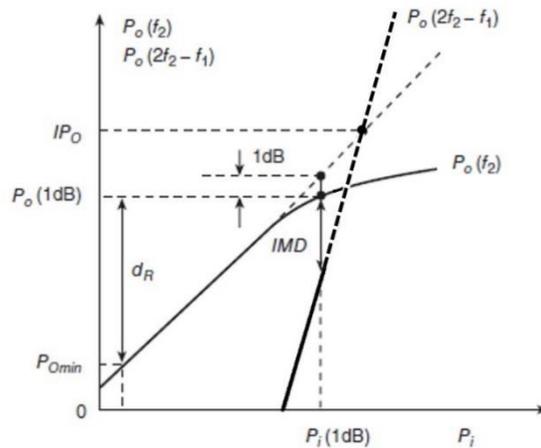
### ▪ Rango dinámico y Punto de Compresión 1 dB

En un amplificador ideal, el perfil de potencia de salida frente a la potencia de entrada debería ser una línea recta de la forma,  $P_{out} = k_p P_{in}$ , donde  $k_p$  es la ganancia en potencia y debe ser constante. La Figura II.2 muestra la potencia de salida deseada  $P_0(f_2)$  y el no deseado producto de intermodulación de orden tres  $P_0(2f_2 - f_1)$  como una función de la potencia de entrada  $P_{in}$  en escala logarítmica cuando un amplificador es excitado con una señal de dos tonos a frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ . En este gráfico se puede apreciar claramente la existencia de una zona lineal y una no lineal. Según la potencia de entrada  $P_{in}$  aumenta, en una primera zona lineal la potencia de salida  $P_{out}$  también aumenta de manera proporcional a la potencia de entrada y a continuación, alcanza la zona de saturación, donde existe una compresión de la ganancia. El punto en el cual la ganancia de potencia del amplificador no lineal se desvía de la trayectoria lineal ideal 1 dB se le

denomina punto de compresión 1 dB [1]. Es usado como medida de la capacidad de manejo de potencia del amplificador. La potencia de salida en el punto de compresión 1 dB viene dada por (II.7),

$$P_{out(1dB)} = k_{p(1dB)} + P_{in(1dB)}(dBm) = k_{po(1dB)} - 1 dB + P_{in(1dB)}(dBm) \quad (II.7)$$

donde  $k_{po}$  es la ganancia de potencia de un amplificador lineal y  $k_{p(1dB)}$  es la ganancia de potencia en el punto de compresión 1 dB (ver Figura II.2).



**Figura II.2** Perfil de potencia de salida frente a la potencia de entrada en un amplificador de potencia.

El rango dinámico de un amplificador de potencia es la región en la que el amplificador tiene una ganancia de potencia lineal. Esta se define como la diferencia entre la potencia de salida  $P_{out(1dB)}$  y el mínimo de potencia de salida detectable  $P_{out\_min}$

$$R_d = P_{out(1dB)} - P_{out\_min} \quad (II.8)$$

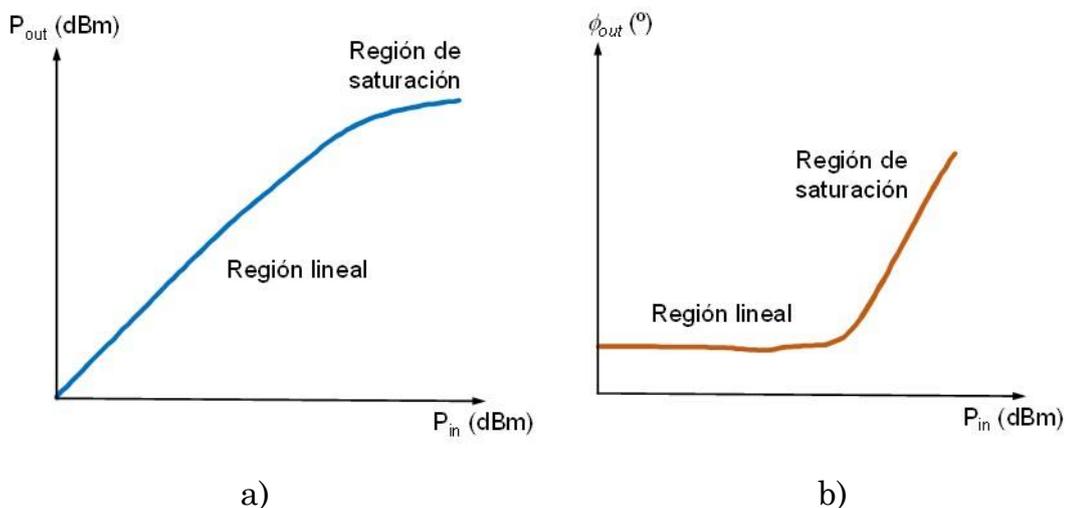
donde el mínimo detectable de potencia de salida  $P_{out\_min}$  es definido como el nivel de potencia de salida  $x$  dB por encima de la potencia de ruido de entrada, normalmente  $x = 3$  dB [1].

### ▪ Linealidad

Se dice que un sistema es lineal siempre que la señal a su salida sea una reproducción fiel de la señal inyectada a la entrada, tanto en amplitud como en fase. Cuando el sistema esté trabajando fuera de la zona lineal,

aparecerá el fenómeno llamado distorsión, por el cual la amplitud de la señal comienza a comprimirse y aparecen variaciones en la fase.

Los amplificadores de potencia son dispositivos no lineales. Cuando la amplitud de la señal de entrada es lo suficientemente grande como para hacer operar al dispositivo en la zona de saturación, se produce una compresión de ganancia y una variación de fase en la señal de salida que altera el comportamiento lineal del mismo. Véase en la Figura II.3 donde aparecen representados estos fenómenos en la característica AM-AM y AM-PM del amplificador.



**Figura II.3** Principales no linealidades en amplificadores: a) característica AM/AM, b) característica AM/PM.

Para evitar estos problemas de linealidad, la potencia máxima alcanzada por la señal de entrada debe permanecer dentro de la zona lineal del amplificador. De esta forma, se evitarían los efectos de distorsión no deseados. Sin embargo, esto obligaría a trabajar lejos del punto de compresión y, en consecuencia, la eficiencia del sistema se degradaría al verse disminuidos los niveles de potencia de salida alcanzados.

En [2], se describe un modelo simplificado del amplificador de potencia, sin tener en cuenta efectos de memoria, que relaciona la señal de salida con la de entrada a través de un polinomio de grado  $N$  del estilo al representado en (II.9).

$$V_{out}(t) = G_V \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}^2 + k_3 \cdot V_{in}^3 + \dots + k_N \cdot V_{in}^N(t) \quad (\text{II.9})$$

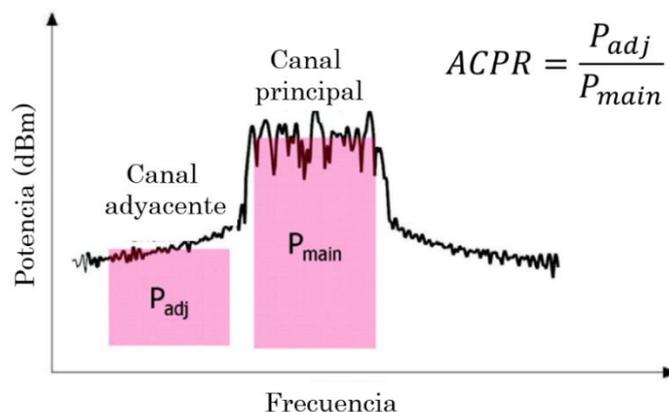
Si se consideran únicamente los tres primeros términos, el primero corresponde al término lineal de ganancia por la entrada, el segundo es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada y provoca la distorsión de intermodulación de segundo orden y el tercer término, que es proporcional al cubo de la tensión de entrada, es la causa de la distorsión de intermodulación de tercer orden.

En la señal de salida tendremos armónicos y productos de intermodulación no deseados debidos, por ejemplo, a los efectos no lineales de los términos de segundo y tercer orden del polinomio. Pueden identificarse componentes en banda y fuera de la banda de frecuencias de la señal original.

La distorsión armónica y las componentes de distorsión de intermodulación fuera de banda pueden eliminarse mediante filtrado, pero no ocurre así con la distorsión producida por los productos de intermodulación en banda, ya que las frecuencias aparecen demasiado cerca de las frecuencias de la señal.

### ▪ Relación de Potencia de Canal Adyacente

La relación de potencia de canal adyacente (ACPR de sus siglas en inglés) compara la potencia en el canal adyacente con la del canal deseado o principal (ver Figura II.4) [3].



**Figura II.4** Cálculo ilustrativo del ACPR.

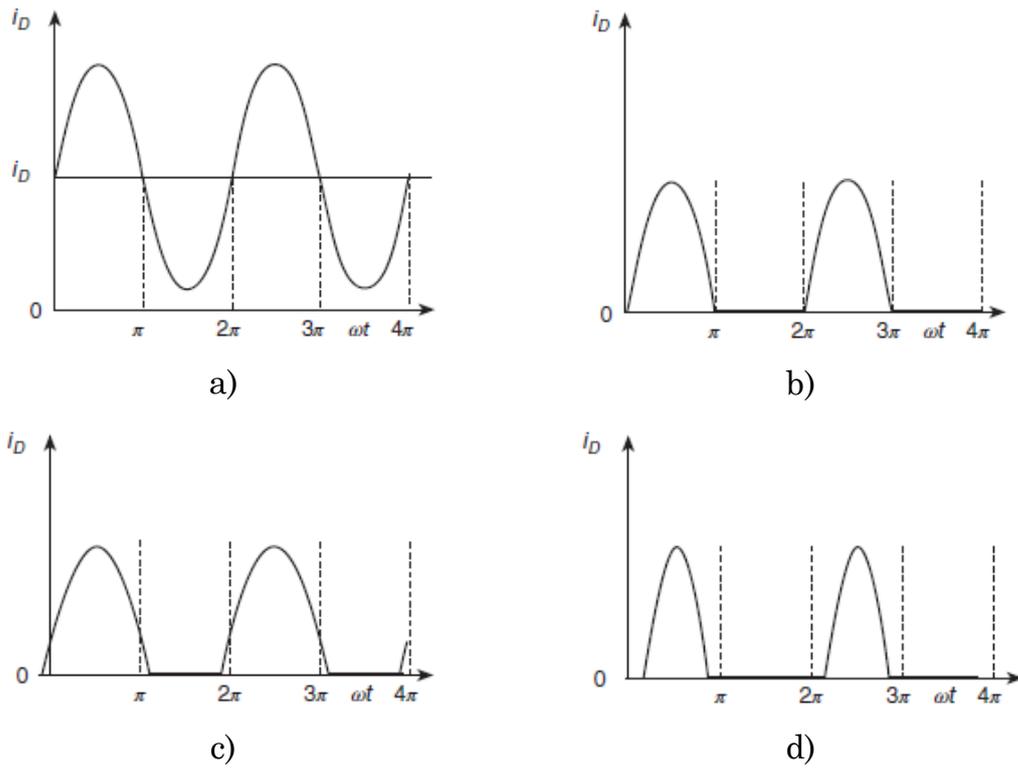
Es la figura de mérito más extendida a la hora de medir la linealidad de un sistema, pero está definida de forma diferente para cada aplicación. El ACPR se basa en la medida de la potencia de las componentes espurias que aparecen en el canal adyacente debido al desbordamiento espectral provocado por la distorsión no lineal.

## II.2 Clases de Amplificación de Potencia

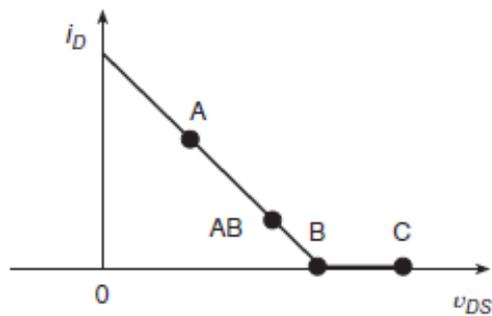
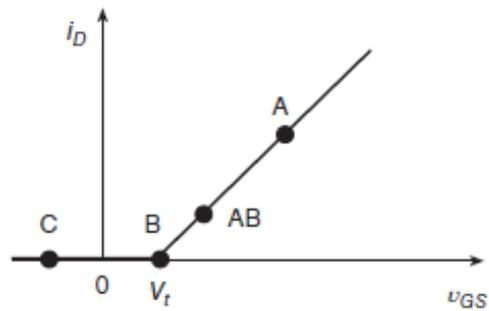
Frecuentemente se dice que los amplificadores de potencia de RF pueden clasificarse en dos grupos en función de cómo opera el dispositivo activo: modo fuente de corriente dependiente o modo conmutado. Para la descripción de ambos modos y sus clases se utilizará en lo siguiente un transistor de efecto de campo (FET). Además de constituir la familia más usada en estas funciones, en ella se incluyen los transistores empleados en los diseños de los siguientes capítulos.

### II.2.i. Amplificadores de Potencia en Modo Fuente de Corriente Dependiente

Dentro del grupo en el que el transistor es operado como una fuente de corriente controlada por la tensión de puerta,  $v_{GS}$  o simplemente  $v_G$ , existen diferentes clases de operación basadas en el ángulo de conducción,  $2\theta$ , de la corriente de drenador,  $i_D$  o  $i_{DS}$ . En la Figura II.5, se presentan las formas de onda de tensión y corriente presentadas en el plano de salida intrínseco del dispositivo para cada una de las clases de operación. Además, en la Figura II.6 se muestran los puntos de operación para todas ellas [1]. Se ha elegido para esta representación un transistor de enriquecimiento (*normally-OFF*) con características ideales, su perfil de transferencia,  $i_D$  vs.  $v_{GS}$ , es lineal a tramos mientras que su tensión de codo es nula.



**Figura II.5** Formas de onda de la corriente en drenador  $i_D$  en diferentes clases de operación: a) Clase-A, b) Clase-B, c) Clase-AB, d) Clase-C [1].



**Figura II.6** Puntos de operación para las clases A, B, AB y C [1].

- **Clase A**

El ángulo de conducción  $2\theta$  de la corriente en drenador  $i_D$  es  $360^\circ$ . La tensión  $v_{GS}$  debe ser mayor que la tensión de threshold del transistor,  $V_t$ ,  $v_{GS} > V_t$ . Esto se consigue por medio de una elección de la componente de DC de la tensión de puerta-fuente,  $V_{GS}$ , suficientemente mayor que la tensión umbral del dispositivo activo,  $V_t$ , de forma que  $V_{GS} - V_{gsm} > V_t$ , donde  $V_{gsm}$  es la amplitud de la componente de AC de la tensión puerta-fuente,  $v_{GS}$ . La componente de DC de la corriente en drenador  $I_D$  debe ser mayor que la amplitud de la componente de AC,  $I_m$ , de la corriente de drenador  $i_D$ . Como resultado, el transistor conducirá durante todo el ciclo de RF. Este tipo de amplificadores son altamente lineales, pero tienen una eficiencia baja, siempre inferior al 50%.

- **Clase B**

En este caso el ángulo de conducción  $2\theta$  de la corriente en drenador  $i_D$  es  $180^\circ$ . La componente de DC de la tensión  $V_{GS}$  de la tensión puerta-fuente  $v_{GS}$  es igual a la tensión  $V_t$ , y la corriente de polarización de drenador  $I_D$  es cero. Por lo tanto, el transistor sólo conduce durante medio ciclo de RF. En este caso, la eficiencia es mayor que para la clase A de amplificación, pudiendo llegar a alcanzar teóricamente el 78.5%.

- **Clase AB**

Como su propio nombre indica, se trata de una clase de amplificación intermedia a la clase A y B. El ángulo de conducción  $2\theta$  de la corriente en drenador  $i_D$  está entre los  $180^\circ$  y los  $360^\circ$ . La componente de DC de la tensión,  $V_{GS}$ , de la tensión puerta-fuente  $v_{GS}$  es ligeramente superior a la tensión  $V_t$ , y la corriente de polarización de drenador  $I_D$  es baja. Se trata de una clase de amplificación con buena linealidad, y con una eficiencia intermedia a la clase-A y B (50-78.5%).

▪ **Clase C**

El ángulo de conducción  $2\theta$  de la corriente en drenador  $i_D$  es inferior a  $180^\circ$ . El punto de operación está localizado en la región de corte ya que  $V_{GS} < V_t$ . La corriente de polarización de drenador  $I_D$  es cero. Este tipo de amplificadores son no lineales y por lo general, sólo recomendados para la amplificación de señales de envolvente constante. Aún así, la eficiencia es mayor que los amplificadores clase A, B y AB, tendiendo a 100% su eficiencia teórica cuando  $2\theta$  se aproxima a  $0^\circ$ , aunque con una potencia útil a la salida que a su vez tiende a anularse.

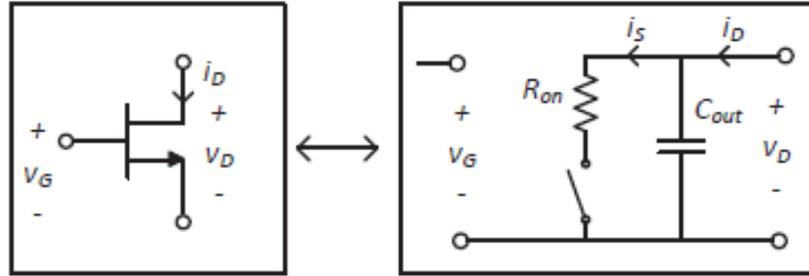
Para garantizar la operación modo fuente de corriente controlada, el transistor puede operar todo el tiempo en la región de saturación, o parte del ciclo en esa región y el resto en corte. De ningún modo puede entrar a operar en la región lineal, por lo que la tensión de drenador,  $v_{DS}$  o simplemente  $v_D$ , no debe ser inferior al valor de la tensión de codo de sus características I/V.

En la otra rama de la clasificación de los amplificadores de potencia se encuentran los que operan el transistor en modo conmutado. En este caso, los dispositivos de potencia se utilizan como conmutadores de muy alta velocidad en lugar de como fuentes de corriente controladas.

**II.2.ii. Amplificadores de Potencia en Modo Conmutado**

En los amplificadores de potencia en modo conmutado (SMPA de sus siglas en inglés), el transistor es operado en dos estados (ON y OFF). Este tipo de dispositivos trabajan en la región lineal y de corte, lo cual implica que exista muy poco solapamiento entre las curvas de tensión y corriente, principal motivo por el cual se degrada la eficiencia en los amplificadores que operan en modo fuente de corriente dependiente. Teóricamente, este tipo de amplificadores son capaces de alcanzar una eficiencia del 100% para un transistor ideal con tensión de codo igual a cero.

En la Figura II.7 se presenta un modelo simplificado de un transistor en modo conmutado.  $R_{on}$  representa la resistencia en estado ON correspondiente a la zona lineal y  $C_{out}$  representa la capacidad de salida del transistor en la zona de corte.



**Figura II.7** Modelo simplificado de un transistor operando en modo conmutado [4].

Cuando el transistor se encuentra en el estado ON, la tensión entre drenador y fuente,  $v_{DS}(t)$ , es prácticamente nula y la corriente que lo atraviesa,  $i_{DS}(t)$ , es elevada. La resistencia de conducción,  $R_{on}$ , es muy pequeña, por lo que podemos considerar que el transistor se comporta idealmente como un cortocircuito. Cuando el transistor se encuentra en el estado OFF,  $i_{DS}(t) = 0$  y  $v_{DS}(t)$  dependerá de la red de salida en drenador. Por lo tanto, las formas de onda de tensión y corriente en drenador no se solapan, la potencia disipada es mínima y la eficiencia máxima [5].

Como se ha mencionado anteriormente, los SMPAs pueden llegar a alcanzar una eficiencia teórica del 100%, sin embargo, en la práctica, las pérdidas introducidas por elementos parásitos, el valor no ideal de  $R_{on}$  o los tiempos de conmutación harán que la eficiencia se vea degradada.

La mayor contribución de pérdidas en los SMPAs se produce por el solapamiento corriente-tensión en  $R_{on}$  durante el estado ON y viene cuantificada por:

$$P_{R_{on}} = \frac{1}{T} \int_T v_{DS}(t) i_{DS}(t) dt \quad (\text{II.10})$$

Además, otro factor muy importante a tener en cuenta a la hora de cuantificar las pérdidas de este tipo de amplificadores es la descarga del condensador  $C_{out}$  en las transiciones de conmutación, especialmente a frecuencias altas.

$$P_C = f_0 \frac{1}{2} C_{out} V_{sw}^2 \quad (\text{II.11})$$

donde  $V_{sw}$  es la tensión en la capacidad de salida en la transición OFF-ON del conmutador y  $f_0$  la frecuencia de operación [4].

Han sido definidas diferentes clases de operación para los SMPAs donde cada modo genera diferentes formas de onda. Las clases de operación más extendidas son la clase-D, E y F y serán presentadas a continuación. Aunque las clases D y E representan de forma estricta un modo conmutado de operación, un amplificador clase-F puede ser operado también en modo fuente de corriente controlada [1].

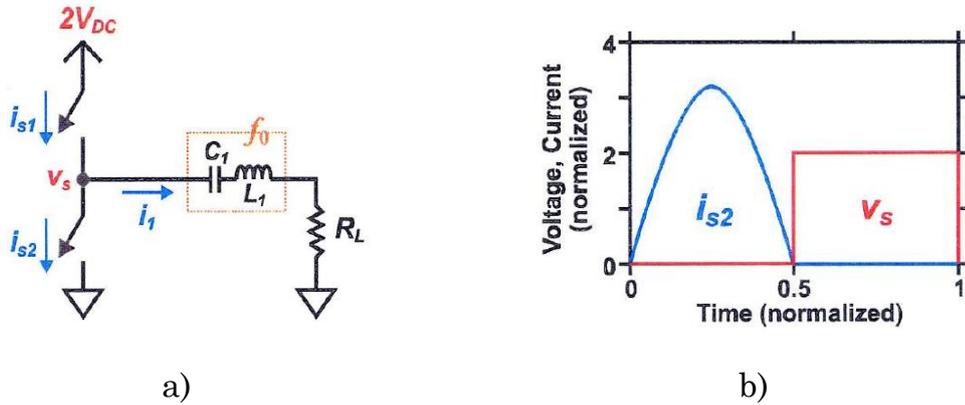
### ▪ **Amplificadores de Potencia Clase-D**

La clase-D de amplificación fue propuesta originalmente por Baxandall en 1959 [6] y se viene utilizando desde entonces en diferentes aplicaciones para convertir la energía de DC a AC [1]. Dentro de la clase-D de amplificación se pueden considerar dos grupos:

#### ❖ Clase-D de conmutación en tensión

Esta clase de operación utiliza dos transistores y proporciona una onda cuadrada de tensión en el nodo común a ambos gracias a que, durante la primera mitad del ciclo de RF el conmutador inferior cortocircuita el nodo a tierra, mientras que, para la segunda mitad del ciclo de RF, el conmutador superior lo cortocircuita a la fuente [7]. Esta señal cuadrada de tensión, además de proporcionar la tensión deseada a la frecuencia fundamental, contiene armónicos superiores impares no deseados. De cara a evitar el paso de estos armónicos a la carga, se emplea un circuito resonante  $LC$  serie que proporciona un cortocircuito entre los conmutadores y la carga a la

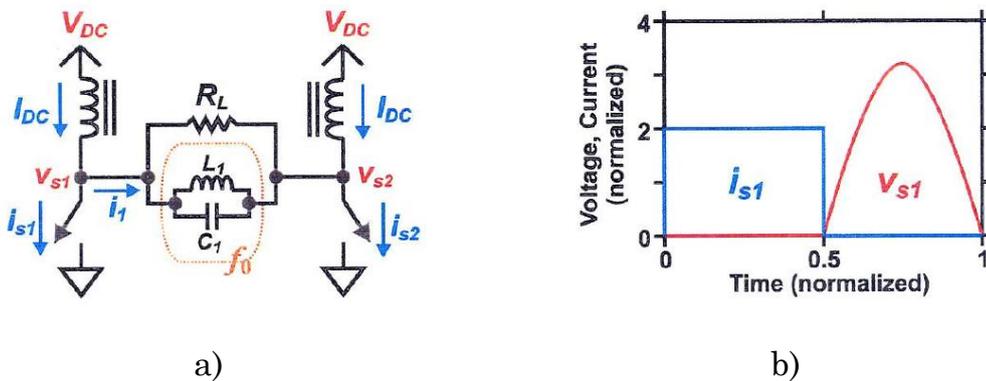
frecuencia fundamental, al mismo tiempo que bloquea los armónicos no deseados. Como resultado, la forma de onda de la corriente  $i_l$  por la carga es sinusoidal, siendo la forma de onda de las que circulan a través de los conmutadores,  $i_{s1}$  e  $i_{s2}$ , una semisinusoide a la frecuencia fundamental (ver Figura II.8).



**Figura II.8** Esquemático del amplificador clase-D y b) formas de onda de tensión y corriente para esta clase de operación [7].

❖ Clase-D de conmutación en corriente (clase-D inversa o clase-D<sup>-1</sup>)

En este caso, los transistores se alimentan por una fuente de corriente de DC de la forma fuente de tensión y choke de RF en lugar de por una fuente de tensión y los dos transistores controlan la corriente en lugar de la tensión [8]. En la Figura II.9 se muestra la topología típica de esta clase de amplificación, así como las formas de onda generadas.



**Figura II.9** Esquemático del amplificador clase-D<sup>-1</sup> y b) formas de onda de tensión y corriente para esta clase de operación [7].

La corriente  $I_{DC}$  es conducida a través de cada conmutador a tierra o hacia el otro conmutador atravesando una red de carga. Los conmutadores se accionan de forma complementaria con un ciclo de trabajo del 50%. Por lo tanto, la corriente a través de cada conmutador es una onda cuadrada con 50% de ciclo útil:

$$i_{s1} = \begin{cases} 2I_{DC}, & 0 < \theta < \pi \\ 0, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$i_{s2} = \begin{cases} 0, & 0 < \theta < \pi \\ 2I_{DC}, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La corriente  $i_l$  a través de la red de carga puede ser determinada por la ley de Kirchhoff, lo cual resulta en una onda cuadrada de corriente:

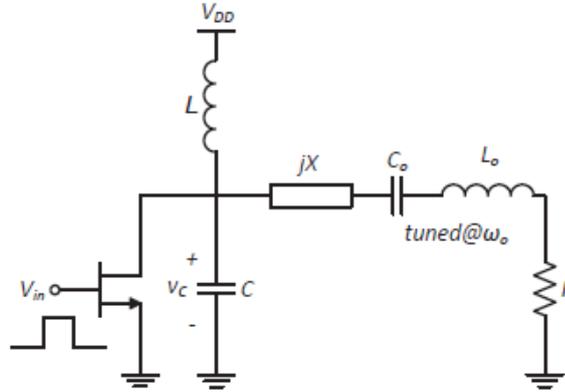
$$i_l = \begin{cases} -I_{DC}, & 0 < \theta < \pi \\ I_{DC}, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Esta corriente  $i_l$  circula a través de la red de carga formada por una resistencia de carga  $R_L$  en paralelo con un circuito resonante paralelo encargado de cortocircuitar los armónicos superiores mientras actúa como un circuito abierto a la frecuencia fundamental, obligando a ésta a atravesar la resistencia de carga. Esto resulta en una forma de onda de tensión sinusoidal a la frecuencia fundamental.

### ▪ Amplificadores de Potencia Clase-E

El amplificador clase-E es el resultado de la búsqueda de mejoras y la simplificación del diseño de los amplificadores clase-D. En primer lugar, es fruto del intento de detección y disminución, o incluso eliminación, de los efectos parásitos del transistor. Por otra parte, su aparición permitió suprimir uno de los dispositivos activos con respecto a la clase-D, desapareciendo de esta forma la difícil sincronización de las señales de entrada [7]. Esta clase de operación fue inicialmente propuesta por Ewing en 1964 en su tesis doctoral [9], pero no fue hasta 1975 cuando se tuvo verdaderamente en cuenta tras la publicación del trabajo de N.O. Sokal y A.D. Sokal [10]. Tras su empleo de forma satisfactoria en diferentes

implementaciones, se ha convertido en una de las clases de operación más utilizada en el diseño de amplificadores de potencia desde frecuencias de HF a la banda de microondas.



**Figura II.10** Circuito de alta eficiencia clase-E [4].

La Figura II.10 muestra la topología original de los amplificadores clase-E. En ella se aprecia un único transistor operando en modo conmutado acompañado de una red de salida que será diseñada para permitir satisfacer las siguientes condiciones de conmutación con el objetivo de asegurar bajas pérdidas [10]:

$$v_C(t) \Big|_{t=\frac{2\pi}{\omega_0}} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} \Big|_{t=\frac{2\pi}{\omega_0}} = 0 \quad (\text{II.16})$$

donde  $v_C(t)$  es la tensión en el condensador  $C$  de la Figura II.10. La condición dada en (II.15) es conocida como conmutación a tensión cero (ZVS de sus siglas en inglés) y está enfocada a evitar las pérdidas debido a la descarga del condensador  $C$  en el momento de encendido del conmutador. Por otro lado, la condición dada en (II.16) es conocida como conmutación a derivada de la tensión cero (ZVDS de sus siglas en inglés) y se encarga de asegurar que la corriente que transfiere  $C$  al conmutador en las transiciones OFF a ON no sea muy elevada, manteniendo de esta forma transiciones suaves en los cambios de estado [11].

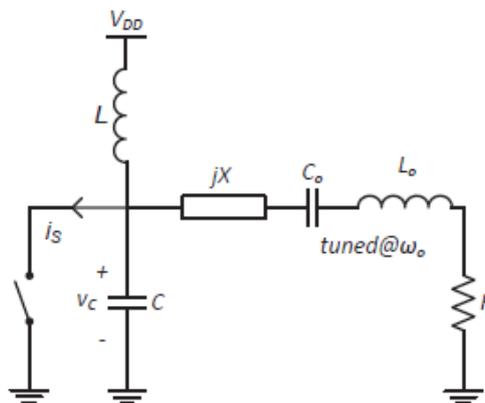
La elección de los elementos que forman la red de salida debe realizarse de tal forma que satisfagan las condiciones de conmutación ZVS y ZVDS. En el trabajo original de los Sokal, la bobina  $L_b$  corresponde a una inductancia infinita a la frecuencia de trabajo que sólo permite el paso de la componente de DC [10]. Sin embargo, otros trabajos han sido presentados sobre APs clase-E utilizando una inductancia finita en la vía de polarización que permiten una mayor flexibilidad en el diseño y mejores rendimientos [4].

❖ Amplificador de Potencia Clase-E con Bobina de Choke Infinita

A continuación se presenta un breve análisis del amplificador de potencia clase-E cuando se utiliza una bobina de choke infinita en la vía de polarización de drenador.

Para este análisis se han asumido las siguientes suposiciones:

- El transistor es sustituido por un conmutador ideal (Figura II.11) en el que las resistencias en estado ON ( $R_{ON}$ ) y OFF ( $R_{OFF}$ ) del conmutador toman valores ideales de cero e infinito, respectivamente.



**Figura II.11** Esquemático ideal del amplificador clase-E [4].

- El ciclo de trabajo del conmutador ( $d$ ) se define como la duración del estado ON normalizado al periodo de la señal de RF. Los APs clase-E pueden diseñarse a cualquier ciclo de trabajo como puede verse en [12], donde se analiza el comportamiento de los APs clase-E para

diferentes valores de este parámetro. En este análisis se asume un ciclo de trabajo del 50%.

- La fuente  $V_{DD}$  y el choke de RF se puede considerar una fuente de corriente  $I_{DD}$ . El circuito resonante serie permite que fluya a la carga una corriente sinusoidal al fundamental. Esta suposición sólo es válida si el factor de calidad del circuito resonante serie es infinito. Se define el factor de calidad como  $Q_L = \omega_0 L_0 / R$  donde  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ .

Teniendo en cuenta estas suposiciones y tomando como referencia el esquemático de la Figura II.11 se pueden extraer los valores de los elementos  $C$  y  $X$  mediante las siguientes expresiones:

$$C = \frac{0.1836}{\omega_0 R} \quad (\text{II.17})$$

$$X = 1.152R \quad (\text{II.18})$$

La tensión de polarización en drenador debe ser determinada considerando que el valor máximo de la tensión en el conmutador ( $v_{Cmax}$ ) no sobrepase la tensión de ruptura ( $V_{BR}$ ) del dispositivo.

$$v_{Cmax} = 3.56V_{DD} \quad (\text{II.19})$$

El valor de la resistencia de carga  $R$  es dependiente de la potencia de salida y la tensión  $V_{DD}$ .

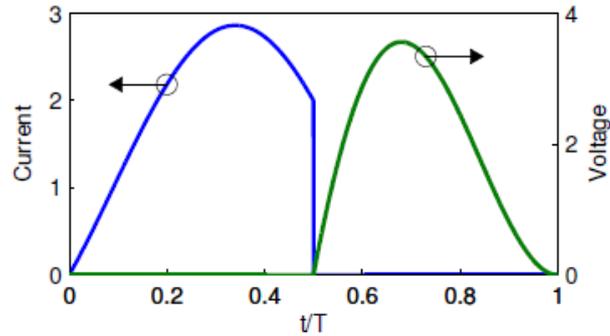
$$R = 0.58 \frac{V_{DD}^2}{P_{out}} \quad (\text{II.20})$$

Además, a la hora de implementar este tipo de amplificadores también resulta interesante conocer la corriente máxima del conmutador para saber qué tamaño de transistor se deberá utilizar.

$$i_{Smax} = 1.66 \frac{V_{DD}}{R} \quad (\text{II.21})$$

Si analizamos las formas de onda normalizadas de la tensión y corriente en el conmutador para este tipo de amplificadores (Figura II.12), se observa que cuando el conmutador está abierto (estado OFF) el condensador se

carga y, en el momento en que el conmutador pasa del estado OFF a ON, la energía almacenada en el condensador se disiparía por la resistencia  $R_{ON}$  de no asegurarse que la tensión entre sus terminales,  $v_S = v_C = v_{DS}$ , fuese igual a cero en dicho instante.



**Figura II.12** Formas de onda normalizadas del amplificador clase-E de tensión y corriente.

Este proceso provocaría la aparición de pérdidas de conmutación que se definen según (II.22).

$$Pérdidas_{conmutación} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C \cdot v_{DS}^2 \quad (II.22)$$

Mientras el conmutador permanece en estado ON (cerrado), suponiendo que la resistencia  $R_{ON}$  es ideal ( $R_{ON} = 0$ ), no existe tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal fluye por él.

Al pasar el interruptor del estado ON a OFF se produce un salto o discontinuidad de la corriente que circula por el conmutador al transferirse la corriente del interruptor a la capacidad en paralelo.

$$C \cdot \frac{\partial v_S}{\partial t} = I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)) \quad (II.23)$$

Que integrando resulta,

$$v_S(t) = \frac{I_{DS}}{C} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)) \cdot dt \quad (II.24)$$

Resolviendo (II.24) se obtiene

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{\omega_0 \cdot C} \cdot (\omega_0 \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \quad (\text{II.25})$$

donde  $a$  es la relación entre el valor de la componente de DC de la corriente,  $I_{DS} = I_o = I_{DD}$ , y la amplitud de la componente sinusoidal mientras que  $\varphi$  es la fase de la señal sinusoidal.

En conclusión, si se analiza un ciclo completo de funcionamiento se obtendrían las siguientes expresiones de tensión y corriente definidas a trozos que dan lugar a las formas de onda mostradas en la Figura II.12.

$$v_s(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega_0 t < \pi \\ \frac{I_{DS}}{\omega_0 \cdot C} \cdot ((\omega_0 \cdot t - \pi) + a \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)), & \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$i_s(t) = \begin{cases} I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)), & 0 \leq \omega_0 t < \pi \\ 0, & \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Teniendo en cuenta las condiciones ZVS y ZVDS definidas en (II.15) y (II.16) se puede extraer  $a$  y  $\varphi$ ,

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (\text{II.28})$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^\circ \quad (\text{II.29})$$

#### ❖ Amplificador de Potencia Clase-E con Bobina de Choke Finita

Desde hace años se han venido realizando diferentes análisis del AP clase-E original [12]-[18] que asumen un alto factor de calidad  $Q$  del circuito resonante en la red de salida que permite que fluya a la carga una corriente sinusoidal al fundamental y la utilización de una bobina de choke infinita en la vía de polarización que junto con la fuente de tensión trabajará como una fuente de corriente constante. Algunos trabajos posteriores han estudiado la posibilidad de utilizar una bobina finita en la vía de

polarización [19]-[22] o factores de calidad de la red de salida no tan altos [23]-[27]. En este sentido, dos trabajos muy relevantes son el amplificador de potencia clase-E resonante a los armónicos pares [28] y el amplificador de potencia clase-E paralelo [29].

En el amplificador de potencia clase-E resonante a los armónicos pares, la bobina de choke de la vía de polarización resuena con la capacidad de salida  $C$  a los armónicos pares de la frecuencia portadora,  $2n\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , donde  $n$  es un número entero positivo [28]. Los valores de  $C$ ,  $X$  y  $R$  son calculados para satisfacer las condiciones ZVS y ZVDS.

Por otra parte, en el amplificador clase-E paralelo, la componente  $X$  se asume como un cortocircuito y de igual manera son calculados los valores requeridos de  $C$ ,  $L$  y  $R$ .

En [30] se resumen las diferentes ecuaciones de diseño para estas dos opciones del AP clase-E con bobina de polarización finita y se comparan con las del AP clase-E original. En estas soluciones se presentan diferentes grupos de variables de diseño  $K = \{K_L, K_C, K_P, K_X\}$ , que relacionan los valores de los componentes que integran el circuito con los parámetros de entrada como son la tensión de alimentación, la frecuencia de operación y la potencia de salida (ver Tabla II.1),

**Tabla II.1** Resumen de las ecuaciones de diseño y rendimiento para diferentes versiones del AP clase-E

	<b>Choque de RF convencional</b>	<b>Clase-E paralelo</b>	<b>Clase-E resonante a los armónicos pares (<math>n=1</math>)</b>
$q$	0	1.412	2
$K_L = \omega_0 L/R$	$\rightarrow \infty$	0.732	3.534
$K_C = \omega_0 RC$	0.1836	0.685	0.071
$K_X = X/R$	1.152	0	-4.903
$K_P = R \cdot P_{out}/V_{DD}^2$	0.58	1.365	0.056
$v_{Smax}/V_{DD}$	3.56	3.65	3.78
$i_{Smax}/I_o$	2.86	2.65	3.99

donde el término  $q$  está referido a la frecuencia de resonancia normalizada del circuito formado por la conexión en paralelo de la bobina en la vía de polarización de drenador  $L$  y la capacidad  $C$  (ver Figura II.10),

$$q = \frac{1}{\omega_0 \cdot \sqrt{LC}} \quad (\text{II.30})$$

Cada una de las versiones de AP clase-E presentadas aquí tienen sus propias ventajas y desventajas. El AP clase-E paralelo y el AP clase-E resonante a los armónicos pares son más compactos al no necesitar una bobina de choke de valor elevado. El AP clase-E paralelo permite usar resistencia de carga mayores, lo cual resulta en una red de salida más eficiente y en una posible reducción de la tensión de alimentación.

Tras observar que existen una gran variedad de parámetros que pueden influir en las ecuaciones de diseño de los amplificadores clase-E, en [31] se presentan las ecuaciones para un caso generalizado con el objetivo de conseguir una máxima libertad en el valor de la bobina de alimentación de DC.

En este trabajo, basándose en el valor de  $q$  descrito en (II.30) que determina la contribución de la capacidad paralela y la bobina de choke ( $L$  en la Figura II.11) a la impedancia de carga del amplificador, se puede pasar a definir la impedancia óptima de carga como

$$Z_{net} = j \cdot \omega_0 \cdot L \parallel (R + j \cdot X) \quad (\text{II.31})$$

y se define la máxima potencia de salida como:

$$P_{out} = K_p(q) \cdot \frac{V_{DS}^2}{R} \quad (\text{II.32})$$

donde  $R$ ,  $L$  y  $X$  pueden obtenerse como:

$$R = \frac{K_C(q)}{\omega_0 \cdot C} \quad (\text{II.33})$$

$$L = R \frac{K_L(q)}{\omega_0} \quad (\text{II.34})$$

$$X = R \cdot K_X(q) \quad (\text{II.35})$$

Siendo los parámetros  $K = \{K_L, K_C, K_P, K_X\}$  (función de  $q$ ) los correspondientes al conjunto de ecuaciones de diseño obtenido para esta generalización en [31]. Una vez determinados los valores de  $C$  y  $\omega_0$ , se obtendrán estos parámetros para el valor de  $q$  elegido.

$$K_L = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} \quad (\text{II.36})$$

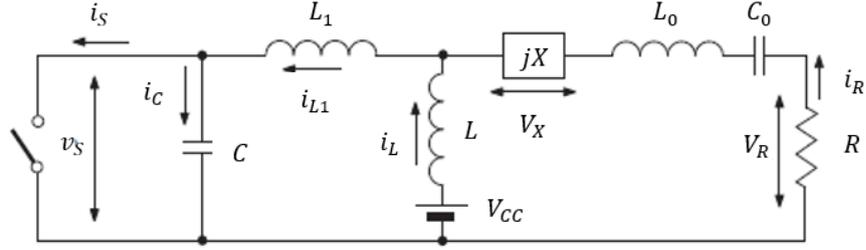
$$K_C = \omega_0 \cdot C \cdot R \quad (\text{II.37})$$

$$K_P = P_{out} \cdot \frac{R}{V_{DS}^2} \quad (\text{II.38})$$

$$K_X = \frac{X}{R} \quad (\text{II.39})$$

Para simplificar el análisis de este modelo generalizado, se parte en [32] de ciertas hipótesis similares a las utilizadas para el análisis del circuito clase-E original [10]. En la Figura II.13 se muestra el circuito clase-E generalizado utilizado en este análisis [32]. En otras representaciones circuitales de esta tesis se utiliza  $V_{DD}$  en lugar de  $V_{CC}$ , que se ha preferido respetar aquí por deberse en [32] a una topología basada en un transistor bipolar.

Así pues, para un ciclo de trabajo  $0 < d < 2$  ( $d = 1$  equivale a un ciclo de trabajo de 50%), suponemos que el conmutador se cierra (ON) en  $t = 0$  y se abre (OFF) en  $t = \frac{d\pi}{\omega_0}$  con periodo  $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ . Además, se asume que las pérdidas reactivas son despreciables y que el factor de calidad del circuito serie  $LC$  ( $Q_L$ ) es suficientemente alto. De cara a obtener una operación “óptima” sin pérdidas, será además necesario garantizar el cumplimiento de las condiciones ZVS y ZVDS en el momento previo al cierre del conmutador ( $t = \frac{2\pi}{\omega_0}$ ).



**Figura II.13** Circuito clase-E con red de salida generalizada [32].

donde  $L_1$  representa una inducción parásita debida al efecto del *bonding* o a la pata de drenador del transistor.

Bajo dichas hipótesis, la corriente en la carga se asume sinusoidal. Por lo tanto, cuando el conmutador está cerrado ( $0 \leq \omega_0 t < d \cdot \pi$ ), la tensión en el mismo,  $v_S$ , vendrá dada por:

$$v_S(\omega_0 t) = V_{CC} - v_{L_1}(\omega_0 t) - v_L(\omega_0 t) = 0 \quad (\text{II.40})$$

En este intervalo de tiempo, la corriente en el conmutador,  $i_S$ , será,

$$i_S(\omega_0 t) = \frac{V_{CC}}{\omega_0(L + L_1)} \omega_0 t + \frac{\omega_0 L I_R}{\omega_0(L + L_1)} [\sin(\omega_0 t + \varphi) - \sin(\varphi)] \quad (\text{II.41})$$

Por otro lado, cuando el conmutador está abierto (OFF),  $d \cdot \pi \leq \omega_s t < 2 \cdot \pi$ ,  $i_S(\omega_0 t) = 0$  y la corriente a través del condensador paralelo se define como:

$$i_c(\omega_0 t) = i_L(\omega_0 t) + i_R(\omega_0 t) \quad (\text{II.42})$$

siendo  $i_R(\omega_0 t)$  la corriente en la carga. Esta ecuación puede desplegarse como una ecuación diferencial de segundo orden lineal y no homogénea:

$$\omega_0^2(L + L_1)C \frac{\partial^2 v_S(\omega_0 t)}{\partial t^2} + v_S(\omega_0 t) - V_{CC} - \omega_0 L I_R \cos(\omega_0 t + \varphi) = 0 \quad (\text{II.43})$$

cuya solución general se obtiene de la forma:

$$\frac{v_S(\omega_0 t)}{V_{CC}} = C_1 \cos(q\omega_0 t) + C_2 \sin(q\omega_0 t) + 1 - \frac{q^2 p}{1 - q^2} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (\text{II.44})$$

donde

$$q = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C(L + L_1)}} \quad (\text{II.45})$$

$$p = \frac{\omega_0 L \cdot I_R}{V_{CC}} \quad (\text{II.46})$$

y los coeficientes  $C_1$  y  $C_2$  vienen determinados por las condiciones de estado iniciales en  $\omega_0 t = d \cdot \pi$ . En estas expresiones, tomadas de [30], se considera  $L_1 = 0$ .

$$C_1 = \left[ \frac{q^2 \cos(2q\pi) \cos(\varphi)}{1 - q^2} p + \frac{q \cdot \sin(2q\pi) \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \cos(2q\pi) \right] V_{CC} \quad (\text{II.47})$$

$$C_2 = \left[ \frac{q^2 \sin(2q\pi) \cos(\varphi)}{1 - q^2} p + \frac{q \cdot \cos(2q\pi) \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \sin(2q\pi) \right] V_{CC} \quad (\text{II.48})$$

Por tanto, para unos valores de  $d$ ,  $q$ ,  $p$  y  $\varphi$  conocidos,  $v_S(\omega_0 t)$  e  $i_S(\omega_0 t)$  pueden expresarse en términos de la tensión de polarización y la frecuencia de trabajo.

Ambas formas de onda de tensión y corriente en el conmutador, a la frecuencia fundamental ( $i_S(\omega_0 t)$  y  $v_S(\omega_0 t)$ ), pueden descomponerse en dos componentes de cuadratura: activa ( $i_R, v_R$ ) y reactiva ( $i_X, v_X$ ), cuya amplitud puede obtenerse a partir de un análisis de Fourier [32].

$$I_R = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_S(\omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) d(\omega t) = I_{CC} \quad (\text{II.49})$$

$$I_X = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_S(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) d(\omega t) \quad (\text{II.50})$$

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_S(\omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) d(\omega t) = V_{CC} \quad (\text{II.51})$$

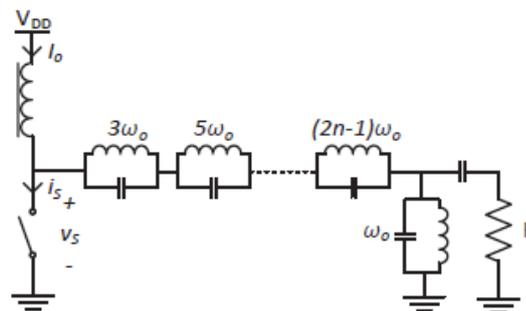
$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_S(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) d(\omega t) \quad (\text{II.52})$$

### ▪ Amplificadores de Potencia Clase-F

Los amplificadores de potencia clase-F utilizan resonadores armónicos en la red de salida para reducir las pérdidas en el transistor y, por lo tanto, incrementar la eficiencia del amplificador. Los principios básicos de este modo de operación fueron patentados por Henry J. Round en 1919 y posteriormente asentados por V. J. Tyler en un documento publicado por Marconi Review en 1958 [33].

#### ❖ Amplificador de Potencia Clase-F

Esta clase de amplificación se basa en forzar terminaciones de cortocircuito y circuito abierto a los armónicos pares e impares, respectivamente, por medio de resonadores multiarmónicos en la red de salida capaces de reducir las pérdidas en el transistor y aumentar la eficiencia (ver Figura II.14).

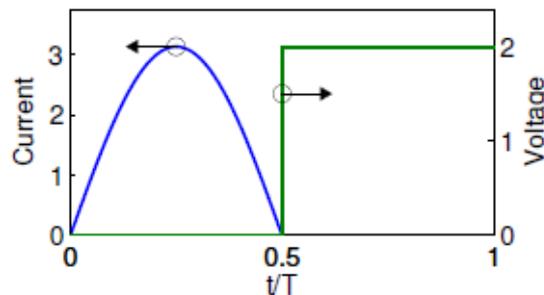


**Figura II.14** Esquemático del AP clase-F.

La corriente en drenador fluye cuando la tensión drenador-fuente es plana y pequeña y la tensión drenador-fuente es alta cuando la corriente es cero (ver Figura II.15). Por lo tanto, el resultado del producto de la corriente y la tensión es muy bajo, reduciéndose la disipación de potencia en el transistor [1].

La implementación de un amplificador clase-F ideal requeriría de un número infinito de resonadores en la red de carga. Por lo tanto, en aplicaciones reales, sólo puede ser lograda una aproximación a las formas de onda vistas en Figura II.15. Las eficiencias máximas al sintonizar de

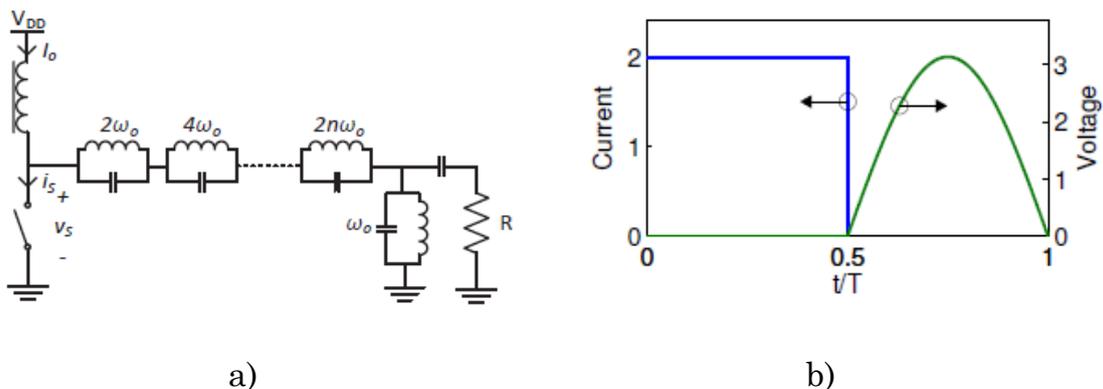
forma teórica hasta los armónicos impares de orden 3, 5 y 7 serán 88%, 92% y 94%, respectivamente. Cuando el número de armónicos sintonizados se acerca al infinito, la forma de onda de tensión es una onda cuadrada ideal y el límite de eficiencia es del 100%, como en los amplificadores clase-D y clase-E. Por lo general, controlando hasta el tercer armónico se consigue un buen compromiso entre la complejidad de la red y el rendimiento alcanzado [34], [35].



**Figura II.15** Formas de onda normalizadas de tensión y corriente para un AP clase-F.

❖ Amplificador de Potencia Clase-F Inversa (Clase-F<sup>-1</sup>)

Al contrario que en su dual, los amplificadores de potencia clase-F<sup>-1</sup> utiliza resonadores a los armónicos pares en la red de salida para obtener formas de onda de tensión y corriente intercambiadas con las del amplificador clase-F (ver Figura II.16b). En este caso, la condición de conmutación a tensión cero (ZVS) sí se satisface, lo cual es una ventaja para alcanzar un buen rendimiento en términos de eficiencia [35], [36].



**Figura II.16** Formas de onda normalizadas de tensión y corriente para un AP clase-F<sup>-1</sup>.

Generalmente, tanto la clase-F de amplificación como su inversa no son las más utilizadas a la hora de implementar amplificadores en modo conmutado debido a la complejidad de la red de carga, sobre todo a frecuencias en las que una red de salida simple como la de los clase-E es posible.

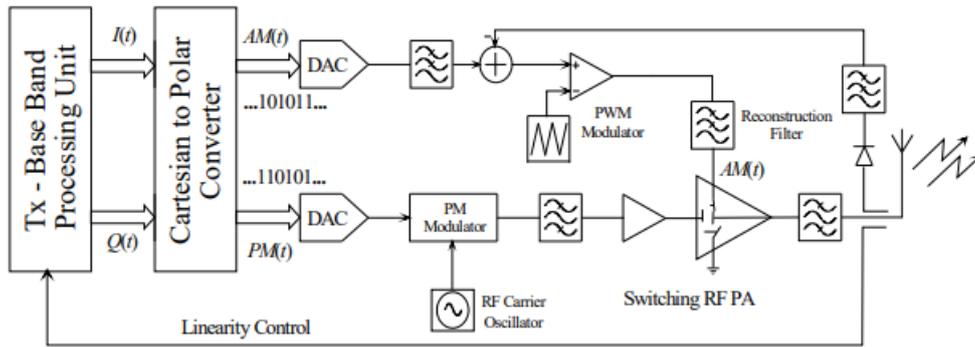
### II.3 Arquitecturas de Transmisión Inalámbrica

Aunque muchas de estas arquitecturas ya se mencionaron en el Capítulo I, en esta sección se presentan con algo más de detalle las técnicas más empleadas para hacer frente al compromiso linealidad-eficiencia en la transmisión inalámbrica de señales de comunicaciones.

#### II.3.i. Transmisor Polar (EER)

El concepto de transmisor polar, mostrado en la Figura II.17, se basa en la técnica de Eliminación y Restauración de Envolverte (EER de sus siglas en inglés), propuesto por Kahn en 1952 [37].

En lugar de trabajar con las componentes  $i(t)$  y  $q(t)$  de la envolvente como hace el transmisor cartesiano, utiliza las componentes de amplitud y fase,  $A(t)$  y  $\phi(t)$  respectivamente. Tal y como se muestra en la Figura II.17, la portadora es modulada sólo con la componente de fase. Al tener una amplitud constante, dicha señal se puede amplificar con etapas de RF altamente eficientes operadas en modo conmutado (clase-D/D<sup>-1</sup>, E/E<sup>-1</sup> ó F/F<sup>-1</sup>). La componente de amplitud es amplificada a través de una rama independiente, donde normalmente se usa modulación PWM ó  $\Sigma - \Delta$ , y reinsertada en la etapa final a través de la tensión en drenador o la impedancia de carga [38]. Idealmente, este esquema asegura la linealidad deseada con una eficiencia del 100%, pero como en cualquier solución de ingeniería, existen una serie de situaciones no ideales que limitan su rendimiento [39].

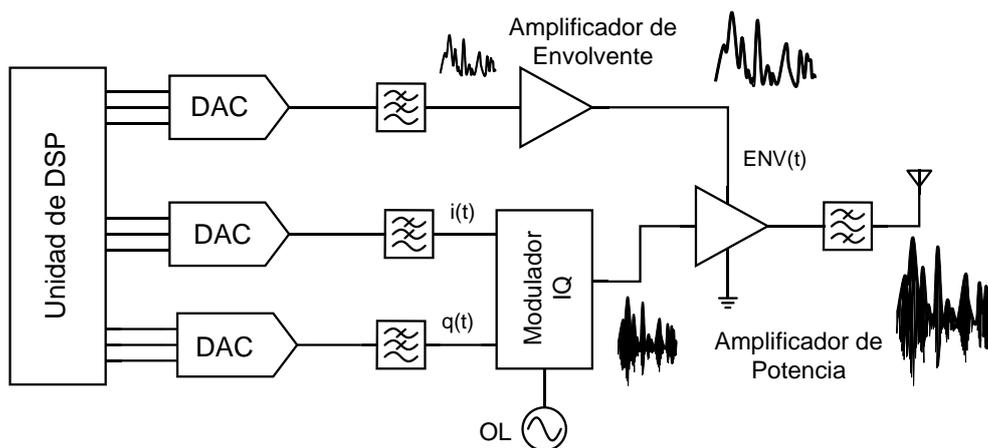


**Figura II.17** Arquitectura de un transmisor polar.

A nivel de sistema es importante controlar la diferencia en demora entre las ramas AM y PM, así como garantizar un ancho de banda adecuado en ambas. Desde el punto de vista circuital, es imprescindible comprender las causas que dan origen a las no linealidades en la característica de modulación de amplitud ( $V_{DD-AM}$ ) así como a una modulación parásita de fase ( $V_{DD-PM}$ ) [38].

### II.3.ii. Técnica *Envelope Tracking* (ET)

Otra de las técnicas más populares que utiliza control dinámico de la polarización es *Envelope Tracking* (seguimiento de la envolvente) y su esquema típico se muestra en la Figura II.18.



**Figura II.18** Arquitectura típica de la técnica *Envelope Tracking*.

En este caso, a la entrada del amplificador de potencia se inyecta la señal con componentes de amplitud y fase mientras que por la vía de polarización se inyecta la variación de envolvente.

Las señales actuales de comunicaciones emplean modulaciones digitales complejas cuya envolvente tiene niveles de PAPR cada vez más elevados. Esto supone que tan solo en ciertos momentos la señal llega a alcanzar los extremos de funcionamiento que limita la polarización del transistor, es decir, durante gran parte de su funcionamiento, el margen dinámico del amplificador quedará desaprovechado. La técnica ET supone una posible solución a este problema.

Las eficiencias conseguidas por esta técnica suelen ser inferiores a las obtenidas mediante la técnica EER, sin embargo, estas arquitecturas permiten al amplificador trabajar en modo lineal y son menos complejas a la hora de ser implementadas.

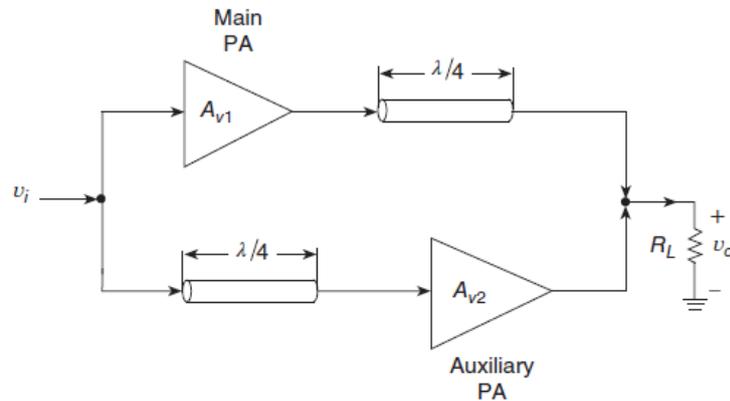
### II.3.iii. Amplificador Doherty

El amplificador de potencia Doherty fue propuesto por primera vez en 1936 [40]. El objetivo principal de esta arquitectura es mantener una alta eficiencia en un amplio rango de la tensión de entrada de un amplificador de potencia con señales de envolvente variable [40]-[50].

El esquema general de esta topología se muestra en la Figura II.19 y está formada por un amplificador principal (*main power amplifier*), y un amplificador auxiliar (*auxiliary power amplifier*) que básicamente actúa como una carga activa para el amplificador principal. El amplificador principal suele operarse como un clase-B (a veces también como un clase-AB por su mejor linealidad [51]) y el amplificador auxiliar suele operarse como un clase-C.

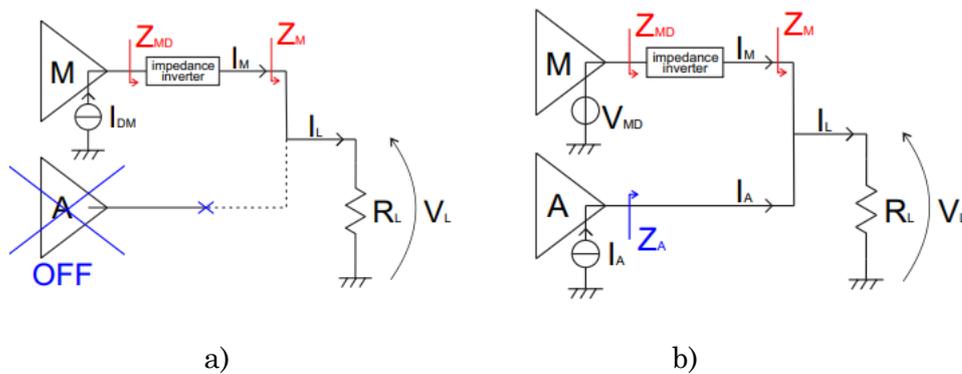
Para valores altos de potencia de entrada el amplificador principal comienza a saturar y, por lo tanto, la ganancia decrece. El amplificador auxiliar se mantiene apagado hasta que la potencia de entrada sobrepasa

un determinado valor para el cual el amplificador principal alcanza la saturación. En ese instante, el amplificador auxiliar inyecta corriente en la carga común, contribuyendo a la potencia de salida total y modulando la carga vista por el amplificador principal.



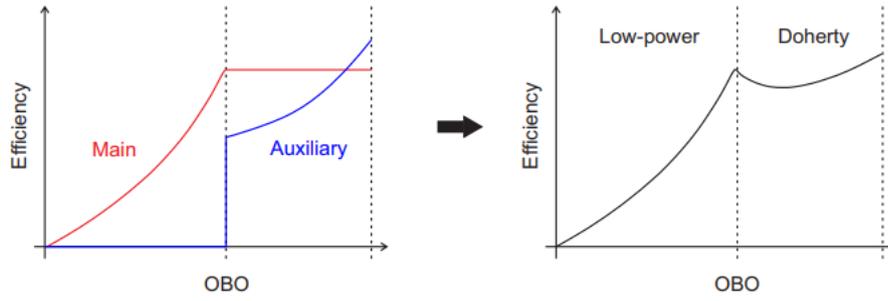
**Figura II.19** Esquema simplificado del amplificador Doherty [1].

En este sentido, el comportamiento del amplificador Doherty puede ser dividido en dos regiones diferentes: la zona de baja potencia de entrada donde el amplificador auxiliar está apagado (Figura II.20a) y la zona Doherty, donde ambos dispositivos están funcionando (Figura II.20b).



**Figura II.20** Representación del AP Doherty para cada región: a) zona de baja potencia de entrada y b) zona Doherty [52].

En la región de baja potencia de entrada (Figura II.20a), sólo el amplificador principal está contribuyendo a la potencia de salida del sistema, mientras que la impedancia de salida del amplificador auxiliar es un circuito abierto. La eficiencia aumenta con la potencia como en un amplificador clase-AB (Figura II.21 en rojo).



**Figura II.21** Eficiencia en un amplificador Doherty cuando los dispositivos utilizados operan en clase-AB y C [52].

A partir de un determinado nivel de potencia, la amplitud de la tensión de drenador del transistor principal alcanza su máximo y en ese instante el amplificador auxiliar comienza a funcionar. En la región Doherty, ambos amplificadores contribuyen a la potencia de salida. La impedancia vista desde la salida de ambas ramas se ve incrementada por la contribución de la corriente de la otra rama.

$$Z_M = R_L \left(1 + \frac{I_A}{I_M}\right) \quad \text{y} \quad Z_A = R_L \left(1 + \frac{I_M}{I_A}\right) \quad (\text{II.53})$$

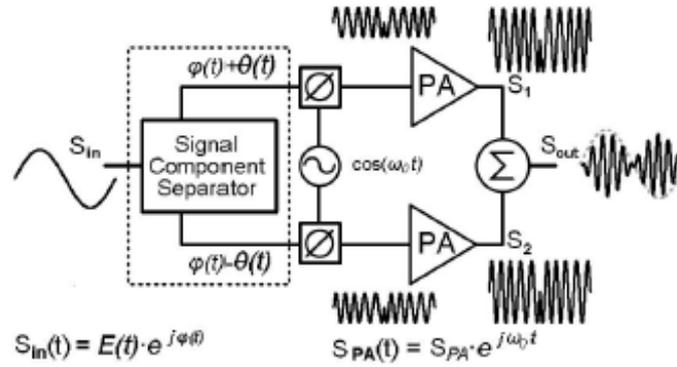
Concretamente, si se evalúan estas impedancias según la región del amplificador Doherty, se extrae que  $Z_M$  varía desde  $R_L$  (baja potencia de entrada) hasta  $2R_L$  (saturación), mientras que  $Z_A$  lo hace desde el circuito abierto hasta  $2R_L$ , donde  $R_L = R_{opt}/2$  y  $R_{opt}$  es la resistencia de carga óptima para un AP clase-AB. En este sentido, es necesario que  $Z_M$  decrezca para mantener al amplificador principal trabajando a la máxima eficiencia. Por lo tanto, debe ser añadido un inversor de impedancias, típicamente un transformador  $\lambda/4$  para conseguir una modulación de la carga apropiada. Como consecuencia, el incremento de  $Z_M$  debido a  $I_A$  se transforma en un decrecimiento de la impedancia  $Z_{MD}$  visto en el plano de drenador del transistor principal y de ahí que se represente como una fuente de tensión en la Figura II.20b. Esto permite que al aumentar el nivel de la señal de entrada, la tensión  $V_{MD}$  se mantenga constante, lo cual resulta en una eficiencia máxima constante en la región Doherty (Figura II.21 en rojo).

Nótese que el inversor de impedancias introduce un desfase de  $90^\circ$  que debe ser compensado para mantener la relación de fases entre  $I_A$  y  $I_M$  apropiada, de tal forma que sumen de forma constructiva al combinarlas en la salida. Por lo general, para llevar a cabo este proceso se utilizará otro transformador  $\lambda/4$  a la entrada del amplificador auxiliar (ver Figura II.19) o también se podría incluir un acoplador híbrido  $90^\circ$  como divisor de potencia en la entrada.

En la región Doherty, el amplificador auxiliar también empieza a contribuir a la potencia de salida, con una eficiencia que va incrementando con la potencia (Figura II.21 en azul). A la máxima potencia de entrada, las eficiencias de ambos amplificadores son máximas y ambos contribuyen de igual forma a la potencia de salida, la cual es 6 dB mayor que aquella en el punto en el que comienza a trabajar el amplificador auxiliar (3 dB mayor que la del amplificador principal y 3 dB mayor que la del auxiliar). La eficiencia de todo el sistema se muestra en la Figura II.21, en negro [52].

### II.3.iv. Transmisor *Outphasing*

El transmisor *outphasing* fue propuesto por H. Chireix en 1935 [53], con el objetivo de mejorar el compromiso eficiencia-linealidad en los transmisores para radiodifusión de señales AM. Este tipo de arquitectura genera señales moduladas en amplitud combinando la salida de dos amplificadores que han sido excitados con señales con variaciones en fase y envolvente constante. Dicha señal de salida se consigue mediante la variación del *ángulo de outphasing* (fase relativa entre las dos señales de excitación) que genera un efecto aditivo de las salidas de los amplificadores hasta la amplitud deseada. Se aprovecha, por tanto, el uso de señales de entrada de envolvente constante que permite, a priori, la utilización de amplificadores conmutados altamente eficientes (y altamente no lineales). En la Figura II.22 se puede apreciar el esquema típico de este tipo de transmisores.



**Figura II.22** Diagrama de bloques simplificado del transmisor *outphasing* [5].

Esta topología, al igual que los amplificadores Doherty, emplean la modulación dinámica de la carga para la amplificación lineal y eficiente de señales complejas. Según este principio de modulación, a la frecuencia de portadora  $\omega_0$ , la señal de entrada banda base  $S_{in}(t)$  con envolvente  $E(t)$  y fase  $\varphi(t)$ , es proporcional a la suma vectorial de dos señales de amplitud constante  $S_1(t)$  y  $S_2(t)$  de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$S_{in}(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{II.54})$$

$$S_1(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta(t)) \quad (\text{II.55})$$

$$S_2(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta(t)) \quad (\text{II.56})$$

$$S_{out}(t) = G \cdot [S_1(t) + S_2(t)] \propto S_{in} \quad (\text{II.57})$$

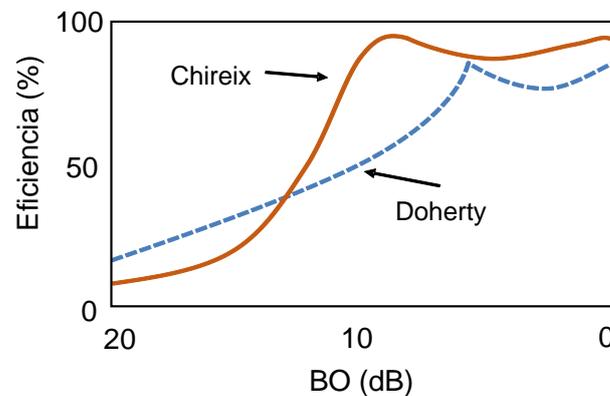
donde  $S_{out}(t)$  es la señal de salida del transmisor,  $S_1(t)$  y  $S_2(t)$  las señales moduladas en fase a la salida de cada rama amplificadora y  $G$  la ganancia total del sistema. Además,  $\theta(t)$  representa al *ángulo de outphasing* que contiene la información de la modulación en amplitud.

Por tanto, el bloque separador de componentes de señal genera, a partir de la señal de entrada modulada en amplitud, dos señales sinusoidales de amplitud constante con diferentes fases  $+\theta(t)$  y  $-\theta(t)$ , que son amplificadas de manera independiente mediante etapas de potencia no lineales e idénticas y combinadas posteriormente para conseguir la señal deseada

modulada en amplitud a la salida. El pico de potencia de salida se obtiene con  $\theta = 0^\circ$ , cuando las corrientes de los amplificadores de potencia son sumadas en fase, de manera similar a la operación *push-pull*. Del mismo modo, la potencia de salida se anula para  $\theta = 90^\circ$ , cuando las corrientes se cancelan mutuamente. De este modo, los valores de  $\theta$  entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$ , producen valores intermedios de tensión a la salida.

En el Capítulo I se mencionó también la versión más simple de un transmisor *outphasing* conocida como amplificador LINC [54], y se mencionaron sus limitaciones al usar un combinador aislado. En cambio, la solución propuesta por Chireix [53] resuelve estas limitaciones mediante el uso de un combinador reactivo (no aislado) diseñado para permitir la modulación mutua de la carga con la variación de fase.

Esta arquitectura permite, en teoría, mejorar significativamente el perfil de eficiencia frente al *back-off* de potencia de salida de, por ejemplo, un esquema Doherty típico (arquitectura muy empleada actualmente en estaciones base), como puede verse en la Figura II.23.



**Figura II.23** Comparación del perfil de eficiencia frente al *back-off* de potencia de los amplificadores Chireix y Doherty.

Debido al gran potencial de esta técnica, esta tesis dedica una parte importante de su contenido al estudio e implementación de varios transmisores *outphasing* basados en amplificadores clase-E y clase-E/ $F_2$  que serán abordados en el Capítulo III y en el Capítulo IV, respectivamente.

La topología clásica del transmisor *outphasing* consta de dos ramas pero desde un punto de vista teórico, se puede utilizar cualquier número par de vectores para controlar la amplitud de la señal a la salida del transmisor. En lo que sigue, se introducirá esta variante del transmisor *outphasing* utilizando más de dos ramas amplificadoras.

### **II.3.v. Transmisor *outphasing* de Cuatro o Más Ramas Amplificadoras**

En el transmisor *outphasing* de dos ramas amplificadoras existe una relación directa entre el *ángulo de outphasing* y la potencia de salida. Como resultado, salvo que se aplique algún tipo de control en la amplitud de las señales de entrada, no existe ningún otro grado de libertad para generar un determinado nivel de potencia de salida. Además, en el *outphasing* convencional, las reactancias de compensación seleccionadas provocan que las trayectorias de modulación de la carga mutua sólo coincidan con la trayectoria óptima de modulación de la carga del amplificador en dos puntos, alejándose de esta entre los mismos y, por lo tanto, deteriorándose las prestaciones en eficiencia.

Se ha constatado que el reto de cómo realizar la combinación de potencia es una de las principales razones por las que la arquitectura *outphasing* no ha sido tan dominante en las aplicaciones de RF hasta el momento, [55].

En este sentido, D. Perreault publicó en 2011 un trabajo, [56], en el que se presenta una nueva técnica para realizar la combinación de potencia y la modulación *outphasing* y superar las limitaciones de los sistemas *outphasing* convencionales. En dicho trabajo se presenta una solución que proporciona una combinación de potencia idealmente sin pérdidas, junto con una carga en cada amplificador cercana a ser resistiva pura en un rango de potencia de salida muy amplio, lo que permitirían en principio lograr una alta eficiencia promedio incluso para señales con grandes relaciones de potencia de pico a promedio.

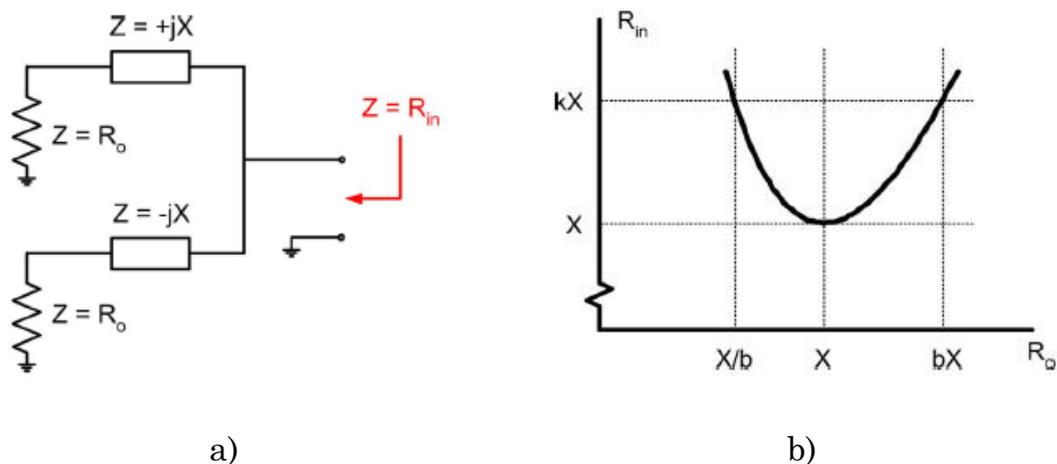
Para alcanzar la solución propuesta para este nuevo sistema *outphasing*, es necesario en primer lugar presentar el concepto de redes de compresión de resistencia (RCN de sus siglas en inglés) multi-etapa. Las redes de compresión de resistencias, son una clase de redes de interconexión sin pérdidas utilizadas para acoplar una fuente con un conjunto de cargas resistivas adaptadas, [57], [58], [59].

En la Figura II.24 se muestra una RCN básica junto con su modo de operación característico. Mientras la resistencia  $R_0$  varía a lo largo de un rango centrado en  $X$ , la impedancia de entrada de la red es resistiva y varía a lo largo de un rango mucho menor de lo que lo hace  $R_0$ . En particular, para este tipo de redes se puede definir la resistencia de entrada como una función de la resistencia de carga  $R_0$  de la forma,

$$R_{in} = f(R_0) = \frac{R_0^2 + X^2}{2R_0} \quad (\text{II.58})$$

Cuando  $R_0$  varía en el rango  $[X/b, bX]$ , la resistencia de entrada varía a lo largo del rango  $[X, kX]$ , donde  $k$  y  $b$  están relacionadas de la forma,

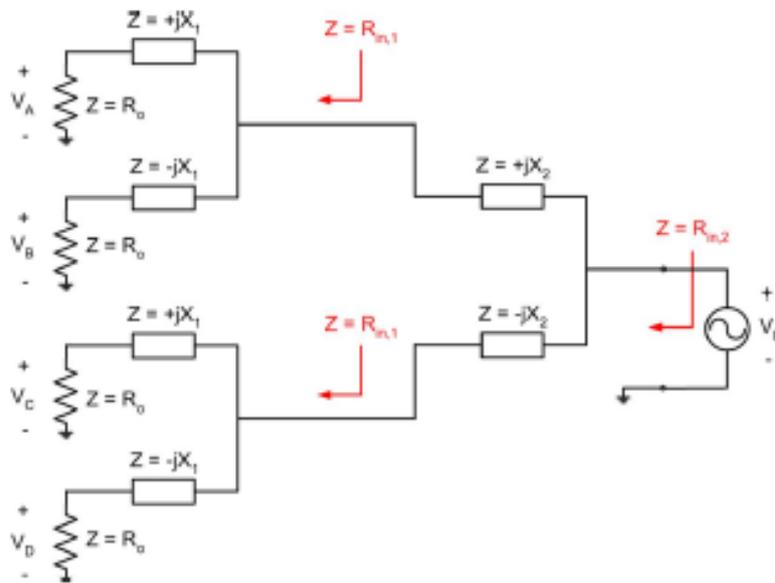
$$b = k + \sqrt{k^2 - 1} \quad \text{y} \quad k = \frac{1+b^2}{2b} \quad (\text{II.59})$$



**Figura II.24** a) Red básica de compresión de resistencias y b) representación de su impedancia de entrada resistiva,  $R_{in}$ , como una función del valor de la resistencia de carga,  $R_0$  [56].

Debido a que la impedancia de entrada es resistiva y varía a lo largo de un rango mucho menor que la resistencia de carga  $R_0$ , las redes de compresión de resistencias puede ser muy útiles en aplicaciones de potencia como son los rectificadores resonantes y los convertidores DC/DC.

En [56], se presenta una RCN multi-etapa que permite alcanzar un rango de variación de la resistencia de entrada incluso menor. Concretamente se presenta el diseño de una red similar a la mostrada en la Figura II.25 con el propósito de alcanzar una resistencia de entrada  $R_{in,2}$  que se encuentre alrededor de un valor medio deseado  $R_{in,2,med}$ , en el rango  $[R_{in,2,med} + \Delta R, R_{in,2,med} - \Delta R]$ , a lo largo de un rango de  $R_0$  lo más amplio posible.



**Figura II.25** RCN multi-etapa basada en la conexión en cascada de la RCN de la Figura II.24a [56].

Para este propósito es necesario seleccionar un valor de  $k_2$  (factor de compresión de la etapa 2) definido como,

$$k_2 = \frac{R_{in,2,med} + \Delta R}{R_{in,2,med} - \Delta R} \quad (II.60)$$

y un valor para la reactancia de la segunda etapa,

$$X_2 = \frac{2R_{in,2,med}}{k_2 + 1} \quad (II.61)$$

de donde se puede extraer que,

$$R_{in,2,med} = \frac{k_2+1}{2} X_2 \quad \text{y} \quad \Delta R = \frac{k_2-1}{2} X_2 \quad (\text{II.62})$$

A continuación se pasa a seleccionar el valor de la reactancia de la primera etapa,  $X_1$ , que permitirá proporcionar un mejor rendimiento a la compresión realizada por la segunda etapa. La resistencia efectiva  $R_{in,1}$  vista en las entradas de la primera etapa tiene un valor mínimo de  $X_1$ , por lo que para maximizar el rango de  $R_o$  sobre el cual interesa lograr la compresión deseada se selecciona,

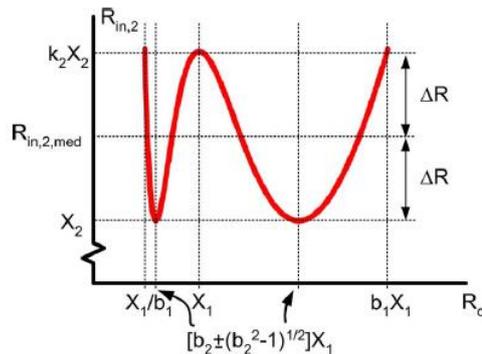
$$X_1 = \frac{X_2}{b_2} \quad (\text{II.63})$$

donde  $b_2$  está determinada por  $k_2$  como en (II.59).  $R_{in,1}$  tiene un valor máximo de  $k_1 X_1$  y de esta forma se puede extraer el rango de operación sobre el cual se logra el grado de compresión deseado,

$$R_{in,1,max} = k_1 X_1 = b_2 X_2 \quad (\text{II.64})$$

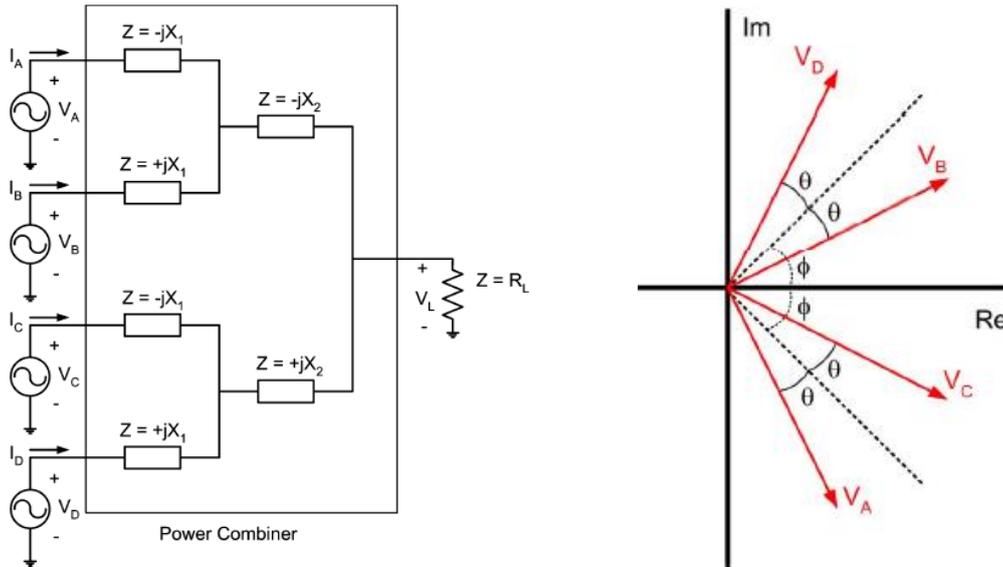
Por lo tanto, es posible alcanzar un grado de compresión a lo largo de un rango de  $R_o$  de  $[X_1/b_1, b_1 X_1]$  donde  $b_1$  está determinado por (II.59) y (II.64).

La Figura II.26 muestra como la resistencia de entrada  $R_{in,2}$  varía en función de la resistencia de carga  $R_o$  cuando los valores de una red de compresión son seleccionados como se ha mencionado anteriormente.



**Figura II.26** Impedancia resistiva de entrada  $R_{in,2}$  en función de la resistencia de carga  $R_o$  para la RCN de dos etapas de la Figura II.25.

Este tipo de combinador resulta muy útil al integrarlo en un sistema *outphasing* como el que se define en la Figura II.27. Mientras que los sistemas *outphasing* convencionales utilizan dos amplificadores de potencia, el sistema propuesto por Perreault en [56] combina la potencia desde cuatro o más amplificadores mediante una RCN multi-etapa como la anteriormente presentada.



**Figura II.27** Ejemplo de implementación de una arquitectura *outphasing* de 4 ramas. Los APs son representados como fuentes de tensión ideales junto con su relación de fasores [56].

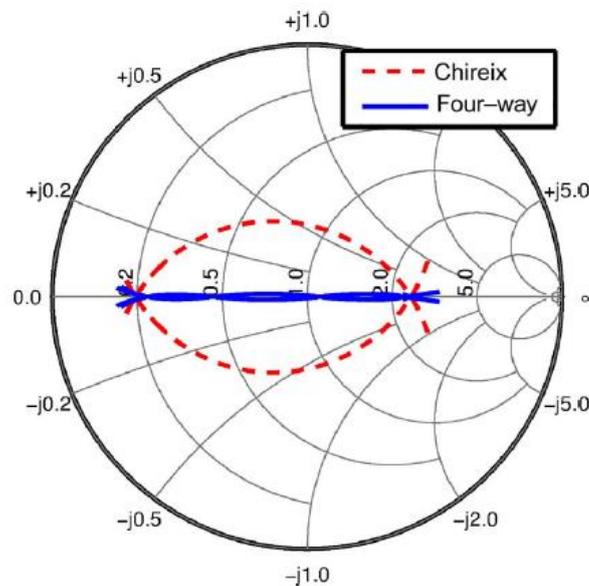
En primer lugar es importante describir cómo deben ser seleccionadas las reactancias en el combinador de potencia. En [56] se recomienda elegir un valor para la reactancia  $X_2$  cercano a la resistencia de carga  $R_L$ . En concreto, se elige un valor de  $k$  igual o ligeramente superior a 1 (por ejemplo,  $k = 1.05$ ) y se calcula el valor de  $X_2$ .

$$X_2 = R_L \frac{2}{k + 1} \quad (\text{II.65})$$

A partir de esta expresión se selecciona el valor de la reactancia  $X_1$  en términos de  $X_2$  y  $k$ , obteniéndose la expresión,

$$X_1 = \frac{X_2}{k + \sqrt{k^2 - 1}} \quad (\text{II.66})$$

Una vez que han sido seleccionados los valores de las reactancias del combinador se pueden extraer las trayectorias de modulación mutua de la carga de cada rama amplificadora, que idealmente se situarán en una zona cercana a ser puramente resistivas en la Carta de Smith (ver Figura II.28). De esta forma se consiguen evitar las impedancias que se alejan de la zona óptima en el transmisor *outphasing* convencional de dos ramas. Si además se utilizan amplificadores de potencia en modo conmutado preparados para trabajar bajo condiciones de carga variable es posible alcanzar valores muy altos de eficiencia en un rango más amplio de *back-off* de potencia de salida.



**Figura II.28** Trayectorias de modulación de la carga mutua para a) transmisor *outphasing* convencional y b) transmisor *outphasing* multirrama [61].

En el sistema *outphasing* presentado en la Figura II.27a se incluyen cuatro fuentes de tensión que son controladas por dos ángulos de desfase ( $\phi$ ,  $\theta$ ), también conocidos como *ángulos de outphasing*, cuya relación fasorial se muestra en la Figura II.27b. Teniendo en cuenta este esquema, la tensión en la carga se puede expresar como

$$V_{RL} = j \frac{R_L}{X_1} (V_B - V_A + V_D - V_C) \quad (\text{II.67})$$

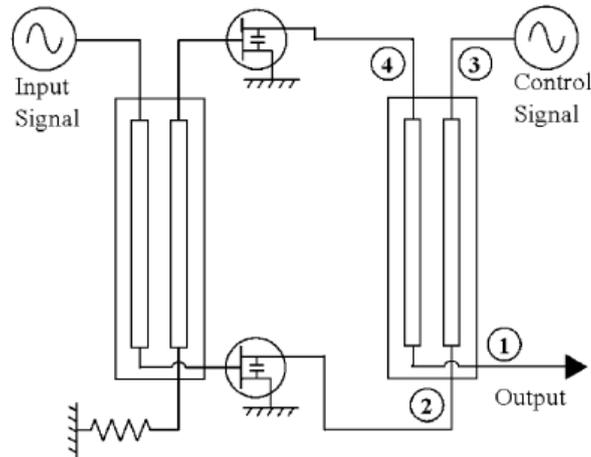
y por tanto, la potencia total entregada a  $R_L$  para cualquier valor de  $\phi$  y  $\theta$  viene dado por

$$P_{\text{out}} = 4 \left( \frac{V_{\text{AP}}^2}{2R_{\text{AP}}} \right) \sin^2(\phi) \cos^2(\theta) \quad (\text{II.68})$$

donde  $R_{\text{AP}} = X_1^2/(4R_L)$  es la carga resistiva a la potencia máxima, lo cual ocurre cuando  $\phi = \pi/2$  y  $\theta = 0$ . La potencia mínima se alcanza cuando  $\phi = \theta = 0$ . Esto implica la existencia de dos grados de libertad para controlar la potencia de salida.

### II.3.vi. *Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA)*

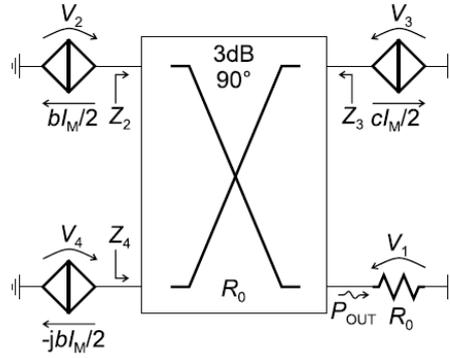
Esta nueva arquitectura transmisora fue presentada en 2016 por D. Sheppard et al [62]. Esta técnica es capaz de modular la impedancia vista por un par de transistores de potencia de RF en una configuración balanceada en cuadratura, variando la amplitud y fase de una señal de control externa. Esto permite optimizar dinámicamente la potencia y la eficiencia a valores específicos de *back-off* de potencia de salida y a determinadas frecuencias. A diferencia del amplificador Doherty, la carga vista por los dispositivos activos se puede modular hacia valores más altos o bajos, tanto resistiva como reactiva, con una mínima pérdida de eficiencia en la combinación de potencia. El LMBA se diferencia de otras técnicas de mejora de la eficiencia en que tanto la frecuencia como la potencia de salida puede ser optimizadas dinámicamente por medio del ajuste externo de la amplitud y fase de una señal de control. Esta señal de control es capaz de modular la impedancia presentada a los transistores balanceados en amplitud y fase. Esto significa que la función de las redes de adaptación convencionales se puede complementar o reemplazar mediante ajustes dinámicos de la señal de control externa. La topología típica de este tipo de arquitecturas se muestra en la Figura II.29.



**Figura II.29** Esquemático representativo del LMBA [62].

Este tipo de amplificador está basado en un AP balanceado donde una señal de control inyectada en el puerto aislado de un acoplador híbrido  $90^\circ$  modula la carga de cada dispositivo balanceado. Una característica distintiva del LMBA es que, en principio, la señal de control siempre es totalmente recuperada a la salida del LMBA, por lo tanto, siempre contribuye de forma positiva a la potencia de salida total, independientemente de la modulación de la carga que esté imponiendo. Este hecho es muy diferente en la arquitectura Doherty, en la que la fase de la señal auxiliar determina la modulación de la carga en la rama principal, pero su potencia sólo es totalmente recuperada cuando la fase está alineada con el amplificador principal. Esto significa que en el LMBA la modulación de la carga y la recuperación de la potencia de la señal de control son independientes, mientras que en el Doherty estos dos parámetros están relacionados. Otra propiedad clave del LMBA es el ancho de banda, de hecho, la modulación de la carga es aplicable para todo el ancho de banda del acoplador híbrido  $90^\circ$ , que es normalmente mayor que el del combinador en un amplificador Doherty. El ancho de banda de RF ha sido el centro de atención de muchas investigaciones en los amplificadores Doherty durante mucho tiempo y en la mayoría de ocasiones las soluciones encontradas son muy difíciles de implementar más allá de los casos particulares estudiados.

Para presentar los conceptos básicos de la arquitectura LMBA se tendrá en cuenta el esquemático de la Figura II.30.



**Figura II.30** Esquemático para el análisis básico de esta arquitectura [63].

La impedancia en cada puerto del acoplador se puede definir como,

$$\begin{cases} Z_2 = Z_4 = R_0 \left( 1 + \frac{\sqrt{2}c}{b} \right) = Z_B \\ Z_3 = R_0 \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

donde  $b$  y  $c$  son los niveles de señal de los amplificadores balanceados y de la señal de control, respectivamente, y  $R_0$  es la impedancia del acoplador. Se asume que  $b$  es un valor real, mientras que  $c$  es complejo. La carga presentada a los generadores balanceados depende de la relación entre los niveles de señal,  $(c/b)$ , por lo tanto, puede ser controlada en magnitud y fase por medio del ajuste de la amplitud y la fase de la señal de control. Como ya se ha mencionado previamente, a diferencia de otros APs que operan bajo modulación de la carga, en [62] se muestra que la potencia proporcionada por la señal de control siempre es añadida a la potencia total de salida del LMBA, independientemente de la fase de  $c$ .

$$P_{OUT} = P_2 + P_4 + P_3 = 2P_B + P_3 = \frac{1}{8} R_0 I_M^2 |c + \sqrt{2}b|^2 \quad (\text{II.70})$$

Las potencias de salida a cada generador son  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$ , con  $P_2 = P_4 = P_B$ , mientras que  $I_M$  corresponde con la máxima corriente entregada por cada generador balanceado.

## II.4 Topologías Rectificadoras y Convertidoras

### Clase-E

Hasta el momento, a lo largo de este trabajo se ha venido prestando especial atención a los amplificadores de potencia y concretamente a los amplificadores de potencia clase-E. La utilización de los mismos en un esquema como el *outphasing* requiere el uso de configuraciones alternativas que aseguran buenas prestaciones de eficiencia bajo condiciones de carga variable. Dichas topologías también son atractivas para la implementación de otros esquemas que explotan la modulación de la impedancia de carga [64],[65]. Desde el punto de vista de su circuito dual con inversión temporal [66], el rectificador clase-E [67], la insensibilidad a la carga permitiría garantizar una elevada eficiencia de conversión de RF a DC, además de una mínima variación de su tensión de salida en aplicaciones de recuperación de energía electromagnética para alimentación a distancia donde el consumo de continua puede variar de forma importante. Por otro lado, integrados un rectificador y un amplificador de este tipo en un convertidor DC-DC resonante doble clase-E o clase-E<sup>2</sup> [68], se dispondría de un convertidor auto-regulado de alta eficiencia, atractivo para esquemas de transmisión inalámbrica de potencia [69], donde dichas funciones de regulación resultan complejas de implementar en lazo cerrado dada la falta de conexión física entre la entrada y la salida, o alternativamente para su uso como modulador en las arquitecturas de transmisión de señales de comunicación con seguimiento de la envolvente, considerando que la carga que ofrece al convertidor el AP de RF en dicha topología varía en función de la envolvente de la señal a amplificar.

#### II.4.i. Rectificador Síncrono Clase-E

Aunque habitualmente implementados sobre diodo, los circuitos rectificadores también pueden ser implementados utilizando un transistor como elemento activo (rectificador síncrono), aprovechando el control que ofrece el tercer terminal, que puede permitir aumentar el rango dinámico

de potencia de entrada, mientras se alcanza una alta eficiencia. De hecho, para frecuencias UHF o superiores, resulta difícil encontrar diodos Schottky capaces de manejar niveles altos de corriente y tensión, por lo que los rectificadores basados en transistores se convierten en casi la única opción a la hora de implementar soluciones de potencia media o alta. En [70], puede verse una extensa comparativa entre rectificadores realizados en distintas tecnologías, tanto a diodo como a transistor.

Para describir el funcionamiento de un rectificador síncrono es necesario presentar previamente el principio de dualidad con inversión temporal (*Time Reversal Duality*), descrito por David C. Hamill en [66]. Según este principio, cualquier amplificador resonante puede ser transformado en un rectificador resonante de la misma clase de operación. Además, de acuerdo también a este principio, las formas de onda de tensión y corriente en el conmutador del rectificador son inversas en el dominio del tiempo a las del inversor (ver Figura II.31),

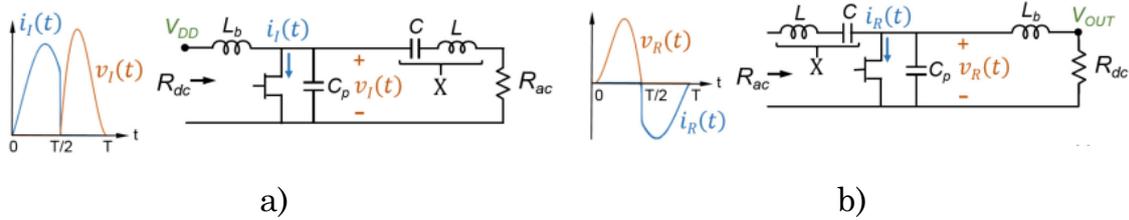
$$v_{s_r}(t) = v_{s_i}(-t) \quad (\text{II.71})$$

$$i_{s_r}(t) = -i_{s_i}(-t) \quad (\text{II.72})$$

pudiéndose obtener una relación simple entre sus potencias instantáneas (II.73). Es de destacar que las potencias medias en estas redes duales tienen signos opuestos, lo que significa que la dirección del flujo de energía se invierte en el rectificador para la conversión de AC a DC deseada.

$$p_r(t) = -p_i(-t) \quad (\text{II.73})$$

Por lo tanto, si se tiene en cuenta este principio de dualidad temporal, es posible obtener el circuito rectificador clase-E (Figura II.31b) a partir de su dual, el inversor clase-E (Figura II.31a).



**Figura II.31** a) Amplificador de potencia clase-E, y b) su dual con inversión temporal, el rectificador clase-E. Las formas de onda características de tensión y corriente son mostradas en a) y b) para cada topología.

Para ello, es necesario seguir la teoría propuesta por M. Kazimierczuk en [71], originalmente propuesta para su uso en electrónica de potencia pero cuyo uso ha sido extendido en radiofrecuencia [72], [73], teniendo en cuenta las pérdidas de conmutación asociadas al aumento de la frecuencia.

Además, es necesario tener en cuenta los siguientes aspectos:

- En un amplificador clase-E, la corriente fluye hacia el drenador del dispositivo, que opera en el primer cuadrante de sus curvas  $I/V$ , mientras que en su dual, dado que la corriente se invierte, opera en el tercer cuadrante, cuando se encuentra en estado ON.
- La teoría asume que la adaptación de salida del amplificador, bajo condiciones de gran señal es perfecta, y que la forma de onda de la corriente es perfectamente sinusoidal. Sin embargo, la red de salida del amplificador clase-E tiene un factor de calidad  $Q$  finito, por lo que puede haber diferencias cuando el circuito es configurado como rectificador.
- La señal de excitación de puerta, debe ser lo suficientemente grande como para poder hacer conmutar el dispositivo. En condiciones de potencia máxima, esto puede no ser un problema en un circuito rectificador clase-E, pero debe ser tenido en cuenta cuando la potencia de entrada disminuye, para aumentar el rango dinámico en el que el rectificador puede ser empleado. Además, si se utilizan dos señales de entrada de RF, una para excitar puerta y la otra a rectificar en drenador, estas deben ser adecuadamente sincronizadas.

Si además se considera un ciclo de trabajo del 50%, junto con el resto de suposiciones extraídas por Raab en [12], el amplificador de potencia clase-E de la Figura II.31a es visto por su fuente de tensión en drenador como una resistencia de DC,

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi\omega C_p} \quad (\text{II.74})$$

Si a la salida del rectificador es colocada una carga de DC de este valor, como se muestra en la Figura II.31b, este presenta una impedancia resistiva de entrada a la fuente de AC igual a la ampliamente conocida condición de terminación nominal,

$$R_{ac} = \frac{0.1836}{\omega C_p} \quad (\text{II.75})$$

$$X = \frac{0.2116}{\omega C_p} \quad (\text{II.76})$$

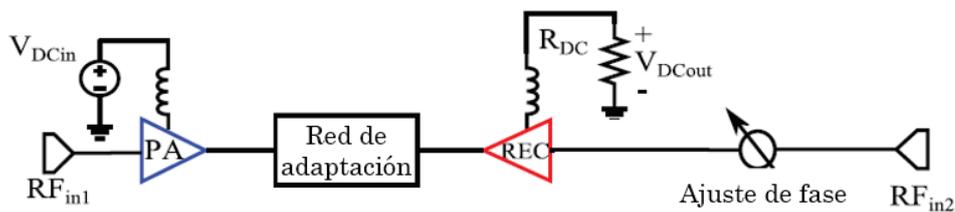
donde  $R_{ac}$  y  $X$  son la parte real e imaginaria de la impedancia vista desde el dispositivo (incluida la capacidad) a la frecuencia fundamental. De esta forma, gracias al principio de dualidad temporal, es posible el diseño de un rectificador síncrono clase-E tanto para su uso en transmisión inalámbrica de potencia como en la implementación de convertidores DC/DC.

#### **II.4.ii. Convertidor DC/DC Resonante Clase-E<sup>2</sup>**

En las arquitecturas de transmisión con control de la polarización el modulador de envolvente es uno de los bloques más importante, al ser el encargado de amplificar las variaciones de la amplitud de las señales banda base provenientes del conversor D/A hasta alcanzar los valores de tensión y corriente que necesita el amplificador de RF en cada instante. Este tipo de operación sería el equivalente al de un convertidor DC/DC que fuese capaz de manejar, tanto variaciones muy rápidas en la señal de entrada, como en la carga a la salida. Al estar la eficiencia global de este tipo de arquitecturas determinada por el producto de las figuras asociadas a los procesos de conversión de potencia DC-a-envolvente y envolvente-a-RF,

resulta crítico el diseño de convertidores DC/DC de banda ancha, claves en la implementación de transmisores inalámbricos como ET o EER.

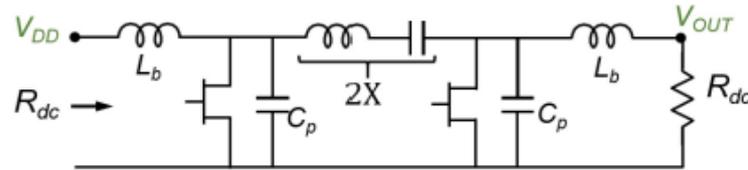
El esquema por bloques de un convertidor resonante DC/DC se puede observar en la Figura II.32, donde la conversión de DC a RF se implementa con un inversor para posteriormente realizar la conversión de RF a DC con el rectificador. Entre el inversor y el rectificador se utiliza una red de adaptación que permite que ambos dispositivos trabajen en sus modos óptimos de operación.



**Figura II.32** Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC resonante [74].

Para alcanzar valores de eficiencia competitivos en convertidores DC/DC en VHF, UHF o incluso en bandas superiores, se han de mantener bajo control las pérdidas de conmutación, muy dependientes de la frecuencia. Para minimizar dichos efectos, en estos diseños se utiliza una solución resonante con conmutación a tensión cero (ZVS), que impone una tensión baja entre los terminales de los dispositivos semiconductores implicados durante las transiciones de encendido/apagado.

La idea de emplear inversores y rectificadores clase-E en los convertidores resonantes DC/DC fue propuesta originalmente por M. Kazimierczuk y J. Jozwik en [68]. En la Figura II.33 se muestra una de sus posibles topologías en la que se utiliza un rectificador de tipo síncrono debido a la dificultad de encontrar diodos Schottky capaces de manejar niveles tan altos de tensión y corriente a frecuencias de operación altas, UHF y superiores.



**Figura II.33** Esquemático de un convertidor resonante DC/DC clase-E<sup>2</sup> [75].

En esta topología, si se sintoniza el circuito  $LC$  resonante serie ligeramente por debajo de la frecuencia de conmutación y se tienen en cuenta las ecuaciones extraídas por Raab en [12] y mostradas en (II.74), (II.75) y (II.76) será posible el diseño de un convertidor resonante DC/DC clase-E<sup>2</sup> resultado de la conexión *back-to-back* del inversor y el rectificador. El rectificador ofrece una resistencia de carga  $R_{ac}$  requerida por el inversor de tal forma que ambos operan bajo la condición de conmutación suave sin la necesidad de añadir ningún otro elemento circuital a la red de interconexión. Combinando en serie ambos circuitos resonantes, la reactancia total presentada por el circuito  $LC$  resultante debería ser,

$$2 \cdot X = \frac{0.4232}{\omega C_p} \quad (\text{II.77})$$

## II.5 Referencias

- [1] M. K. Kazimierczuk. *RF power amplifiers*. Wiley, 2008.
- [2] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, 1 ed., Artech House Inc., 2003.
- [3] F. H. Raab et al., "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, March 2002.
- [4] M. Ozen, "Advanced Transmitter Architectures Based on Switch Mode Power Amplifiers", *Ph.D. Thesis*, Chalmers University of Technology, 2014.
- [5] A. L. Benito, "Transmisor Outphasing con Amplificadores Clase-E en Modo Paralelo", *Trabajo Final de Carrera*, Universidad de Cantabria, Junio 2015.
- [6] P. J. Baxandall, "Transistor sine-wave LC oscillators. Some general considerations and new developments," in *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, vol. 106, no. 16, pp. 748-758, May 1959.
- [7] S. Kee, "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Power Amplifiers", *Ph.D. Thesis*, California Institute of Technology, Dec. 2001.

- [8] H. Kobayashi, J. Hinrichs and P. M. Asbeck, "Current mode class-D power amplifiers for high efficiency RF applications," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix, AZ, 2001, pp. 939-942.
- [9] G. D. Ewing, "High Efficiency Radio-Frequency Power Amplifier", *Ph.D. Thesis*, Oregon State University, June 1964.
- [10] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, June 1975.
- [11] A. Grebenikov and N. O. Sokal, *Switch mode RF power amplifiers*. Newnes, 2007.
- [12] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 33, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [13] F. H. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-13, pp. 239-247, Apr. 1978.
- [14] H. L. Krauss. C. W Bostian. and F . H. Raab. *Solid State Radio Engineering*. New York: Wiley. 1980. pp 448-454.
- [15] R. E. Zulinski, "The effects of parameter variations on the performance of diode-modified class E tuned power amplifiers." M. S. Thesis, Michigan Technological Univ.. Houghton. Oct 1980.
- [16] M. Kazimierczuk, "Effects of collector current fall time on the class E tuned power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, pp. 181-193, Apr. 1983.
- [17] M. Kazimierczuk, "Collector amplitude modulation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. CAS-31, pp. 543-549, June 1984.
- [18] R. E. Zulinski and J. W. Steadman, "Idealized operation of class E frequency multipliers," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. CAS-33, pp. 1209-1218, Dec. 1986.
- [19] M. Kazimierczuk, "Class E tuned power amplifier with shunt inductor," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-16. pp. 2-7, Feb. 1981.
- [20] R. E. Zulinski, "Class E frequency multipliers," Ph.D. Thesis, Univ. Wyoming, Laramie, May 1985.
- [21] R. E. Zulinski and J. W. Steadman, "Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite dc-feed inductance," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. CAS-34, pp. 1074-1087, Sept. 1987.
- [22] C. P. Avratoglou and N. C. Voulgaris, "A class E tuned amplifier with finite dc-feed inductance and no capacitance in parallel with switch," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. 35, pp. 416-422, Apr. 1988.

- [23] N. O. Sokal, "Class E high-efficiency switching-mode tuned power amplifier with only one inductor and one capacitor in load network-Approximate analysis," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-16, pp. 380-384, Aug. 1981.
- [24] M. Kazimierczuk, "Exact analysis of class E tuned power amplifier with only one inductor and one capacitor in load network," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, pp. 214-221, Apr. 1983.
- [25] M. Kazimierczuk, "Class E tuned power amplifier with nonsinusoidal output voltage," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-21, pp. 575-581, Aug. 1986.
- [26] M. K. Kazimierczuk and K. Puczko, "Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-34, pp. 149-159, Feb. 1987.
- [27] C. P. Avratoglou and N. C. Voulgaris, "A new method for the analysis and design of the class E power amplifier taking into account the  $Q_L$  factor," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. CAS-34, pp. 687-691, June 1987.
- [28] M. Iwadare, S. Mori, and K. Ikeda, "Even harmonic resonant class E tuned power amplifier without RF choke," *Electron. Commun. Jpn.*, vol. 79, pp. 23-30, Jan. 1996.
- [29] A. V. Grebennikov and H. Jaeger, "Class E with parallel circuit – A new challenge for high-efficiency RF and microwave power amplifiers," *Dig. IEEE Int. Symp. Microw. Theory Tech.*, Jun. 2-7, 2002, vol. 3, pp. 1627-1630.
- [30] M. Acar, A. J. Annema and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [31] M. Acar, A. J. Annema and B. Nauta, "Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance", *36th European Microwave Conference, 2006*, pp. 1308-1311, Sept 2006.
- [32] A. Grebennikov, N.O. Sokal, M.J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers, 2nd ed.*, Elsevier Inc, 2012.
- [33] V. J. Tyler, "A new high-efficiency high power amplifier," *Marconi Rev.*, vol. 21, no. 130, pp. 96-109, Fall 1958.
- [34] F. H. Raab, "Class-E, Class-C and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1462-68, Aug. 2001.
- [35] J. Moon, S. Jee, J. Kim, J. Kim, and B. Kim, "Behaviors of Class-F and Class-F<sup>-1</sup> Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 60, no. 6, pp. 1937-51, June 2012.
- [36] Y. Y. Woo, Y. Yang, and B. Kim, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1969-74, May 2006.
- [37] L. R. Kahn, "Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, pp. 803-806, July 1952.

- [38] J. A. García, et al. "Técnicas Emergentes de Mejora del Compromiso Eficiencia-Linealidad en Transmisores de Radiofrecuencia." *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional De Radio*, Santander, España, Sept. 2009.
- [39] J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 957-960.
- [40] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [41] F. H. Raab, "Efficiency of Doherty RF power amplifier systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 33, no. 9, pp. 77–83, 1987.
- [42] N. Srirattana, A. Raghavan, D. Heo, P. E. Allen, and J. Laskar, "Analysis and design of a high-efficiency multistage Doherty power amplifier for wireless communications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, pp. 852–860, 2005.
- [43] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [44] C. P. Campbell, "A fully integrated Ku-band Doherty amplifier MMIC," *IEEE Microwave and Guided Letters*, vol. 9, no. 3, pp. 114–116, 1999.
- [45] C. P. Carrol, G. D. Alley, S. Yates, and R. Matreci, "A 20 GHz Doherty power amplifier MMIC with high efficiency and low distortion designed for broad band digital communications," *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 537–540, 2000.
- [46] B. Kim, J. Kim, I Kim, and J. Cha, "Efficiency enhancement of linear power amplifier using load modulation techniques," *IEEE International Microwave and Optical Technology Symposium Digest*, pp. 505–508, June 2001.
- [47] Y. Yang, J. Yi, Y. Y.Woo, and B. Kim, "Optimum design for linearity and efficiency of microwave Doherty amplifier using a new load matching technique," *Microwave Journal*, vol. 44, no. 12, pp. 20–36, 2001.
- [48] B. Kim, J. Kim, I. Kim, and J. Cha, "The Doherty power amplifier," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 5, pp. 42–50, 2006.
- [49] M. Pelk, W. Neo, J. Gajadharsing, R. Pengelly, and L de Vreede, "A high-efficiency 100-W GaN three-way Doherty amplifier for base-station applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 7, pp. 1582–1591, 2008.
- [50] C. Burns, A. Chang, and D. Runton, "A 900 MHz, 500W Doherty power amplifier using optimized output matched SiDMOS power transistors," *IEEE International Microwave and Optical Technology Symposium Digest*, pp. 1577–1591, July 2008.
- [51] Colantonio, P.; Giannini, F.; Limiti, E. *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2009.

- 
- [52] C. Ramella, A. Piacibello, R. Quaglia, V. Camarchia, M. Pirola, "High efficiency power amplifiers for modern mobile communications: The load-modulation approach," *Electronics*, 6, 96, 2017.
- [53] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [54] D. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, Dec. 1974.
- [55] T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering*. New York: Cambridge Univ. Press, 2004, ch. 20.
- [56] D. J. Perreault, "A new power combining and outphasing modulation system for high-efficiency power amplification," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 8, pp. 1713-1726, Aug. 2011.
- [57] P. A. Godoy, D. J. Perreault, and J. L. Dawson, "Outphasing energy recovery amplifier with resistance compression for improved efficiency," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 2895-2906, Dec. 2009.
- [58] Y. Han, O. Leitermann, D. A. Jackson, J. M. Rivas, and D. J. Perreault, "Resistance compression networks for radio-frequency power conversion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 41-53, Jan. 2007.
- [59] D. J. Perreault, J. M. Rivas, Y. Han, and O. Leitermann, "Resistance Compression Networks for Resonant Power Conversion," U.S. Patent No. 7 535 133, May 19, 2009.
- [60] T.W. Barton, J. L. Dawson, and D. J. Perreault, "Experimental validation of a four-way outphasing combiner for microwave power amplification," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 28-30, Jan. 2013.
- [61] T.W. Barton and D. J. Perreault, "Four-Way Microstrip-Based Power Combining for Microwave Outphasing Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 10, pp. 2987-2998, Oct. 2014.
- [62] D. J. Shepphard, J. Powell and S. C. Cripps, "An Efficient Broadband Reconfigurable Power Amplifier Using Active Load Modulation," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 443-445, June 2016.
- [63] R. Quaglia and S. Cripps, "A Load Modulated Balanced Amplifier for Telecom Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1328-1338, March 2018.
- [64] F. H. Raab, "High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 1717-1720.
- [65] M. Ozen, R. Jos, C. M. Andersson, M. Acar and C. Fager, "High-Efficiency RF Pulsewidth Modulation of Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2931-2942, Nov. 2011.

- [66] 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.
- [67] M. K. Kazimierczuk, "Analysis of class E zero-voltage-switching rectifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. 37, pp. 747-755, 6, June 1990.
- [68] M. K. Kazimierczuk, J. Jozwik, "Resonant dc/dc converter with class-E inverter and class-E rectifier," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 36, pp. 468-478, Nov. 1989.
- [69] S. Liu, M. Liu, S. Han, X. Zhu and C. Ma, "Tunable Class E<sup>2</sup> DC-DC Converter with High Efficiency and Stable Output Power for 6.78 MHz Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99.
- [70] S. Dehghani and T. Johnson, "A 2.4-GHz CMOS Class-E Synchronous Rectifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 5, pp. 1655-1666, May 2016.
- [71] M. K. Kazimierczuk, J. Jozwik "Class E<sup>2</sup> Narrow-Band Resonant DC/DC Converters", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.38, no 6, pp 1064-1068, Dec. 1989.
- [72] M.N. Ruiz, R. Marante, J.A. García, "A Class E Synchronous Rectifier based on an E-pHEMT Device for Wireless Powering Applications," *2012 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Montreal, Jun 2012.
- [73] M. Roberg, T. Reveyrand, I. Ramos, E. A. Falkenstein and Z. Popovic, "High-Efficiency Harmonically Terminated Diode and Transistor Rectifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 4043-4052, Dec. 2012.
- [74] I. Ramos, M. N. Ruiz Lavín, J. A. García, D. Maksimović and Z. Popović, "GaN Microwave DC-DC Converters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4473-4482, Dec. 2015.
- [75] J. A. García, R. Marante, and M. N. Ruiz, "GaN HEMT Class E<sup>2</sup> Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 4220-4229, Dec. 2012.

# Capítulo III

# Topologías Clase-E

# de Alta Eficiencia

---

En este capítulo se presentan el diseño e implementación de diferentes topologías clase-E insensibles a la variación de la carga que podrían ser utilizadas tanto en aplicaciones de comunicaciones inalámbricas como de transferencia inalámbrica de potencia. Además, se incluye el desarrollo de un modelo muy simplificado de tipo conmutador para un transistor GaN HEMT que permite evaluar el comportamiento del transistor cuando es usado en las aplicaciones mencionadas.

## III.1. Predicción de los Contornos *Load-pull* con un Modelo de Tipo Conmutador

Dadas las limitaciones de los modelos no lineales del transistor que suelen proporcionar los fabricantes, no tanto para la simulación de amplificadores clase-E, como fundamentalmente para la de rectificadores (el dispositivo opera en el tercer cuadrante de sus curvas I/V cuando está en conducción), en esta sección se presenta el desarrollo de un modelo muy simplificado de tipo conmutador para un transistor GaN HEMT de WolfSpeed, concretamente el CGH35030F. Orientado para su uso en el diseño de distintas topologías amplificadoras y rectificadoras clase-E con sensibilidad reducida a la variación de la carga, dicho modelo permite evaluar los principales mecanismos de pérdidas con el objetivo de ser minimizados en la medida de lo posible [1].

### III.1.i. Operación Clase-E Bajo Carga Variable

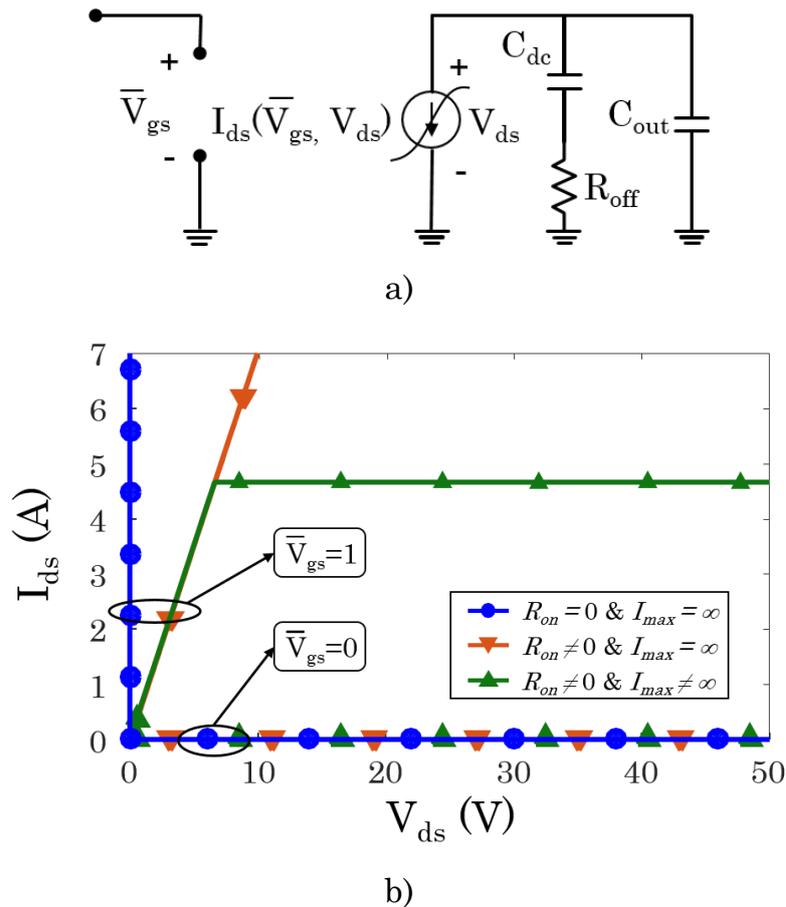
Los contornos *load-pull* de potencia de salida, eficiencia y demás parámetros para un amplificador de potencia clase-E ideal fueron propuestos por Raab en [2]. Quedó probado que una eficiencia del 100% era posible de forma teórica a lo largo de una trayectoria recta en la carta de Smith (normalizada al valor de la parte real de la impedancia óptima o nominal) con amplitud de la tensión de salida variable.

Por otra parte, los principales mecanismos de pérdidas en un amplificador clase-E, principalmente el impacto de las resistencias en estado OFF y ON en las formas de onda de tensión y corriente, han sido abordados por diferentes autores a lo largo de los años, comenzando por [3].

Actualmente, 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 perfectamente posible. A pesar de ello, muchos de esos 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.

### III.1.ii. Modelo Tipo Conmutador para Transistores GaN HEMT

En este apartado, un modelo muy simplificado ha sido extraído para el dispositivo GaN HEMT seleccionado. Los parámetros del modelo fueron obtenidos a partir de simulaciones empleando el modelo no lineal del transistor proporcionado por el fabricante. De esta forma, es posible predecir con mucha precisión los contornos *load-pull*. El esquemático del modelo propuesto se muestra en la Figura III.1a.



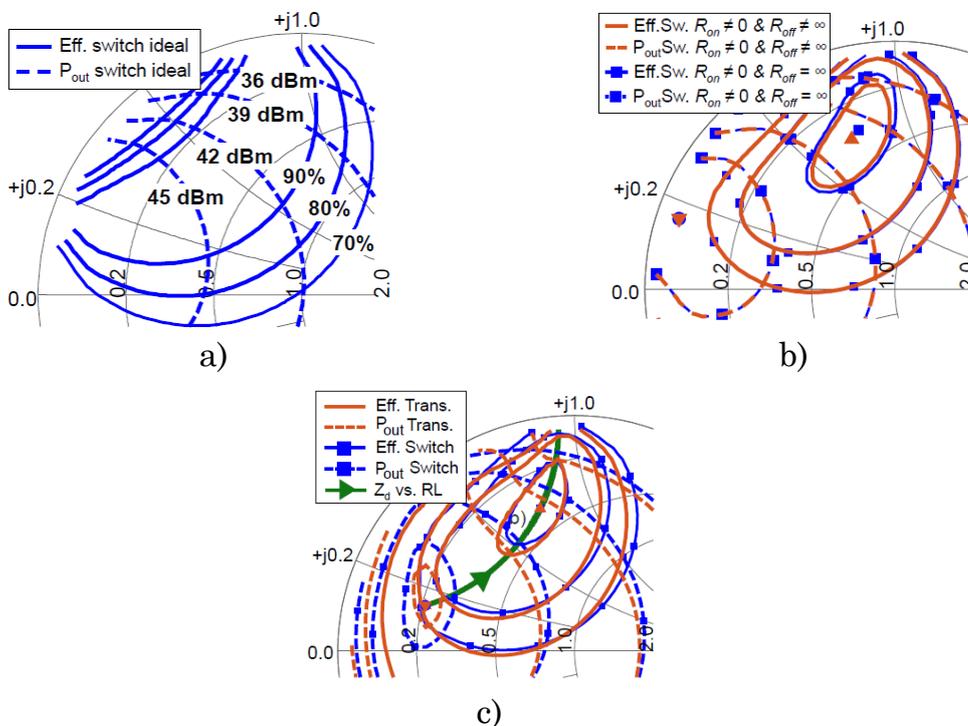
**Figura III.1** (a) Esquemático del modelo de tipo conmutador y (b) características I/V para diferentes casos: conmutador ideal,  $R_{on}$  distinta de cero, así como  $R_{on}$  distinta de cero con un valor finito de  $I_{max}$ .

El valor de la fuente de corriente es directamente proporcional a la 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,  $V_{ds}$ , 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 Figura III.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 GaH 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.

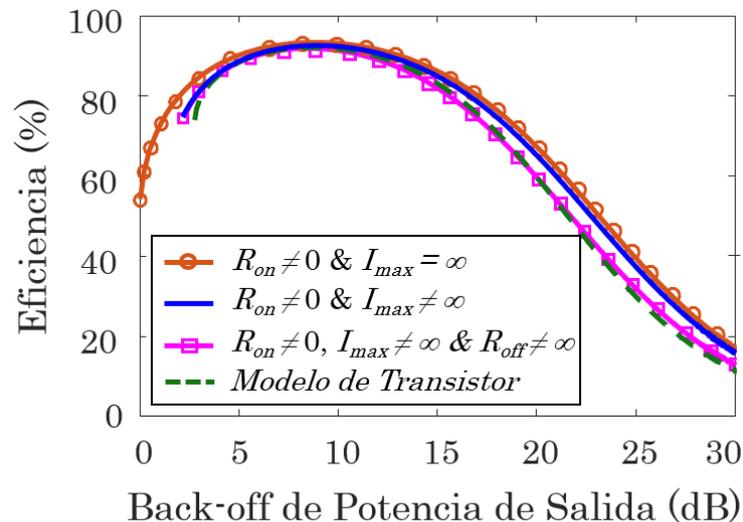
### III.1.iii. Contornos *Load-pull*

Los contornos para un conmutador ideal, que se muestran en la Figura III.2a con la carta de Smith normalizada a  $Z_0 = 50 \Omega$ , se transforman en los de la Figura III.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. El límite de corriente, que se ha añadido en la Figura III.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 [4], [5].



**Figura III.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. En (c) se incluye la trayectoria óptima de modulación de la carga.

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 (Figura III.2c) pueden ser ajustados con buena precisión. A partir de la Figura III.2c resulta evidente la existencia de una trayectoria óptima en la carta de Smith para una operación altamente eficiente con potencia de salida controlada [2]. 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 *back-off* de potencia de salida (potencia de salida referida a su valor máximo) a lo largo de esta trayectoria de impedancia óptima ha sido estudiada en detalle y representada en la Figura III.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 *back-off* de potencia de salida (OPBO). Por lo tanto, se puede obtener una predicción aceptable únicamente añadiendo el límite de corriente a la resistencia en el estado de conducción [1].



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

## III.2 Diseño de Amplificadores de Potencia Clase-E de Alta Eficiencia

En el caso particular de las arquitecturas de amplificación con modulación dinámica de la carga [6] - [8], la amplitud de la señal a la salida del amplificador auxiliar [6], [8] o el desfase entre las componentes moduladas en fase [7] son las estrategias responsables de forzar la variación deseada de la impedancia de carga. Otras técnicas en dicho grupo se fundamentan en un control electrónico de la relación de transformación de impedancia [9] o en el control del ciclo útil de las ráfagas de portadora [10]. En todas ellas, el amplificador o amplificadores individuales cuya carga al fundamental ha de ser variada siguiendo la envolvente debe ser capaz de mantener los mecanismos de pérdidas al mínimo con independencia del nivel de potencia útil que esté suministrando a su salida.

Los amplificadores que operan en modo conmutado y en particular el amplificador clase-E destacan entre las mejores alternativas para conseguir una operación altamente eficiente. El amplificador clase-E fue concebido como un amplificador de potencia basado en un único transistor, con su terminal de emisor (o fuente) conectado a tierra, capaz de resolver las limitaciones que impedían el uso de los APs clase-D en alta frecuencia. Las pérdidas por conmutación se eliminan forzando el encendido del transistor con tensión y derivada de la tensión iguales a cero gracias al uso de una red de salida relativamente sencilla. Sin embargo, la topología original es bastante sensible a las variaciones en la carga, razón por la que no se empleó hasta hace muy pocos años en las topologías con modulación dinámica de la misma. Diferentes autores han presentado modificaciones relevantes en la red de salida original para conseguir buenos resultados de eficiencia en dichas condiciones [11], [12]. En teoría, la operación con 100% de eficiencia de un amplificador clase-E en condiciones de carga variable sería posible si se garantizase el encendido del transistor a tensión cero (ZVS).

### III.2.i. Amplificador de Potencia Clase-E a GaN HEMT en la Banda de 750 MHz

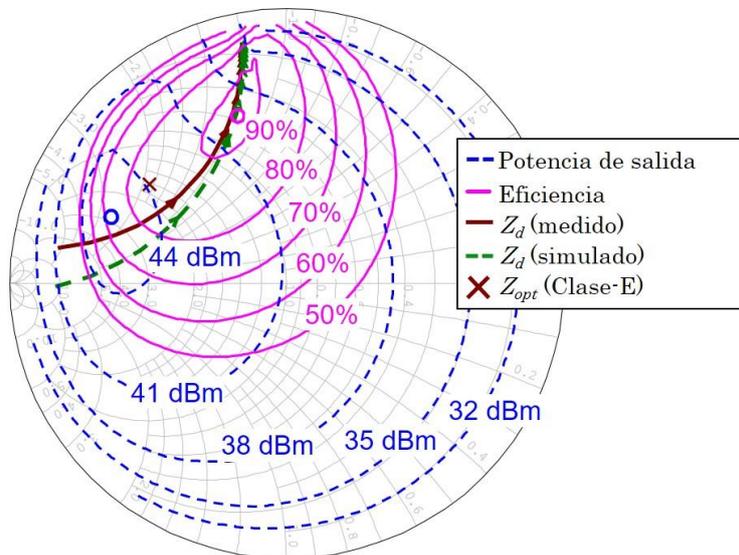
En esta sección se describe un primer diseño de un AP clase-E basado en la tecnología GaN HEMT, optimizado para operar de manera eficiente bajo una condición de carga variable en la banda UHF. La frecuencia coincide con una de las bandas usadas para telefonía móvil, con el objetivo de poder demostrar en primer término el potencial de un amplificador de este tipo en la transmisión eficiente de señales de comunicación con alta PAPR.

La red de salida de los amplificadores clase-E ha sufrido diversas modificaciones desde los trabajos clásicos [3], [13] y [14], con la definición entre otros de los modos continuos de operación para un valor cualquiera de la inductancia en la vía de polarización [15]. En [16], se introdujo un inversor inductivo de impedancia para el caso de un AP clase-E con diodo en antiparalelo con el conmutador. Con esta pequeña variación en la topología, el rango de operación sin pérdidas podía ser teóricamente extendido para valores en la resistencia de carga por encima del valor nominal,  $R_{opt}$ , evitando el salto de la tensión en el conmutador durante el encendido, así como el pico asociado a esa transición en la corriente, que podría llegar incluso a destruir el transistor cuando opera bajo una condición de mínima carga.

Al resultar complicado incluir un diodo en antiparalelo para un amplificador de potencia en frecuencias UHF (es difícil encontrar diodos Schottky tan rápidos capaces de manejar altos niveles de corriente y tensión), la solución en [16] puede ser adaptada para transformar una resistencia de carga variable en una zona de valores de impedancia, visto desde el terminal de drenador de un dispositivo HEMT de RF/microondas, cercano a aquel que asegura un buen control de potencia con una eficiencia en drenador máxima [17].

**Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida**

Para el diseño de esta topología se llevaron a cabo diferentes simulaciones *load-pull* con el software AWR Microwave Office a la frecuencia de 750 MHz y usando el modelo no lineal del transistor GaN HEMT de 30 W de Wolfspeed, concretamente el CGH35030F, proporcionado por el fabricante (Figura III.2c). Para ello los armónicos de orden superior fueron terminados en circuito abierto y el dispositivo fue alimentado con una tensión de drenador de  $V_{DS} = 28$  V para evitar que el pico de la forma de onda de tensión alcance el valor de ruptura (por encima de 120 V para este proceso). Además, se seleccionó una tensión en puerta  $V_{GS} = -3.5$  V, valor inmediatamente inferior al que permite observar algún incremento en la conductancia de salida. Para aproximar la operación en modo conmutado bajo una excitación de onda continua, se seleccionó la potencia de entrada más alta posible, fijando un límite superior de corriente rectificadora en el terminal de puerta de 1 mA.



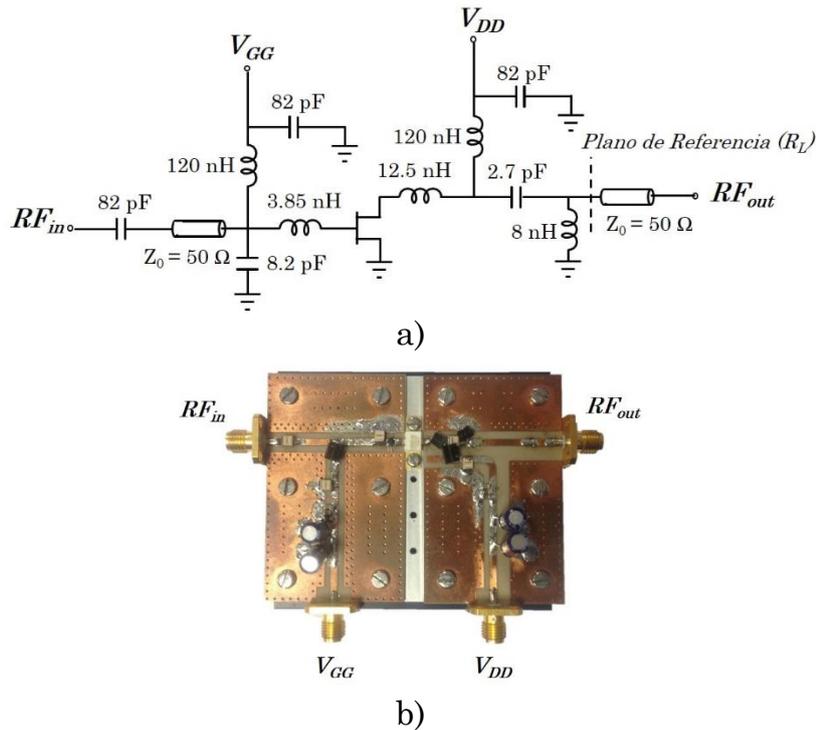
**Figura III.4** Contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida obtenidos mediante simulación. Además, se han incluido las trayectorias simulada y derivada de la medida de la red implementada en parámetros [S] de  $Z_d(f)$  con  $R_L$ , así como el valor de impedancia nominal,  $Z_{opt}$ .

El valor de la impedancia nominal calculado a 750 MHz,

$$Z_{opt}(\omega) = \frac{0.28}{(\omega \cdot C_{out})} \cdot e^{j \cdot 49^\circ} = 13.17 + j \cdot 15.17 \Omega \quad (III.1)$$

ha sido también representado en la Figura III.4, junto con los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida. Resulta evidente que se podría trazar en la carta de Smith una trayectoria óptima en términos de eficiencia, con control en la potencia de salida, y que incluiría los puntos de impedancia a los cuales se obtendrían los valores pico para la eficiencia y la potencia de salida, estando el valor nominal bastante próximo a la misma. Usando una Carta de Smith en admitancias, se puede apreciar también que la susceptancia sólo muestra una pequeña variación a lo largo de un extenso rango de esa trayectoria óptima de modulación de la carga. Esto justifica la elección de un inversor inductivo de impedancia, similar al de [16].

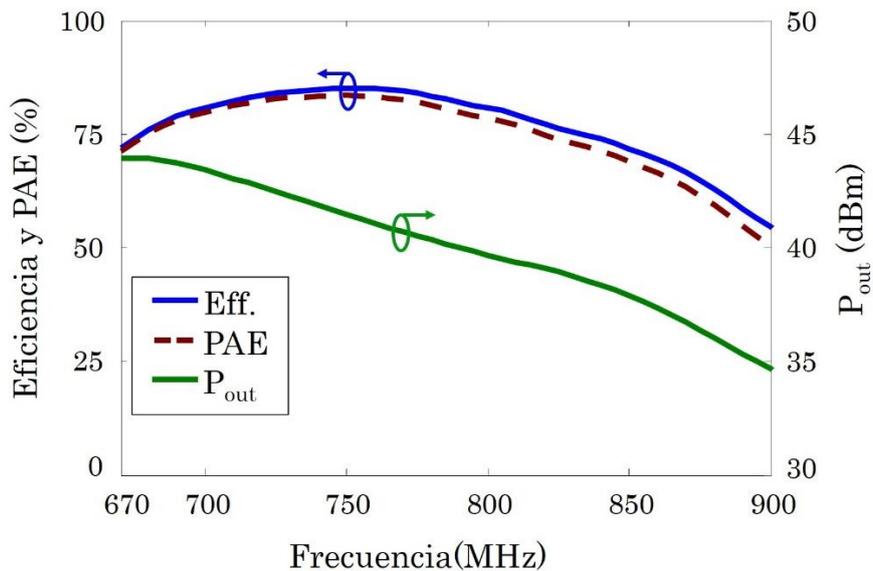
Para el diseño de la red de salida se seleccionó un circuito *LC* serie (resonando cerca de la frecuencia de trabajo), junto con una bobina a tierra (Figura III.5a). Para la implementación del amplificador fueron usados elementos discretos de alto factor de calidad proporcionados por Coilcraft y ATC (Figura III.5b). La bobina de 12.5 nH (de la serie Mini de núcleo de aire) resuena entre el segundo y el tercer armónico, proporcionando una impedancia muy alta en ambos. Se muestra la evolución de su impedancia de entrada, obtenida mediante simulaciones, cuando variamos  $R_L$  entre 5 y 500 ohmios en el plano de referencia (línea verde discontinua en la Figura III.4). En marrón también se muestran los resultados para esta misma red tras ser implementada y medida en el laboratorio. Se pueden observar algunas diferencias con respecto a la simulación debido a un ajuste realizado en el condensador en serie para desintonizar levemente el circuito resonante *LC*, consiguiendo de esta forma un mejor comportamiento para los valores bajos de  $R_L$  (rango superior de potencias de salida). Las redes de polarización y la red de adaptación de entrada, que completan el AP, siguen topologías típicas ampliamente aceptadas.



**Figura III.5** a) Esquemático y b) fotografía del amplificador de potencia clase-E implementado.

### Caracterización del amplificador

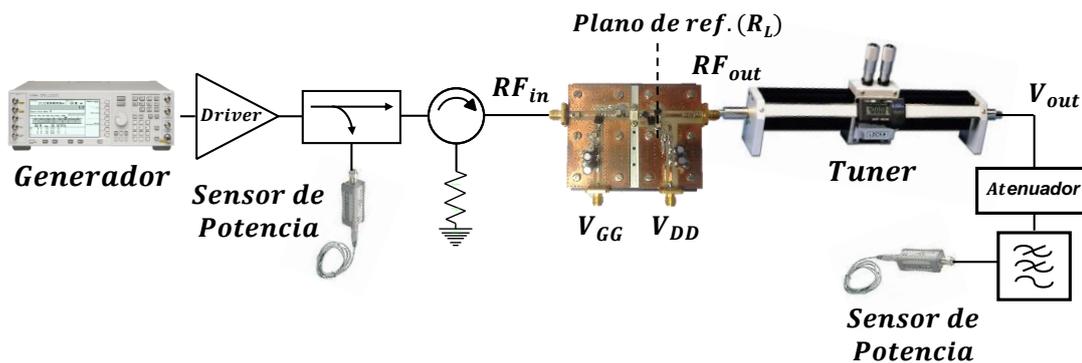
El AP implementado fue caracterizado mediante una señal de entrada de onda continua (CW) bajo condiciones de carga fija ( $50 \Omega$ ) y variable.



**Figura III.6** Medida de los perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida frente a frecuencia.

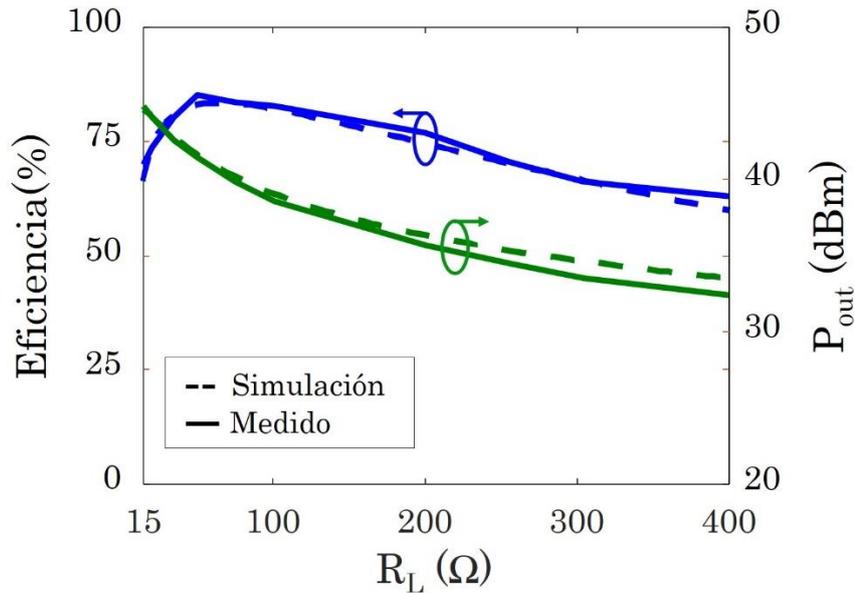
El comportamiento medido del AP con la frecuencia, bajo una condición de carga de  $50 \Omega$ , se muestra en la Figura III.6. Los perfiles de eficiencia y eficiencia de potencia añadida (PAE) se mantienen por encima de 75% en un ancho de banda de 150 MHz y 130 MHz, respectivamente. Además, el pico de eficiencia medido alcanza el 85% a la frecuencia de diseño, 750 MHz, con una potencia de salida de 41.4 dBm.

Siguiendo el *set-up* presentado en la Figura III.7, se llevó a cabo una caracterización del AP bajo una condición de carga variable. Para ajustar los valores deseados de resistencia en el plano de referencia (definido en la posición de la bobina de 8 nH en la Figura III.5a), se usó un sintetizador de impedancias manual de Maury Microwave. Además, se incluyó un filtro pasabajo para rechazar las contribuciones de los armónicos superiores y conseguir la correcta medida de la potencia de salida.



**Figura III.7** *Set-up* utilizado para caracterizar el amplificador clase-E bajo condición de carga variable.

Como cabía esperar de las simulaciones, la evolución de la eficiencia con  $R_L$ , mostrada en la Figura III.8, se mantiene alta para un rango de control de la potencia de salida significativo. Se midió un valor de eficiencia de 76% y 70% para valores de *back-off* de potencia de 9.6 dB y 10 dB respectivamente.



**Figura III.8** Evolución de la eficiencia y la potencia de salida medida (—) y simulada (--) frente a la resistencia de carga  $R_L$ .

Por lo tanto, gracias a la implementación de un inversor inductivo de impedancias, se ha aproximado una operación ZVS para un rango amplio de cargas resistivas. Se han asegurado valores altos de eficiencia para potencias de *back-off* por encima de los 10 dB. Estos resultados hacen que la topología propuesta sea adecuada para su uso en arquitecturas de transmisión basadas en la modulación en la carga, mediante las cuales se podrán transmitir señales con niveles de PAPR elevados manteniendo una eficiencia promedio alta.

### III.2.ii. Amplificador de Potencia Clase-E a GaN HEMT en Banda ISM (915 MHz)

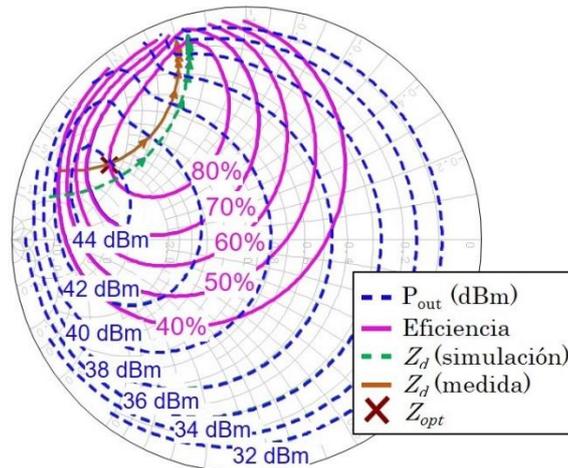
Sobre la base de los resultados anteriores, se abordó el diseño de un amplificador clase-E usando una topología similar en la banda ISM de 915 MHz, capaz de operar de manera eficiente bajo condición de carga variable y de ofrecer similares características al ser usado en modo auto-oscilante [18].

### Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida

En la Figura III.9 se muestran los contornos de *load-pull* obtenidos para la potencia de salida en dBm y la eficiencia en drenador junto con el valor de impedancia nominal calculado a  $f_0 = 915$  MHz.

$$Z_{opt}(\omega) = \frac{0.28}{(\omega \cdot C_{out})} \cdot e^{j \cdot 49^\circ} = 10.65 + j \cdot 12.28 \Omega \quad (\text{III.2})$$

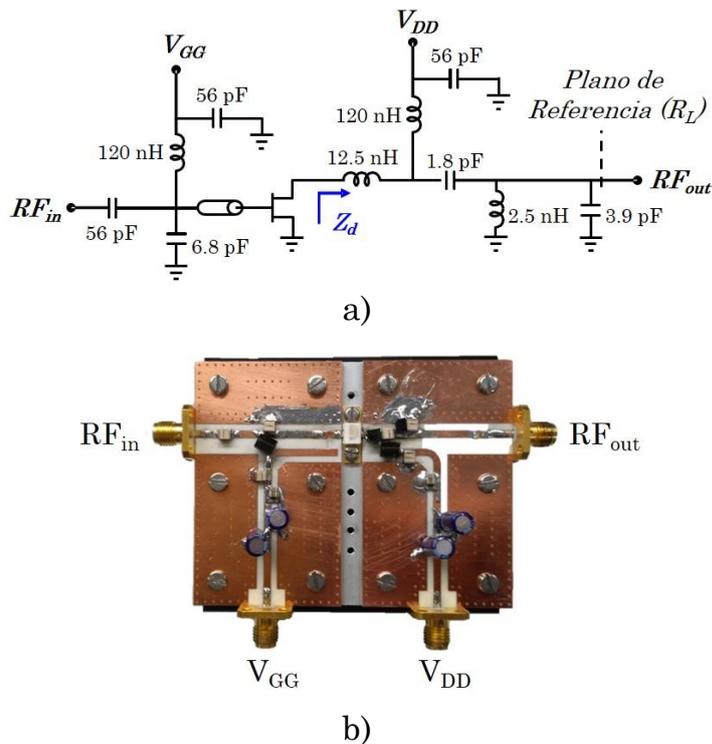
Como en el diseño anterior, es posible trazar también en este caso una trayectoria óptima en términos de eficiencia sobre esos círculos, con control de la potencia de salida en más de 10 dB. Como en el caso anterior, la trayectoria seguida por la susceptancia, sin apenas variaciones, invita de nuevo a elegir una topología de red de salida similar a la utilizada en [16].



**Figura III.9** Contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida obtenidos mediante simulación. Además, se han incluido las trayectorias simulada y derivada de la medida de la red implementada en parámetros [S] de  $Z_d(f)$  con  $R_L$ , así como el valor de impedancia óptima,  $Z_{opt}$ .

La red de terminación en drenador diseñada para el inversor puede verse en el esquemático de la Figura III.10a. Dicha red está formada por un circuito *LC* serie, cuya frecuencia de resonancia se encuentra en torno a la frecuencia de conmutación, junto a otro *LC* paralelo a masa que proporciona la terminación inductiva requerida. La evolución de su impedancia de entrada,  $Z_d$ , obtenida mediante simulación, frente a la variación de  $R_L$  desde 5 a 500  $\Omega$  en el plano de referencia señalado, puede verse representada sobre

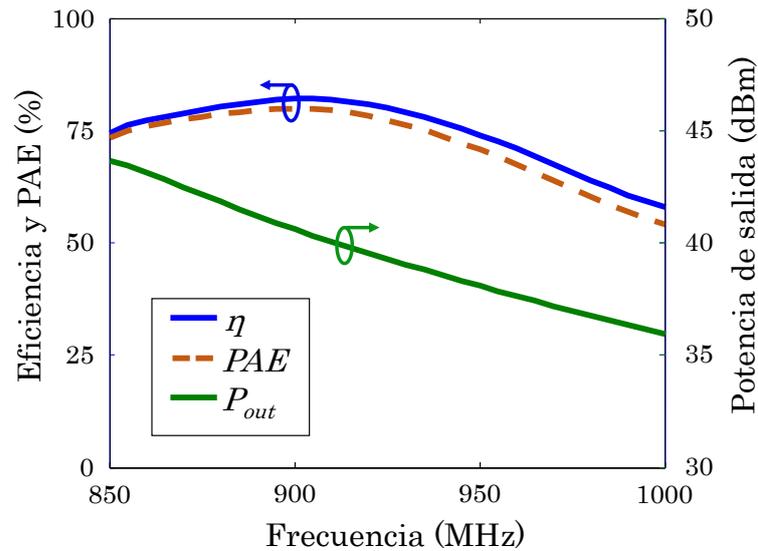
los contornos de *load-pull* de la Figura III.9 (línea verde discontinua), junto con el resultado de su medida en el laboratorio (trayectoria continua marrón), habiendo sufrido esta última algunas variaciones frente a las simulaciones. En la implementación del inversor se han utilizado también elementos de alto factor de calidad de Coilcraft y ATC (Figura III.10b).



**Figura III.10** a) Esquemático y b) fotografía del inversor clase-E diseñado.

### Caracterización como amplificador de potencia

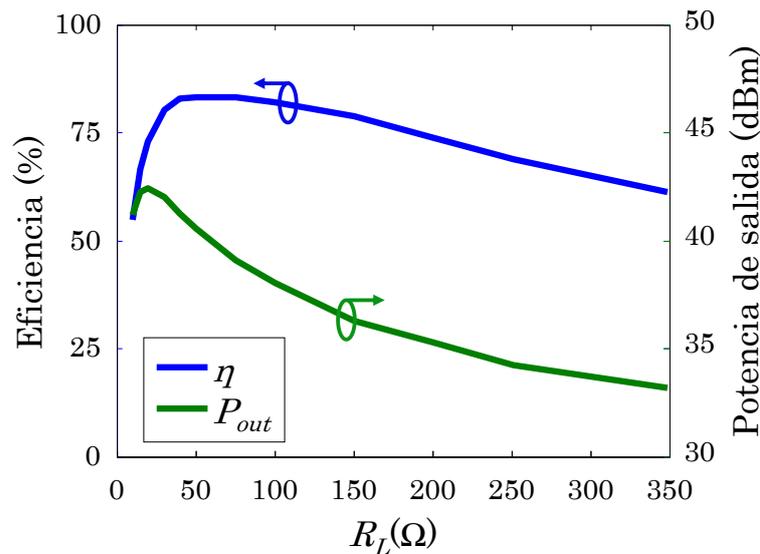
Al igual que para el amplificador clase-E diseñado en la sección III.2.i, el AP implementado en este apartado fue caracterizado mediante una señal de entrada de onda continua (CW) bajo condiciones de carga fija ( $50 \Omega$ ) y variable. El comportamiento de la eficiencia frente a la frecuencia, bajo una condición de carga de  $50 \Omega$ , se muestra en la Figura III.11.



**Figura III.11** Medida de los perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida frente a frecuencia.

Los perfiles de eficiencia y eficiencia de potencia añadida (PAE) se mantienen por encima de 74% y 70%, respectivamente, en un ancho de banda de 100 MHz. Además, se ha medido un pico de eficiencia del 82% a la frecuencia de diseño, 915 MHz, con una potencia de salida de 39.8 dBm.

Para caracterizar el amplificador bajo condiciones de carga variable se utilizó un sistema de caracterización como el mostrado en la Figura III.7.

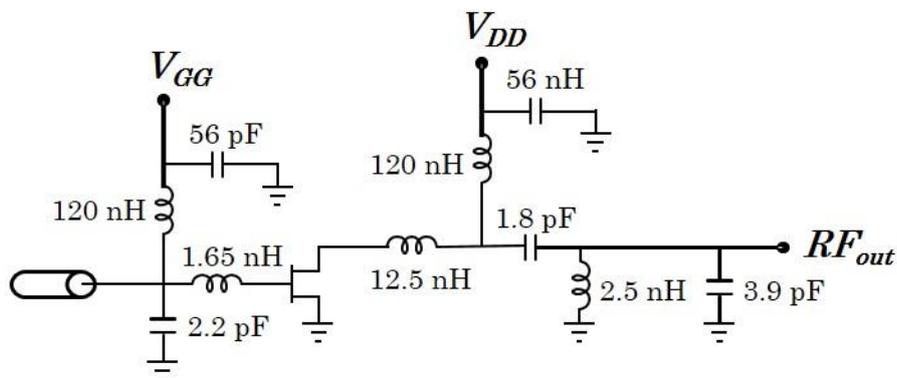


**Figura III.12** Evolución de la eficiencia y la potencia de salida con la resistencia de carga,  $R_L$ .

La evolución de eficiencia frente a  $R_L$ , mostrada en la Figura III.12, se mantiene alta para un rango amplio de control de la potencia de salida. Se ha medido una eficiencia superior al 73% para un nivel de potencia de salida 7 dB por debajo de la máxima (20% del máximo).

### Caracterización como oscilador

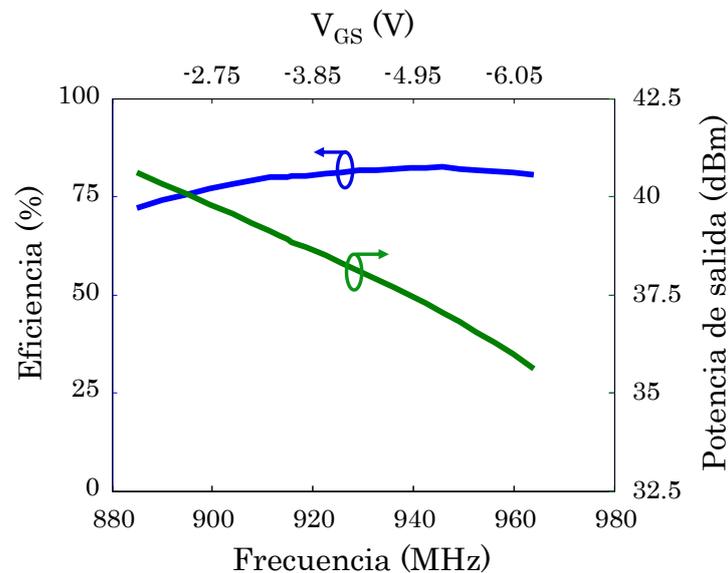
A partir de los resultados anteriores, y considerando la necesidad de utilizar una señal de entrada de RF para conseguir el manejo del terminal de puerta, se decidió abordar una modificación del esquema de la Figura III.10a con el objetivo de lograr la operación del inversor clase-E en modo auto-oscilante. Este rasgo puede ser interesante de cara a su uso, junto a un rectificador auto-síncrono, como parte de un convertidor DC-DC clase-E<sup>2</sup> [19] sin entrada auxiliar de RF o en un enlace inalámbrico de alta eficiencia para transmisión de potencia. Para forzar dicha operación, es necesario que la impedancia a sintetizar en el terminal de puerta del transistor corresponda con una reactancia capaz de resonar la capacidad equivalente  $C_{gs} + C_{gd}$  a una frecuencia ligeramente superior a la de trabajo [20], de modo que se asegure la conmutación deseada. En este sentido, se diseñó una nueva red de terminación en puerta, compuesta en este caso por una capacidad serie  $L_{in}=1.65$  nH y un condensador a masa  $C_{in}=2.2$  pF (ver Figura III.13).



**Figura III.13** Esquemático de la nueva topología del inversor clase-E para conseguir la operación como oscilador.

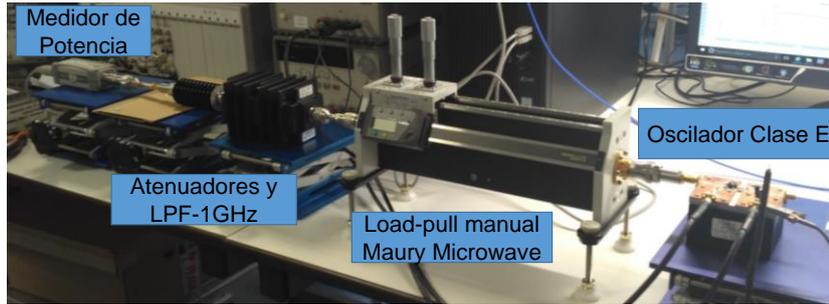
Para iniciar la oscilación es necesario aplicar una tensión de puerta superior a la tensión de pinch-off, que a continuación es reducida hasta la tensión adecuada para su operación como clase-E ( $V_{GS} = -3.5$  V), con el circuito sintonizado a 915 MHz.

Dado el control que permite la tensión de polarización en puerta sobre la frecuencia de oscilación, gracias a la dependencia de la capacidad de entrada del transistor con  $V_{GS}$ , el circuito inversor sin señal de RF a la entrada se caracterizó en el rango en el que se mantiene activa la oscilación. En la Figura III.14 puede verse cómo la eficiencia total frente a la frecuencia se mantiene por encima del 80% en casi todo el rango de oscilación (unos 50 MHz).



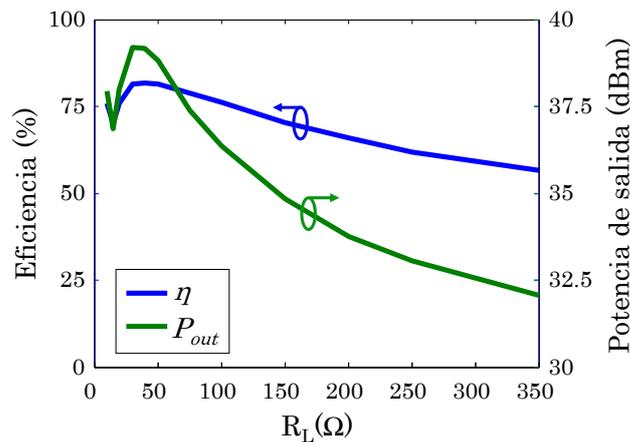
**Figura III.14** Medida de la evolución de la eficiencia total y la potencia de salida frente a  $V_{GS}$  (y la frecuencia de oscilación) para el inversor clase-E propuesto operando como inversor auto-oscilante.

Al igual que con el circuito inversor, el oscilador también se caracterizó frente a la variación de la resistencia de carga, utilizando en este caso el *set-up* que se muestra en la Figura III.16a, que no necesita de generación de señal de entrada.



**Figura III.15** a) Fotografía del *set-up* utilizado para la medida del oscilador clase-E bajo condición de carga resistiva variable.

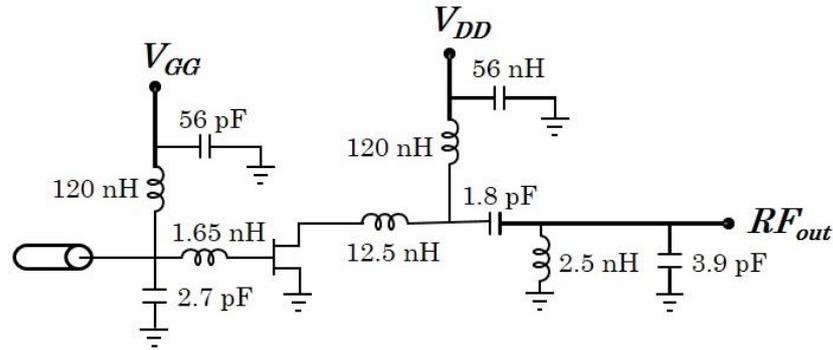
En la Figura III.16b puede verse que la eficiencia total medida es superior al 60% para una potencia 6 dB por debajo de la máxima (25% del máximo), con un pico de 81.7% en 40  $\Omega$ .



**Figura III.16** Medida de los perfiles de eficiencia total y potencia de salida frente a  $R_L$ , para el inversor clase-E operando como oscilador.

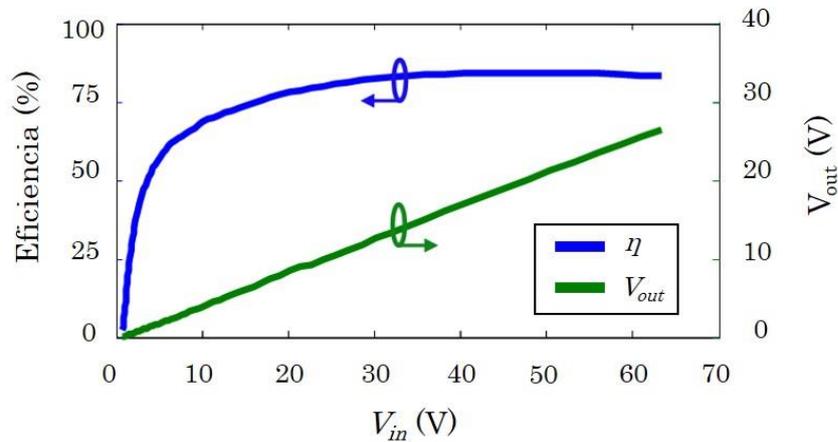
### Caracterización como rectificador

En este caso, en la Figura III.17, se muestra el circuito esquemático de la topología clase-E, una vez preparada para su uso como rectificador. Para garantizar la operación auto-síncrona, la red de entrada fue ligeramente modificada para sintetizar la terminación inductiva requerida [20]. Se utilizaron bobinas y condensadores de alto factor de calidad, de Coilcraft y ATC respectivamente.



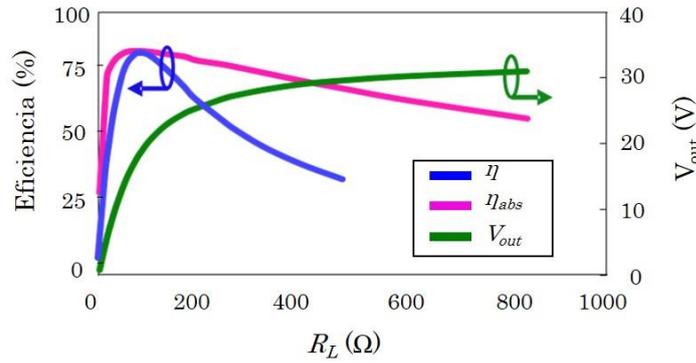
**Figura III.17** Esquemático del rectificador diseñado.

El rectificador se caracterizó con una excitación de onda continua a 915 MHz. Se midió un pico de eficiencia total de 84.4% en la conversión de RF a DC, para una resistencia de carga de  $85 \Omega$ , correspondiente a una tensión de salida de continua de 21.5 V. Como se puede apreciar en la Figura III.18, la tensión recuperada sigue linealmente la amplitud de la señal de RF a la entrada, con un valor de eficiencia superior al 80% para niveles de potencia de entrada mayores que 32 dBm (amplitud de la tensión en la entrada  $V_{in} > 24$  V). Esta característica lo haría atractivo para ser utilizado como detector de envoltorio de alto nivel.



**Figura III.18** Perfiles medidos para la eficiencia y la tensión rectificadora frente a la amplitud de señal de entrada de 915 MHz.

La sensibilidad del rectificador a una carga variable puede observarse a partir de los resultados de medida mostrados en la Figura III.19. Se aprecia cierta variación de  $V_{out}$ , más allá de la esperada para un rectificador insensible a la carga.



**Figura III.19** Perfiles medidos para la eficiencia y la tensión rectificadora frente a la resistencia de carga de DC.

La degradación de la eficiencia, en comparación con su uso como amplificador de potencia, se debe a la desadaptación de entrada. Un rectificador clase-E de este tipo, diseñado para obtener un comportamiento de alta eficiencia independientemente de la carga, debería ofrecer una impedancia de entrada resistiva variable según el valor de la resistencia de DC conectada a su salida. En la Figura III.19,  $\eta_{abs}$  representa la eficiencia sin el efecto de la desadaptación en la red de entrada, el cual puede reducirse con la combinación de varios circuitos rectificadores usando una red de compresión resistiva [21].

### III.3 Diseño de Transmisores *Outphasing* Clase-E de Alta Eficiencia

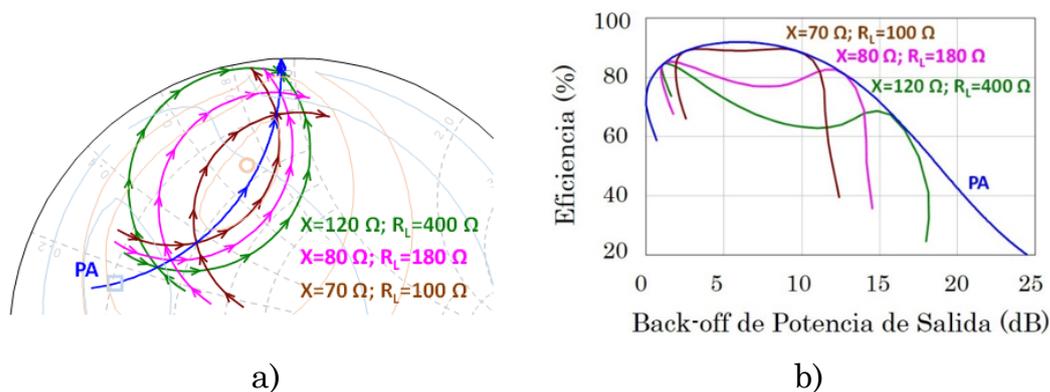
Entre los esquemas de modulación de la carga, la técnica *Outphasing*, originalmente propuesta por Chireix [7], ha sido puesta recientemente en relieve, tal y como se consideró en el Capítulo II, gracias a la introducción para su implementación de APs de alta eficiencia clase-E [13]. En este sentido, distintos autores han presentado modificaciones en la red de salida del AP clase-E consiguiendo buenos resultados de eficiencia bajo variaciones en la carga [11], [12] y [17]. En este apartado se presenta el diseño e implementación de un transmisor *outphasing* clase-E de alta eficiencia en la banda de los 700 MHz.

### III.3.i. Diseño de Transmisor *Outphasing* Clase-E de Alta Eficiencia en la Banda de 700 MHz

El transmisor *outphasing* que se presenta en esta sección, orientado al manejo de señales de comunicaciones con valores elevados de PAPR, utiliza un combinador reactivo de tipo Chireix en serie, un transformador de impedancia y dos amplificadores clase-E como el descrito en el apartado III.2.i, concebidos para operar de forma eficiente en condiciones de modulación dinámica de su impedancia de carga [1].

#### Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida

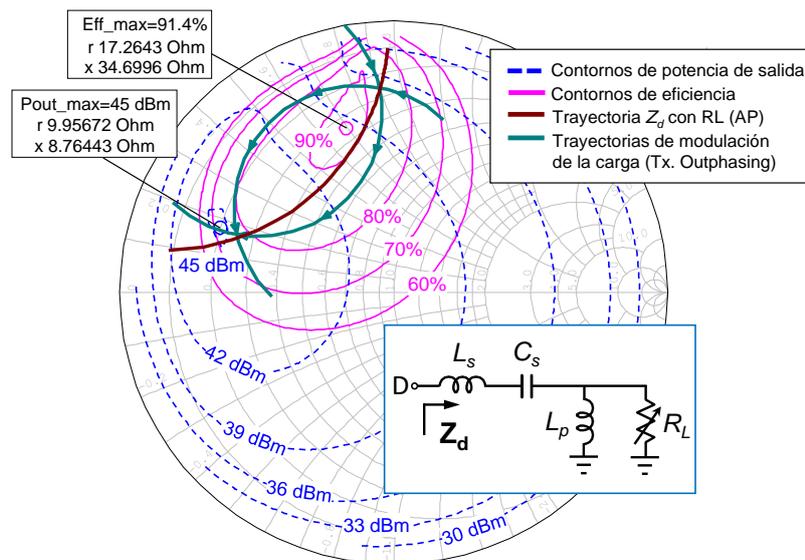
Con el objetivo de alcanzar una implementación con la que obtener altos valores de eficiencia para un rango amplio de *back-off* de potencia de salida se llevaron a cabo distintas simulaciones para diferentes valores de la resistencia de carga ofrecida por el transformador de impedancias y de la reactancia de compensación del combinador reactivo que le procede ( $R_L$  y  $X$ , respectivamente). En las Figura III.20 se muestran los resultados obtenidos en simulación de las trayectorias de modulación de la carga mutua para cada caso, así como los perfiles de eficiencia que se obtendrían al implementar cada variante de transmisor *outphasing*.



**Figura III.20** a) Trayectorias de modulación de la carga mutua para distintos valores de  $R_L$  y  $X$  y b) perfiles de eficiencia obtenidos en simulación para cada caso frente al *back-off* de potencia de salida. Se han incluido además la trayectoria óptima de modulación proporcionada por la red de salida seleccionada para el amplificador de potencia (AP), así como su perfil de eficiencia operando con una carga resistiva variable.

Como cabría esperar, los perfiles de eficiencia obtenidos en simulación están siempre limitados por el perfil de eficiencia del amplificador de potencia cuando se sigue la trayectoria óptima de modulación de la carga. Para la elección del valor de  $R_L$  y  $X$  se ha intentado encontrar una solución que mantenga una eficiencia elevada para un valor de *back-off* de potencia de salida superior a los 10 dB. De esta forma, el transmisor será capaz de alcanzar buenos valores de eficiencia promedio cuando es excitado por señales con valores altos de PAPR como los utilizados en los estándares de comunicación actuales.

En la Figura III.21, se presentan nuevamente los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida, junto a la trayectoria de modulación de la impedancia de carga que ofrecería la red de salida seleccionada, y de la cual también se ha incluido su esquemático en la propia figura.

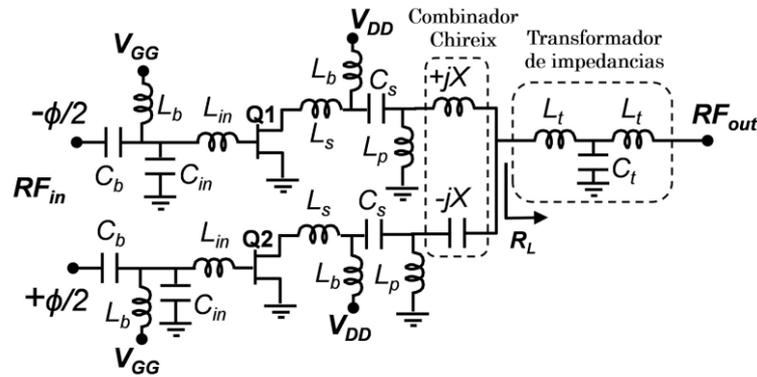


**Figura III.21** Contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida para el amplificador junto con las trayectorias de modulación de la carga del amplificador y de cada rama del transmisor *outphasing*.

La trayectoria de la impedancia vista en drenador,  $Z_d$ , ante la variación de  $R_L$  aparece representada sobre la carta de Smith (traza marrón). La red de salida del transmisor completo se simuló añadiendo a las redes de salida de ambos amplificadores, el combinador no-aislado (combinador Chireix) y el transformador de impedancia a la salida. Estas dos últimas redes

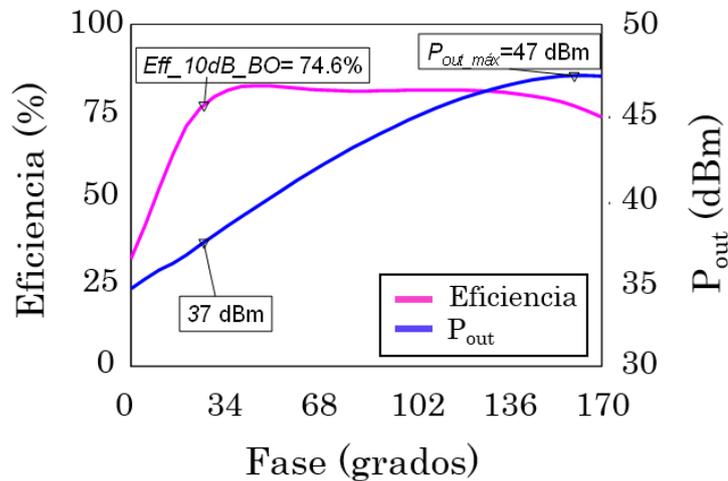
permiten situar las trayectorias de modulación mutua de la carga (también mostradas en la Figura III.21) de tal manera que abarquen de la forma más eficiente posible un amplio rango de potencia de salida.

La Figura III.22 muestra el esquemático completo del transmisor.



**Figura III.22** Esquemático completo del transmisor *outphasing* diseñado.

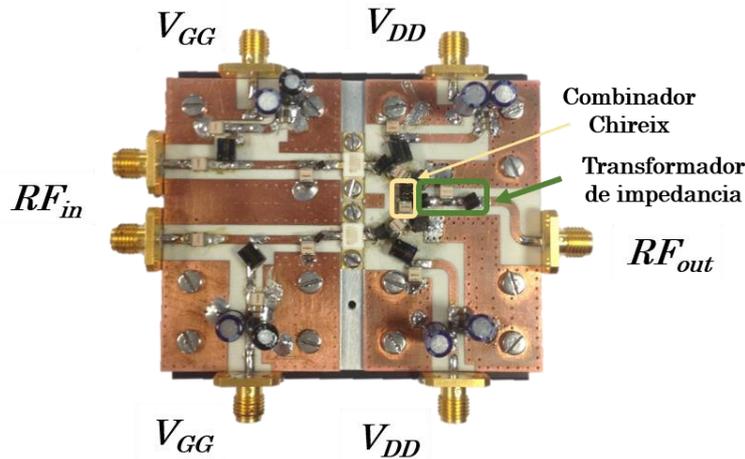
Los resultados de simulación obtenidos frente al ángulo de desfase entre las ramas se muestran en la Figura III.23. Con esta topología, sería posible alcanzar una eficiencia cercana al 75% a 10 dB de *back-off* de potencia de salida.



**Figura III.23** Perfiles de eficiencia y potencia de salida simulados frente a la variación del *ángulo de outphasing*.

### Implementación del transmisor *outphasing*

Una vez realizadas las simulaciones, se implementaron la red de salida, las redes de adaptación de entrada y las de polarización que forman el esquema transmisor completo (Figura III.24).



**Figura III.24** Fotografía del transmisor *outphasing* implementado.

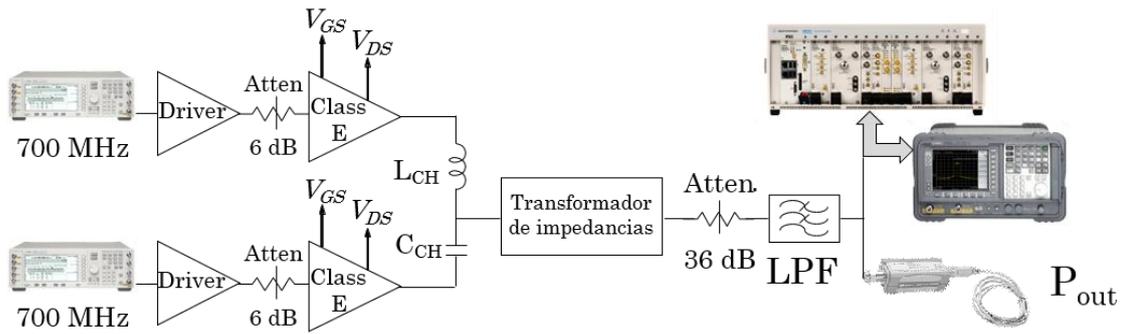
### Caracterización del transmisor

El transmisor Chireix fue caracterizado en primer lugar en función del ángulo de desfase entre las dos señales de excitación de onda continua (CW) aplicadas a la entrada de ambas ramas, utilizando el sistema de medida mostrado en la Figura III.25. Se utilizaron dos generadores vectoriales de señal para enviar cada una de las señales de amplitud constante (ecuaciones (III.3) y (III.4)), mientras que la potencia de salida fue medida con un sensor de potencia de Keysight.

$$S_i^1(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \frac{\phi}{2}\right) \quad (\text{III.3})$$

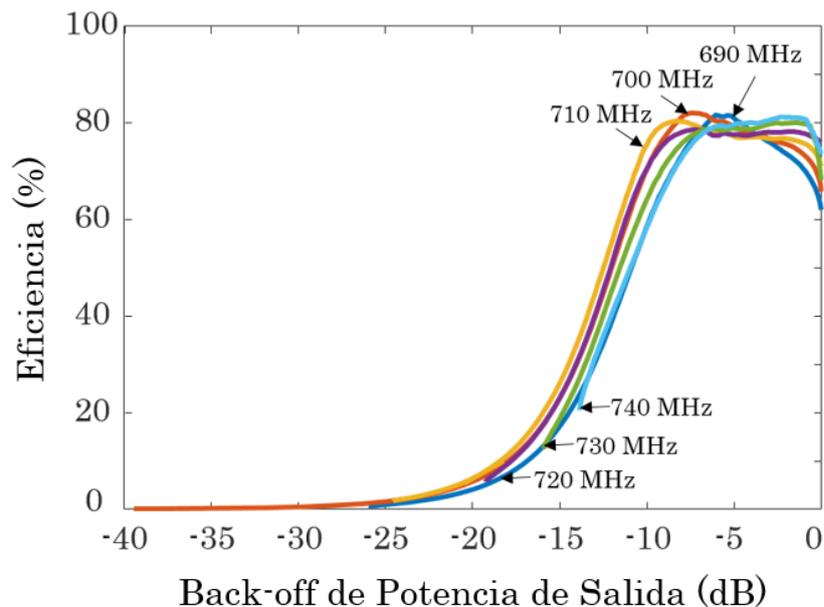
$$S_i^2(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t - \frac{\phi}{2}\right) \quad (\text{III.4})$$

donde  $\phi$  es en ángulo de desfase o *outphasing angle*.



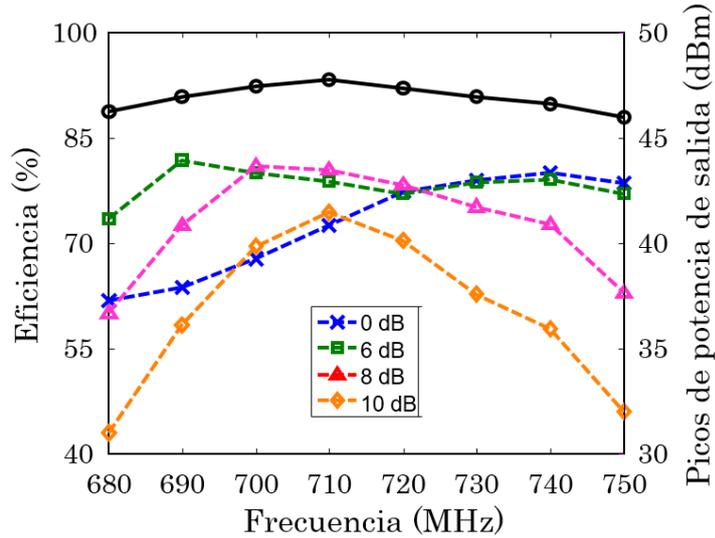
**Figura III.25** Set-up utilizado en la caracterización del transmisor Chireix.

En la Figura III.26, se han representado los perfiles de eficiencia medidos a distintas frecuencias frente al *back-off* de potencia de salida. Para el caso de la frecuencia central, 700 MHz, que alcanza un máximo de eficiencia de 82.2%, destaca su amplio rango dinámico que permitiría reproducir valores de la envolvente 39.4 dB por debajo del pico, operando en modo *outphasing* puro. Por su parte, el perfil más eficiente para valores de *back-off* de potencia elevados es el de 710 MHz, pudiendo alcanzar una eficiencia de 80% a 8 dB por debajo de la potencia máxima.



**Figura III.26** Evolución de la eficiencia frente al *back-off* de potencia a diferentes valores de frecuencia (690-740 MHz).

Además, se incluye la Figura III.27 que resulta muy interesante para observar la evolución de la eficiencia frente a la frecuencia para diferentes niveles de *back-off* de potencia de salida. Se ha medido una eficiencia superior a 79%, 72% y 58% a 6-, 8-, y 10-dB de *back-off*, respectivamente, entre 690 y 740 MHz.



**Figura III.27** Evolución de la eficiencia y los valores de potencia máxima frente a la frecuencia para diferentes valores de *back-off* de potencia.

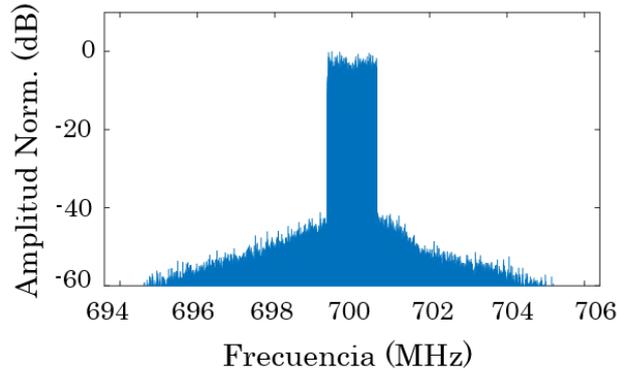
A la hora de llevar a cabo una caracterización dinámica se substituyó el sensor de potencia a la salida por un analizador de espectros y un analizador vectorial de señal (VSA), para realizar la captura de la señal recuperada (Figura III.25). Las señales a enviar desde los generadores vectoriales serían en este caso:

$$S_i^1(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) + \frac{\phi(t)}{2}\right) \quad (\text{III.5})$$

$$S_i^2(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) - \frac{\phi(t)}{2}\right) \quad (\text{III.6})$$

La capacidad de este transmisor *outphasing* cuando reproduce señales reales de comunicaciones se evaluó utilizando una señal LTE de 1.4 MHz con 9.6 dB de PAPR. Se escogió esta señal por tener variaciones pronunciadas de la envolvente siendo a la vez banda estrecha. Con ello se pretendía evaluar el potencial del esquema usando un modo *outphasing*

puro, evitando variaciones indeseadas en la amplitud de las señales debidas a la limitación en ancho de banda de los generadores vectoriales utilizados. Es posible reproducir señales de mayor ancho de banda, pero para ello sería conveniente implementar un modo mixto de operación, lo cual requeriría un procedimiento de linealización más elaborado.



**Figura III.28** Espectro normalizado de la señal LTE 1.4 MHz de 9.6 dB de PAPR, recuperado a la salida del transmisor *outphasing* implementado.

La señal, cuyo espectro a la salida se muestra en la Figura III.28, fue recuperada con una eficiencia promedio de 52.5% ( $\eta_{avg\_toi}=49.8\%$ ) y  $P_{out\_avg} = 4.4$  W, cumpliendo los requisitos de linealidad para los canales adyacentes y alternos (ACPR), utilizando una predistorsión sin memoria basada en LUT (*look-up table*). Si se utilizase como frecuencia central la del perfil más eficiente (710 MHz), se podría alcanzar una eficiencia promedio superior, pero exigiría una técnica de predistorsión digital (DPD) más compleja. En la Tabla III.1 se comparan las prestaciones de este esquema con otras soluciones *outphasing* en el estado de la técnica.

**Tabla III.1** Comparación con Transmisores *Outphasing* en el Estado de la Técnica.

Ref.	$f_0$ (GHz)	$\eta_{f_0}$ @ 6dB/10dB OPBO (%)	$P_{out\_max}$ (W)	$BW_{6dB,60\%}$ (%)	Señal/PAPR (dB)	$\eta_{avg}$ (%)
Este trabajo	0.7	80 / 70	55	10	1.4 MHz LTE / 9.6 dB	52.5
[22]	0.9	80 / 70	24	>33	3.84 MHz WCDMA / 6.7 dB	>70
[23]	2.14	60 / 50	110	2.4	3.84 MHz WCDMA / 9.15 dB	55.6
[12]	2.3	60 / 55	70.6	6.5	3.84 MHz WCDMA / 9.6 dB	53.5

## III.4 Diseño de Convertidores DC/DC Clase-E<sup>2</sup> de Alta Eficiencia

En el Capítulo II se comentó que en el circuito dual con inversión temporal del amplificador clase-E [24], el rectificador clase-E [25], la insensibilidad a variaciones de la carga permitiría garantizar una elevada eficiencia de conversión de RF a DC, además de una mínima variación de su tensión de salida. Esta característica sería relevante en aplicaciones de alimentación inalámbrica a distancia, donde la corriente a demandar por la circuitería en el extremo receptor (sensor, actuador, etc.) puede variar de forma significativa en el tiempo. También lo sería cuando forme parte de convertidores DC-DC resonantes, dado que permitiría implementar configuraciones auto-reguladas y evitar la complejidad de la implementación del lazo de control cuando se opera a muy alta frecuencia o cuando no hay conexión física entre el inversor y el rectificador.

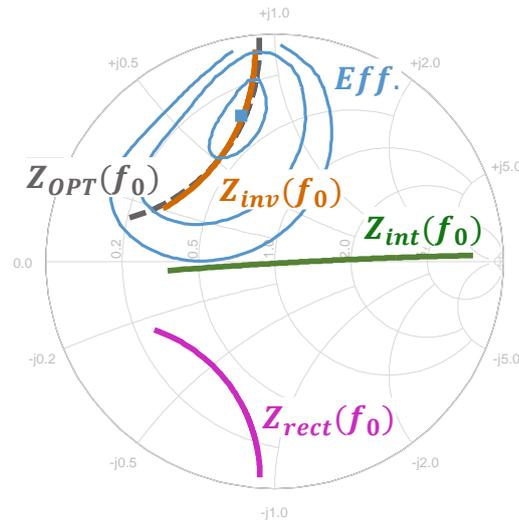
### III.4.i. Diseño de Convertidor DC/DC Clase-E<sup>2</sup> de Alta Eficiencia a 700 MHz

A partir del diseño del transmisor *outphasing* del apartado III.3, se decidió implementar un convertidor resonante DC/DC doble clase-E insensible a la carga, integrando un amplificador de potencia (inversor) y un rectificador. Se decidió, por comodidad, operarle en la banda de frecuencia de 700 MHz. Dicho convertidor ha de transformar la tensión de entrada de DC en una tensión controlada de RF para después transformarla de vuelta en la tensión de salida de DC deseada [27].

#### **Simulaciones *load-pull***

Al igual que para el diseño del transmisor *outphasing* del apartado III.3.i, este convertidor ha sido diseñado a partir del amplificador presentado en la sección III.2.i. Aprovechando el principio de dualidad con inversión temporal de este tipo de dispositivos [24], se ha derivado un rectificador clase-E síncrono con reducida sensibilidad a variaciones de la carga. Este

proceso ha sido posible gracias al modelo de tipo conmutador propuesto en III.1, ya 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. Se realizaron simulaciones *load/source-pull* para el inversor y el rectificador, respectivamente.



**Figura III.29** Contornos de eficiencia de la simulación *source-pull* realizada para el rectificador junto con la evolución de la impedancia que ofrece en drenador el transistor del rectificador,  $Z_{rect}(f_0)$ , ante la variación de su carga, la impedancia en el punto intermedio de conexión de este con el inversor,  $Z_{int}(f_0)$ , la trayectoria de modulación de la carga del inversor,  $Z_{inv}(f_0)$ , y la óptima a aproximar,  $Z_{OPT}(f_0)$ .

En la Figura III.29 se puede observar como los contornos de eficiencia para la simulación *source-pull* del rectificador encaja con los de la simulación *load-pull* del inversor y, por lo tanto, una trayectoria óptima para conseguir una eficiencia elevada es posible, al mismo tiempo que se consigue una tensión de salida de DC casi constante.

Consecuentemente, un convertidor clase-E<sup>2</sup> invariante con la carga puede ser obtenido de la conexión en cascada del inversor y el rectificador. Como vemos en el esquemático de la Figura III.30, dos redes de terminación en drenador  $L_s C_s L_p$  conectadas *back-to-back*, permitirá la transformación de la impedancia  $Z_{rect}$  en la deseada  $Z_{inv}$  (ver Figura III.29 de nuevo).

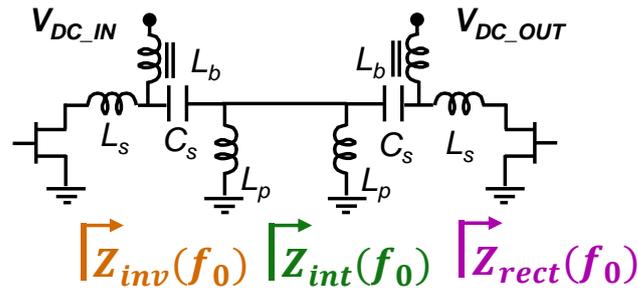


Figura III.30 Esquemático del convertidor clase-E<sup>2</sup>.

### Implementación del convertidor

La Figura III.31 muestra el esquemático completo (a) y una fotografía del convertidor implementado (b), para el cual se han utilizado bobinas y condensadores de alto factor de calidad.

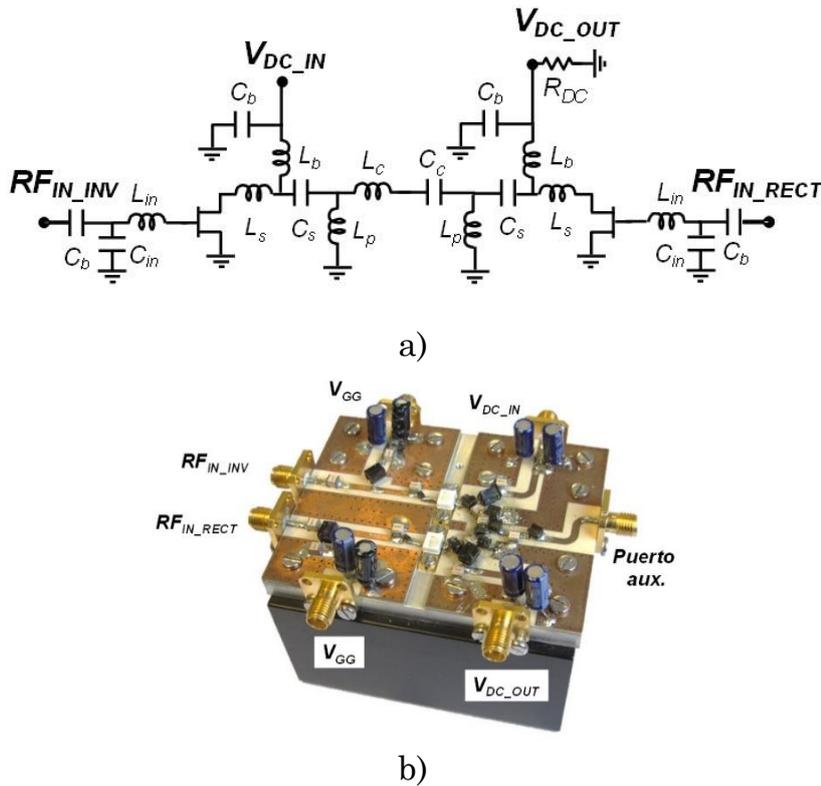


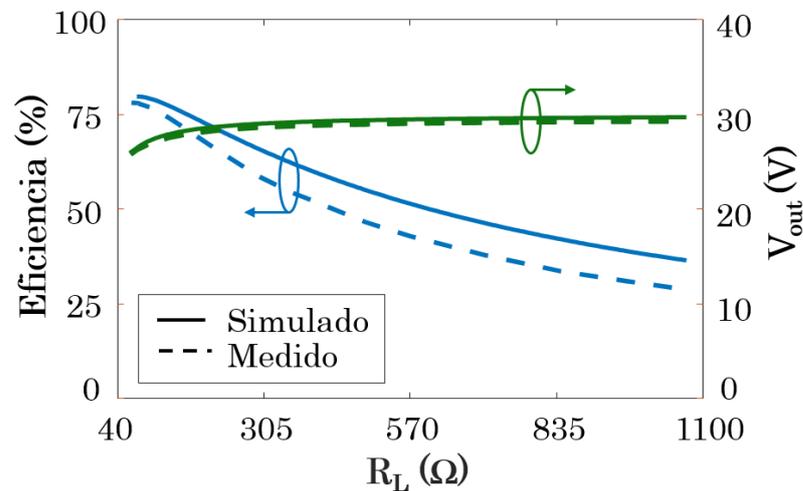
Figura III.31 (a) Esquemático y (b) fotografía de la topología implementada.

Como se ha mencionado anteriormente, este diseño ha sido implementado a partir del transmisor *outphasing* del apartado III.3, por este motivo, en la Figura III.31b puede apreciarse que, para facilitar la reconfiguración de la topología al transmisor *outphasing*, existe un transformador de

impedancias y un puerto de salida de RF auxiliar que no son utilizados en el convertidor [1]. Además, aunque podría haber sido evitada para el diseño del convertidor, se ha añadido por el mismo motivo una red de interconexión *LC* serie entre el inversor y el rectificador que incluye las reactancias de compensación del transmisor *outphasing* (combinador Chireix), sin afectar al rendimiento del convertidor.

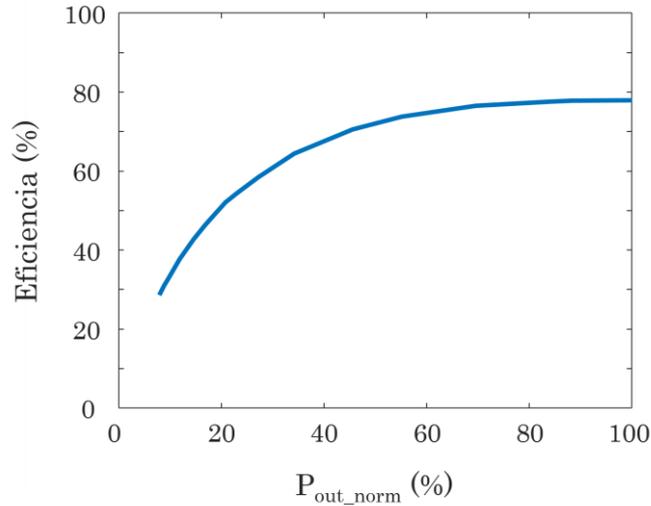
### Caracterización del convertidor

Los resultados de las medidas y de simulación (empleando el modelo propuesto para el dispositivo en III.1.ii) frente a la resistencia de carga en DC son comparados en la Figura III.32.



**Figura III.32** Eficiencia y tensión de salida simulada (-) y medida (-) frente a la resistencia de carga para  $V_{DD} = 28$  V y  $f = 700$  MHz.

Se ha medido un pico de eficiencia de 78% a  $65 \Omega$  y, 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, llegándose a verificar la operación segura en circuito abierto. Además, merece la pena destacar que la eficiencia se mantiene por encima de 60% hasta un 30% de la potencia nominal de salida de DC (10 W) (ver Figura III.33).



**Figura III.33** Eficiencia medida frente a la potencia de salida normalizada.

En la Tabla III.2 se proporciona una comparativa con algunos convertidores DC/DC de alta frecuencia que se pueden encontrar en la literatura. 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 de control, que generalmente se incluye en este tipo de convertidores, sería muy exigente en la banda UHF. Esta característica, junto a la elevada frecuencia de conmutación, hace que el convertidor diseñado pueda ser atractivo para su posible uso como modulador de envolvente en arquitecturas de transmisión tipo ET siempre que fuese posible conseguir un ancho de banda apropiado. Además, si el inversor y el rectificador que lo integran no estuviesen conectados físicamente, podrían constituir un enlace de alimentación inalámbrica.

**Tabla III.2** Comparativa con Convertidores DC-DC en el Estado del Arte

<i>Ref.</i>	$f_0$ (GHz)	$P_{out}$ (W)	$\eta_{pico}$ (%)
[25]	0.03	220	87
[29]	0.1	7	91
Este trabajo	0.7	10.2	78
[30]	1	8.5	79
[20]	1.2	5	75

## III.5 Referencias

- [1] D. Vegas, M. Pampín, J. Perez-Cisneros, M. N. Ruiz, A. Mediavilla and J. A. García, "UHF Class-E Power Amplifier Design for Wide Range Variable Resistance Operation," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2018, PA.
- [2] F. H. Raab, "Effects of VSWR upon the Class-E RF-power Amplifier," *Proc. RF Expo East '88*, Philadelphia, pp. 299-309, Oct. 1988.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," in *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [7] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [8] D. J. Shepphard, J. Powell and S. C. Cripps, "An Efficient Broadband Reconfigurable Power Amplifier Using Active Load Modulation," *IEEE Microwave Wireless Comp. Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 443-445, June 2016.
- [9] F. H. Raab, "High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 1717-1720.
- [10] M. Ozen, R. Jos, C. M. Andersson, M. Acar and C. Fager, "High-Efficiency RF Pulsewidth Modulation of Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2931-2942, Nov. 2011.
- [11] R. Beltrán, 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.
- [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] 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. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [14] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [15] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circ. & Syst.- I: Reg. Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.

- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] D. Vegas, S. Calvo, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García, "Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable," *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2017.
- [19] M. K. Kazimierczuk, J. Jozwik, "Resonant dc/dc converter with class-E inverter and class-E rectifier," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 36, pp. 468-478, Nov. 1989.
- [20] I. Ramos, M. N. Ruiz, J. A. García, D. Maksimovic and Z. Popovic, "GaN microwave dc-dc converters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 63, pp. 4473-4482, Dec. 2015.
- [21] T. W. Barton, J. M. Gordonson and D. J. Perreault, "Transmission Line Resistance Compression Networks and Applications to Wireless Power Transfer," *IEEE Journal Emerging Selected Topics Power Elect.*, vol. 3, pp. 252-260, March 2015.
- [22] M. Özen, M. van der Heijden, M. Acar, R. Jos, and C. Fager, "A Generalized Combiner Synthesis Technique for Class-E Outphasing Transmitters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 64, no. 5, pp. 1126–1139, May 2017.
- [23] T. W. Barton and D. J. Perreault, "Four-way Microstrip-based Power Combining for Microwave Outphasing Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 61, no. 10, pp. 2987–2998, Oct. 2014.
- [24] 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.
- [25] M. K. Kazimierczuk, "Analysis of class E zero-voltage-switching rectifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol. 37, pp. 747-755, 6, June 1990.
- [26] S. Liu, M. Liu, S. Han, X. Zhu and C. Ma, "Tunable Class E2 DC-DC Converter with High Efficiency and Stable Output Power for 6.78 MHz Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [27] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [28] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, and D. J. Perreault, "A Very High Frequency DC-DC Converter Based on a Class  $\Phi^2$  Resonant Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 2980-2992, Oct. 2011.
- [29] 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.
- [30] 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.

# Capítulo IV

# Topologías Clase- E/ $F_2$ de Alta Eficiencia

---

En este capítulo se explotará la continuidad de modos de la clase-E para extender el rango de potencia en el que la eficiencia se mantiene alta cuando se trabaja con dispositivos reales, proporcionando una topología candidata para minimizar el consumo de potencia en transmisión cuando se opera con señales que presentan valores de PAPR extremadamente altos, o para su uso en enlaces de alimentación inalámbrica de altas exigencias.

## IV.1 Modos Continuos Clase-E Bajo Condición de Carga Variable

Tras los resultados del análisis de los mecanismos de pérdidas, en los que resultó de gran ayuda el modelo ajustado para el dispositivo GaN HEMT comercial seleccionado, se decidió explorar la continuidad de modos clase-E en la banda de UHF para intentar extender, en la medida de lo posible, el rango de potencia de salida en el que la eficiencia se mantenga elevada. Conseguir mejorar las prestaciones conseguidas en las secciones anteriores permitiría minimizar el consumo cuando se transmitan señales de comunicaciones de formatos avanzados con PAPR extremadamente alta, o alternativamente conservar una tensión de salida constante y conseguir un

rendimiento mejorado en el proceso de conversión de RF a DC para soluciones de alimentación inalámbrica.

En su trabajo seminal, [1], Raab propuso alternativas a la red de salida del amplificador clase-E utilizada por los Sokals en [2] para forzar el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión iguales a cero. Estas y otras muchas topologías, propuestas en las últimas décadas, se han generalizado con su inclusión en la definición de modos continuos de operación clase-E. Se han propuesto dos aproximaciones fundamentales a dicha continuidad de modos, destacando en primer lugar la propuesta por Acar en [3], donde se proporcionan ecuaciones para los parámetros de diseño de topologías clase-E con valor finito de la inductancia de alimentación en corriente continua en función del parámetro  $q$ ,

$$q = \frac{1}{\omega \sqrt{L_b \cdot C_{out}}} \quad (\text{IV.1})$$

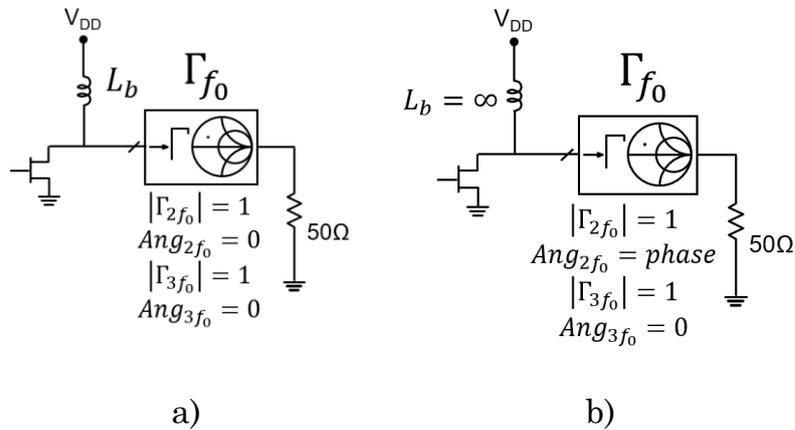
donde  $L_b$  y  $C_{out}$  representan la inductancia de la bobina de alimentación y la capacidad de salida del dispositivo, respectivamente. Un resumen del análisis teórico para esta generalización o continuidad de modos clase-E fue presentado en el Capítulo II, en el que se utilizó  $L$  para denotar la inductancia de alimentación en lugar de  $L_b$ . Este trabajo permitió consolidar los resultados pioneros conseguidos por métodos numéricos de solución en [4]. Adicionalmente, Özen [5] abordó la continuidad de modos desde la perspectiva de la impedancia a ofrecer a la salida del dispositivo conmutador, con un conjunto de soluciones o modos en función de la terminación reactiva al segundo armónico de la frecuencia de conmutación. En esta otra aproximación, quizás de menor calado en la literatura, se consideró un choke de RF ideal en la vía de polarización.

### **Análisis comparativo de los modos**

Para analizar comparativamente los modos continuos clase-E, desde la perspectiva de ambas aproximaciones, en este trabajo se ha hecho uso del modelo simplificado, tipo conmutador, para el dispositivo GaN HEMT

seleccionado, el CGH35030F de WolfSpeed. El modelo se ajustó y el estudio se completó a 700 MHz, una de las bandas 4G-LTE, como frecuencia de trabajo.

En la Figura IV.1 se muestran los esquemáticos empleados para las simulaciones en condición de carga variable. Se asumió un ciclo útil del 50% junto a tiempos de encendido y apagado despreciables. Se completaron simulaciones a diversos valores de  $q$  y de la fase del coeficiente de reflexión al segundo armónico, representada por la variable  $phase$  en la Figura IV.1b [6].

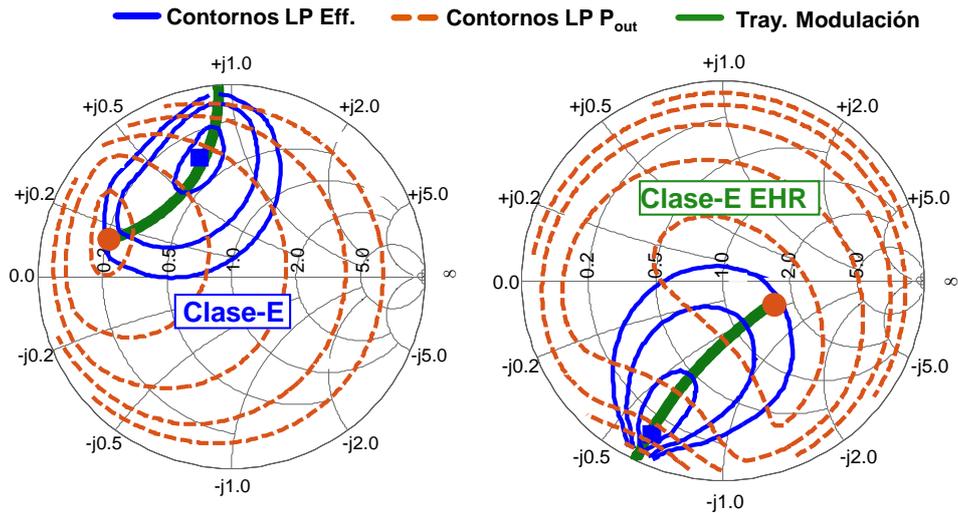


**Figura IV.1** Esquemáticos empleados para la simulación *load-pull* con barrido de: (a) la inductancia de alimentación,  $L_b$ , y (b) la reactancia de terminación o fase del coeficiente de reflexión al segundo armónico.

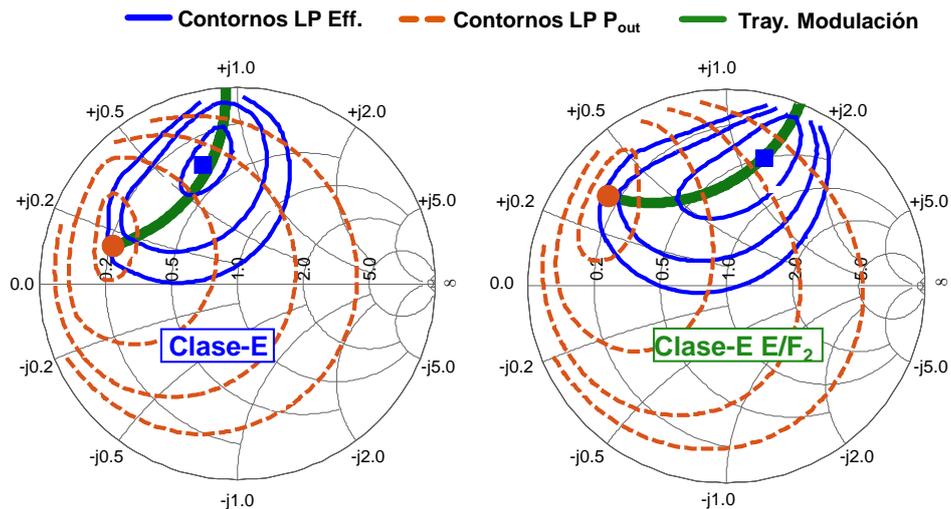
En el primer caso, Figura IV.1a, se ha asumido una terminación en abierto al segundo armónico, mientras que para el segundo caso, Figura IV.1b, se ha considerado una inductancia de alimentación infinita. Los armónicos superiores se han terminado todos en circuito abierto.

Los resultados de simulación más representativos, para dos valores del parámetro  $q$  y dos valores de  $phase$ , se han incluido en la Figura IV.2 y la Figura IV.3, respectivamente. Sobre los contornos de eficiencia y potencia de salida se han trazado las trayectorias óptimas de modulación de carga, que unen los valores de impedancia en drenador al fundamental (la frecuencia de conmutación) que resultan en la máxima eficiencia para cada

valor de potencia a la salida. Para un dispositivo ideal, con  $R_{on} = 0$  y  $R_{off} = \infty$ , dichas trayectorias óptimas estarían asociadas a la operación ZVS con pendiente variable [3]. A lo largo de las mismas, independientemente del valor de la inductancia de alimentación o de la reactancia ofrecida al segundo armónico, sería posible una conversión de potencia DC/AC, en este caso DC/RF, con eficiencia teórica del 100%.

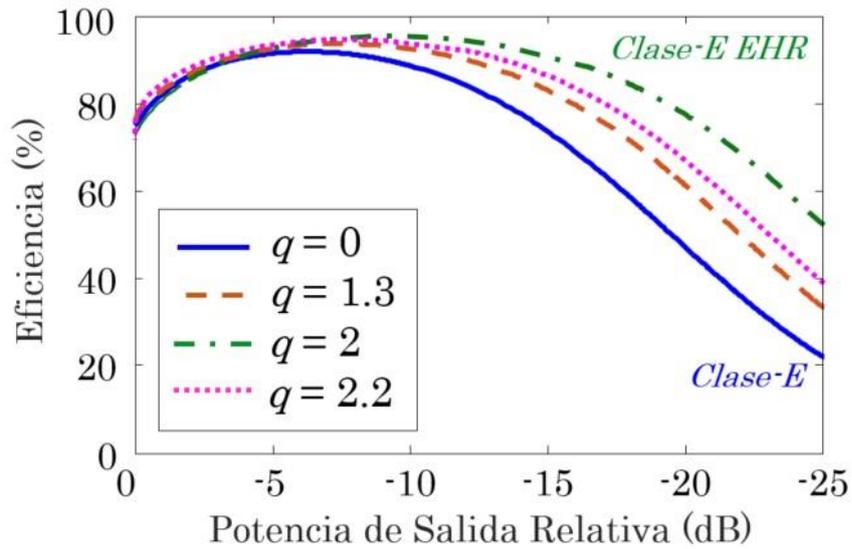


**Figura IV.2** Contornos *load-pull* de eficiencia (—) y potencia de salida (--) obtenidos mediante simulación para  $q = 0$  (izquierda) y  $q = 2$  (derecha). Se ha incluido la trayectoria óptima de modulación de carga a la frecuencia de conmutación o fundamental (—),  $Z_d(f)$ .

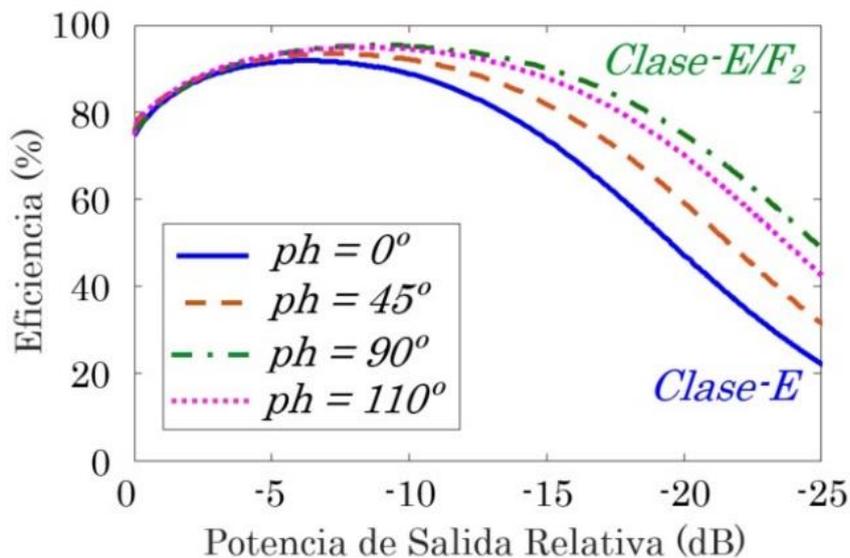


**Figura IV.3** Contornos *load-pull* de eficiencia (—) y potencia de salida (--) obtenidos mediante simulación para a)  $phase = 0^\circ$  y b)  $phase = 90^\circ$ . Se ha incluido la trayectoria óptima de modulación de carga a la frecuencia de conmutación o fundamental (—),  $Z_d(f)$ .

Para un transistor real como el modelado, el rendimiento máximo a lo largo de dicha trayectoria resultó inferior al 100%, tal y como era de esperar. Los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida relativa demostraron ser dependientes de los valores tomados por las variables  $q$  (Figura IV.4), y  $phase$  (Figura IV.5).



**Figura IV.4** Perfiles de eficiencia frente a potencia de salida relativa en función del parámetro  $q$ .

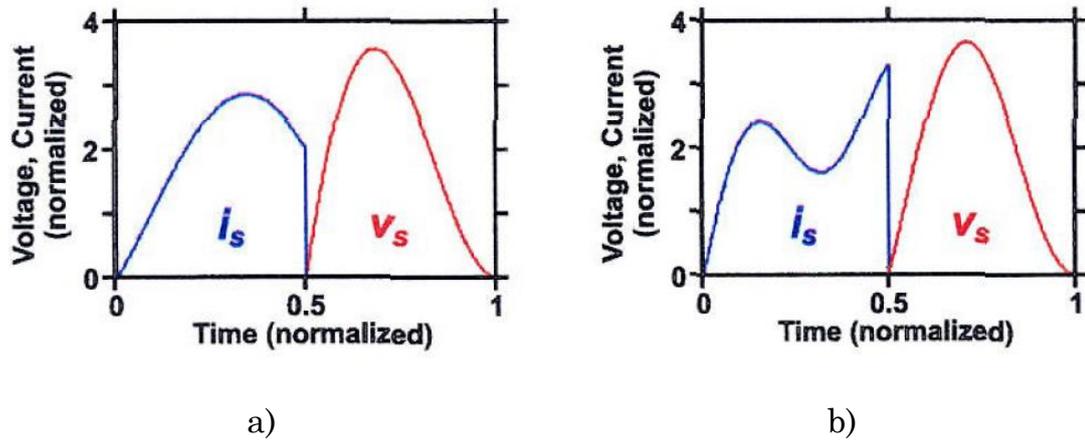


**Figura IV.5** Perfiles de eficiencia frente a potencia de salida relativa en función del parámetro  $phase$  ( $ph$ ).

Si se observan ambas figuras, parece evidente la existencia de perfiles óptimos, asociados a los casos con  $q = 2$  y  $phase = 90^\circ$ , que se corresponden con el valor de bobina en la vía de polarización o de la terminación reactiva pura al segundo armónico que resuenen la capacidad equivalente de salida del transistor,  $C_{out}$ , a dicha frecuencia [6]. Si se comparan dichos perfiles con los de la solución clase-E original en [2], con una inductancia infinita como choke y un abierto al segundo armónico ( $q = 0$  y  $phase = 0$ ), se aprecia una mejora notable de la eficiencia a niveles bajos de potencia, con el atractivo que ofrecería tal perfil para la reproducción con dichos amplificadores de señales con valores de PAPR elevados o para la operación como rectificador ante variaciones de la demanda de corriente de su carga en DC. Ambas soluciones, desde la perspectiva de la topología o desde la terminación multi-armónica, fueron abordadas en el pasado en [7] y [8], respectivamente, pero en su operación sobre el valor nominal de carga. Mientras el primer caso formaba parte de un conjunto de amplificadores designados como amplificador resonante a los armónicos pares (EHR de sus siglas en inglés), la terminación en abierto vista por el conmutador al segundo armónico, típica de la operación clase-F inversa, llevó a su consideración como amplificador clase-E/F<sub>2</sub>.

En ambas aproximaciones al análisis de los modos continuos clase-E, la mejora observada en el rendimiento se debe al hecho de que el valor efectivo o *rms* de la forma de onda de corriente a través del conmutador se ve reducido de forma apreciable al excluir la componente de segundo armónico [6]-[8], lo que conduce a una reducción en las pérdidas debidas a la resistencia en el estado de conducción ( $R_{on}$ ).

A modo ilustrativo, en la Figura IV.6 se presenta una comparativa propuesta en [8] entre las formas de onda típicas de un amplificador clase-E y un clase-E/F<sub>2</sub>.



**Figura IV.6** Formas de onda de a) la clase-E y b) la clase-E/F<sub>2</sub> [8].

Se puede observar cómo la relación de la tensión pico frente a la tensión de DC es ligeramente mayor en la clase-E/F<sub>2</sub>, y la forma de onda de corriente tiende a parecerse a una onda cuadrada, lo cual reduce el valor *rms* de la corriente. A continuación, en la Tabla IV.1, se cuantifican estos efectos para ambas clases de operación.

**Tabla IV.1** Figuras de mérito del pico de tensión y corriente RMS para la amplificación clase-E y clase-E/F<sub>2</sub>

	Pico de tensión $F_V$	Corriente <i>RMS</i> $F_I$
Clase-E	3.56	1.54
Clase-E/F <sub>2</sub>	3.67	1.48

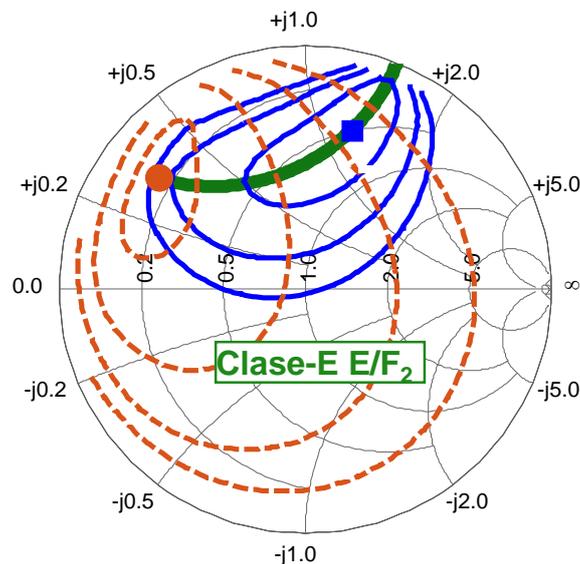
## IV.2 Diseño de un Amplificador de Potencia Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia

Atendiendo a los resultados anteriores y considerando la viabilidad de la implementación, se optó entre ambas opciones por el diseño de un amplificador de potencia clase-E/F<sub>2</sub> de alta eficiencia en la banda de 700 MHz, pero aprovechando elementos de la topología del amplificador EHR. Para el diseño se optó por el mismo transistor empaquetado usado en diseños previos en este trabajo. El dispositivo ha sido polarizado en las

mismas condiciones,  $V_{DS} = 28 \text{ V}$  y  $V_{GS} = -3.5 \text{ V}$ . Se ha propuesto una topología de la red de salida que sintetiza la trayectoria óptima de modulación de la carga a la frecuencia fundamental proporcionando un circuito abierto al segundo armónico en el plano del drenador intrínseco del dispositivo.

### Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida

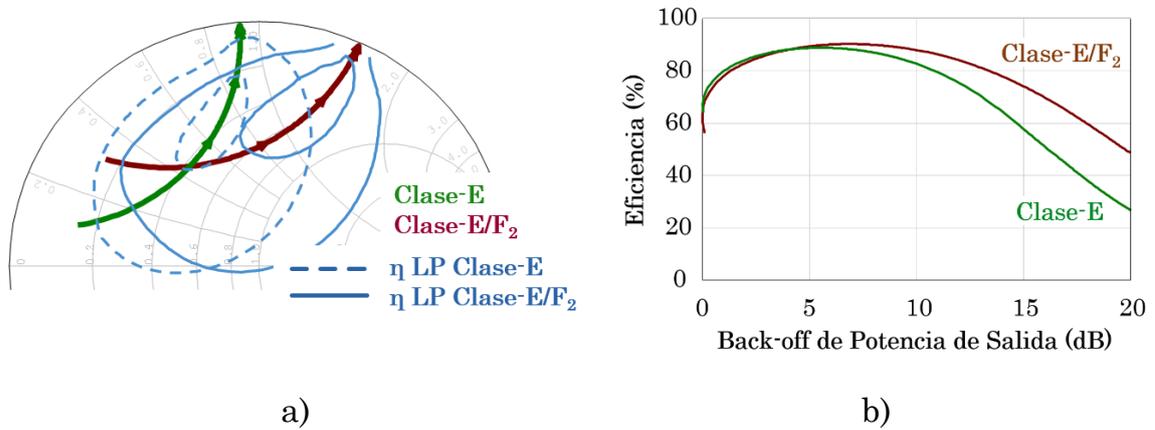
En la Figura IV.7 se muestran los contornos *load-pull* simulados para las condiciones que satisfacen la clase-E/F<sub>2</sub> de amplificación, como se ha presentado en el apartado IV.1. Se aprecia cómo es posible trazar una trayectoria de modulación de la carga que permite mantener una eficiencia alta para un rango de control de potencia de salida elevado.



**Figura IV.7** Contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida junto con la trayectoria óptima de modulación de la carga.

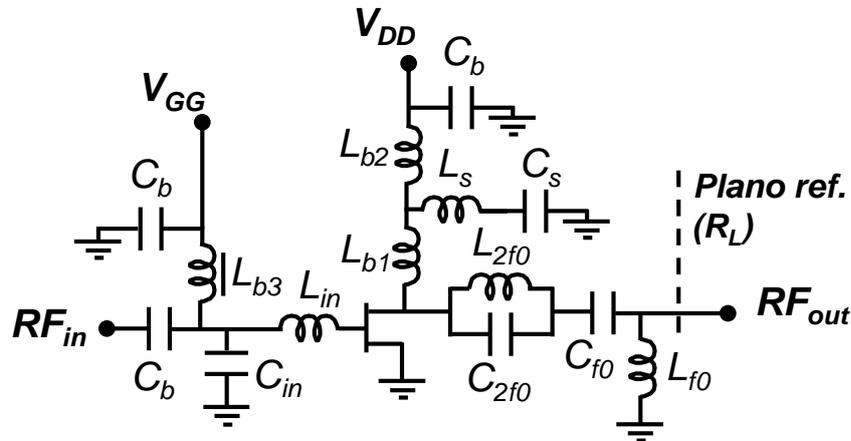
Resulta interesante realizar una comparativa de los contornos *load-pull*, la trayectoria óptima de modulación de la carga y los perfiles de eficiencia frente al *back-off* de potencia de salida obtenidos en simulación cuando se utilizan elementos ideales, tanto para la operación clase-E como para la clase-E/F<sub>2</sub>. En la Figura IV.8a se muestra cómo los contornos de eficiencia se estiran y se rotan en el sentido de las agujas del reloj. Aunque no hayan sido incluidos los contornos de potencia de salida por razones de claridad en

la representación, la trayectoria de modulación de la carga obtenida mediante la red de salida del amplificador clase-E/F<sub>2</sub> permitirá alcanzar valores de eficiencia muy elevados para niveles de *back-off* de potencia de salida superiores (ver Figura IV.8b).



**Figura IV.8** Comparativa entre los contornos *load-pull* de eficiencia, así como los perfiles de eficiencia frente al *back-off* de potencia de salida, para el amplificador de potencia clase-E y clase-E/F<sub>2</sub>. Se incluye la trayectoria óptima de modulación de la carga para cada caso.

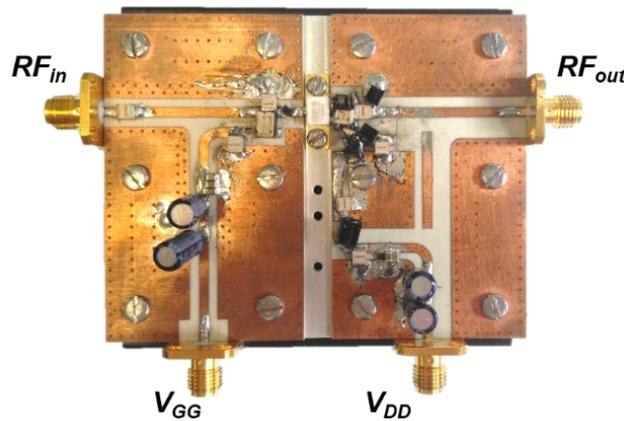
A la hora de diseñar la red de salida (Figura IV.9) se optó por utilizar un circuito  $L_{2f_0}C_{2f_0}$  paralelo, resonante al segundo armónico,  $2f_0$ , tal y como en [7], seguido de un condensador en serie,  $C_{f_0}$ , y una bobina  $L_{f_0}$  a tierra para sintetizar la trayectoria óptima de modulación de la carga.



**Figura IV.9** Esquemático del inversor o amplificador de potencia clase-E/F<sub>2</sub> diseñado para operación sobre carga variable.

La vía de polarización incluye un circuito  $L_s C_s$  serie, resonante también al segundo armónico, capaz de garantizar un cortocircuito a dicha frecuencia y que permite conseguir la resonancia deseada de la capacidad de salida del transistor GaN HEMT a  $2f_0$  con ayuda de la bobina  $L_{b1}$ . La bobina  $L_{b2}$  se ajustó finalmente para conseguir un abierto, visto desde drenador, por dicha vía.

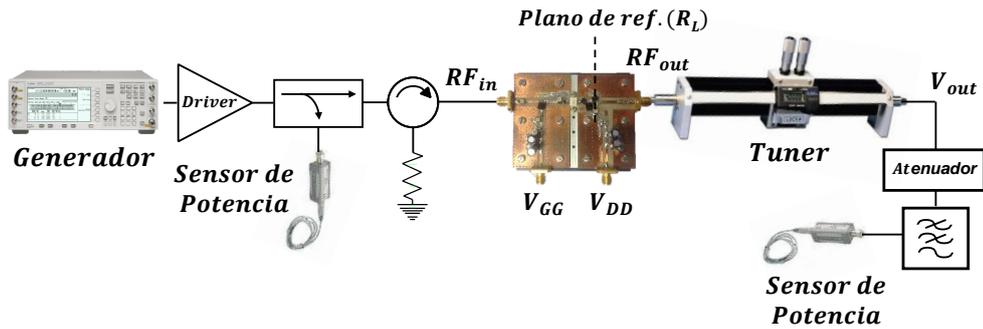
En la Figura IV.10 se muestra una fotografía del amplificador implementado. Junto al GaN HEMT de Wolfspeed (Cree Inc.) se utilizaron, como en anteriores implementaciones, bobinas y condensadores de alto factor de calidad, series AirCore y 100B de los fabricantes Coilcraft y ATC, respectivamente.



**Figura IV.10** Fotografía del inversor clase-E/F<sub>2</sub> implementado.

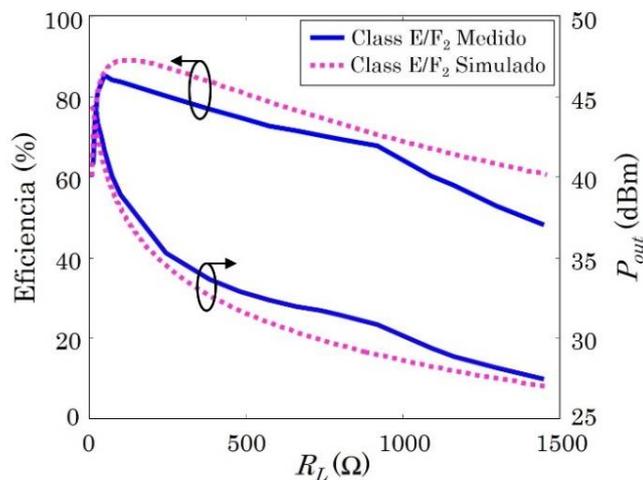
### Caracterización del amplificador

Para su caracterización estática con carga variable, se usó nuevamente un sintetizador de impedancias manual, modelo MST981 de Maury Microwave, ajustado para transformar desde  $50 \Omega$  (impedancia de referencia en estas bandas de frecuencia) al valor de  $R_L$  deseado, en una configuración similar a la utilizada en otras caracterizaciones y de nuevo mostrada en la Figura IV.11. Junto a un atenuador y un filtro pasabajo, este último para evitar contribuciones no deseadas a la lectura de potencia de los armónicos de mayor orden, se empleó un sensor de potencia de Keysight.



**Figura IV.11** Set-up utilizado para caracterizar el amplificador clase-E/F<sub>2</sub> bajo condición de carga variable.

Como se esperaba de las simulaciones, la evolución de la eficiencia frente a  $R_L$ , mostrada en la Figura IV.12, se mantiene alta para un rango amplio de control de la potencia de salida. Se han medido valores de eficiencia superiores al 80% y 70% a valores de potencia de salida 9 y 12.7 dB (12.6% y 5.4%) por debajo de la máxima, respectivamente.



**Figura IV.12** Perfiles de potencia de salida y eficiencia, simulados (--) y medidos (—) frente a la resistencia de carga.

Gracias al grado de libertad proporcionado por los modos continuos clase-E ha sido posible diseñar un amplificador clase-E/F<sub>2</sub> insensible a las variaciones de la carga que es capaz de alcanzar valores de eficiencia elevados a lo largo de un rango de control de potencia muy grande. En la siguiente sección, se presenta el diseño de diferentes transmisores *outphasing* en los que han sido integrados dos o más amplificadores de esta clase.

## IV.3 Diseño de Transmisores *Outphasing* Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia

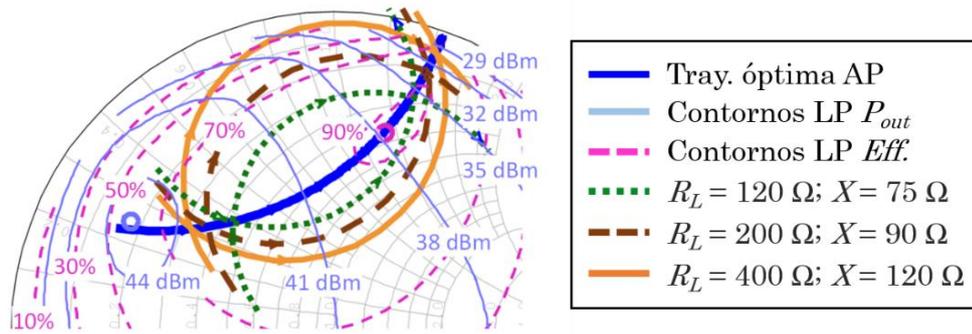
Teniendo en cuenta los resultados anteriores, se han diseñado diferentes esquemas de transmisión de tipo *outphasing* basados en la topología clase-E/F<sub>2</sub> con el objetivo de alcanzar altos valores de eficiencia cuando se reproduce una señal con altos niveles de PAPR. Para este propósito resulta imprescindible sintonizar adecuadamente las trayectorias de modulación mutua de la carga sobre los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida del dispositivo. Concretamente, deberán cubrir un amplio rango de potencia de salida y situarse sobre los contornos de mayor eficiencia en cada caso.

### IV.3.i. Diseño de un Transmisor *Outphasing* Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia usando un Combinador de Tipo Chireix

Para el diseño de este transmisor se han integrado dos amplificadores clase-E/F<sub>2</sub> como los presentados en el apartado IV.2. Además, se ha seleccionado un combinador de tipo Chireix que incluye tanto las reactancias de compensación,  $X$ , como un transformador de impedancias con una relación de transformación dada por  $R_L/R_0$  y siendo  $R_0 = 50 \Omega$ .

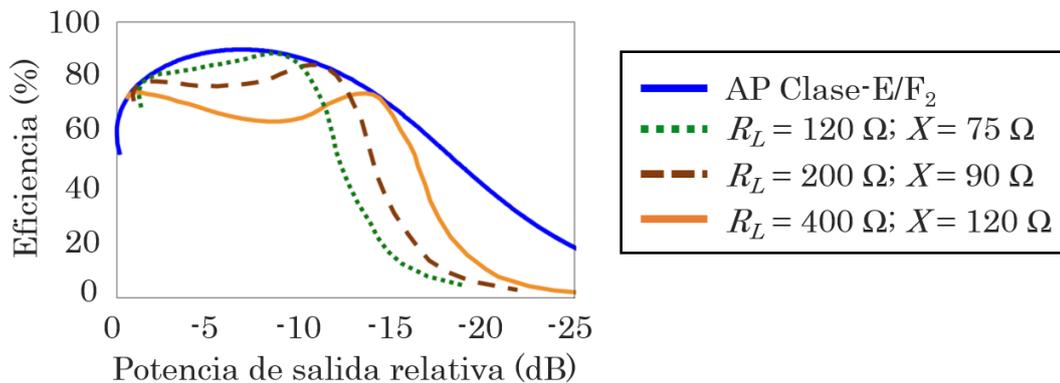
#### **Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida**

Para el diseño de este transmisor, en primer lugar, se realizaron diferentes simulaciones para distintos valores de  $X$  y  $R_L$ . En la Figura IV.13, se muestran las trayectorias de modulación mutua de la carga obtenidas en simulación, junto con los contornos *load-pull* del amplificador clase-E/F<sub>2</sub>, para cada caso. Se puede apreciar cómo aquellas trayectorias que alcanzan rangos mayores en el control de la potencia de salida, son precisamente las que más se alejan de la zona de máxima eficiencia marcada por la trayectoria óptima de modulación de la carga del AP. Por lo tanto, a la hora de seleccionar los valores de  $X$  y  $R_L$  óptimos se debe tener en cuenta este compromiso.



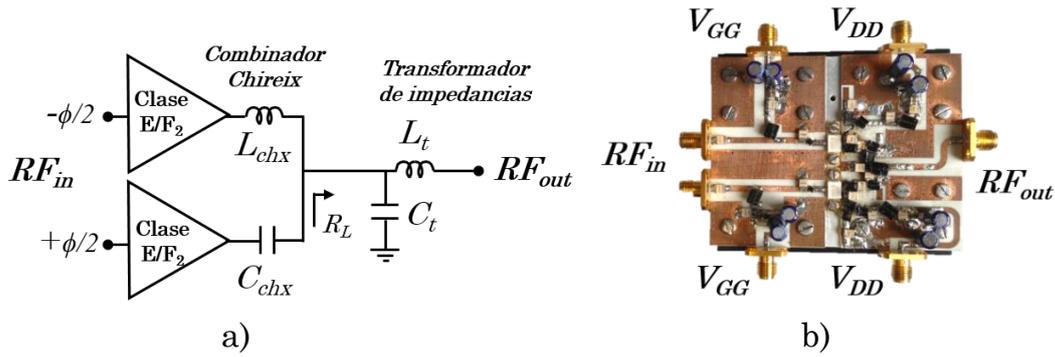
**Figura IV.13** Simulación de trayectorias de modulación de la carga sobre los contornos de LP para diferentes valores de  $X$  y  $R_L$ .

A modo ilustrativo, en la Figura IV.14 se comparan los perfiles de eficiencia frente a potencia de salida relativa para cada caso. Además, también se ha incluido el perfil de eficiencia del amplificador clase-E/F<sub>2</sub>, viéndose, como cabía esperar, que los perfiles simulados para el transmisor *outphasing* siempre se encuentran contenidos por el perfil del amplificador.



**Figura IV.14** Simulación de los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida relativa para los diferentes casos de  $X$  y  $R_L$  estudiados.

Finalmente, los elementos del combinador ( $L_{chx}$  y  $C_{chx}$ ) y los del transformador ( $L_t$  y  $C_t$ ) fueron seleccionados para conseguir unos valores de  $X$  y  $R_L$  de alrededor de  $90 \Omega$  y  $200 \Omega$ , respectivamente. En la Figura IV.15a y b se presenta el esquemático y una fotografía de la topología *outphasing* implementada.

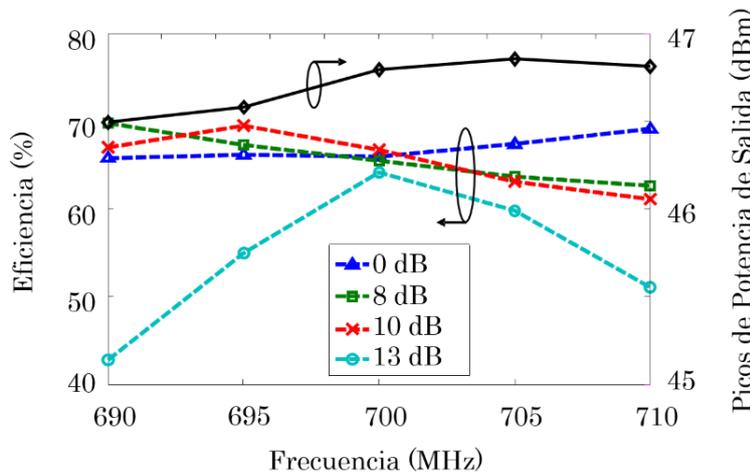


**Figura IV.15** Esquemático (a) y fotografía (b) del *outphasing* implementado.

### Caracterización del transmisor

Este transmisor Chireix basado en la clase-E/F<sub>2</sub> fue caracterizado en función del ángulo de desfase, también denominado *ángulo de outphasing*, entre las excitaciones de onda continua aplicadas a la entrada de ambas ramas (modo *outphasing* puro).

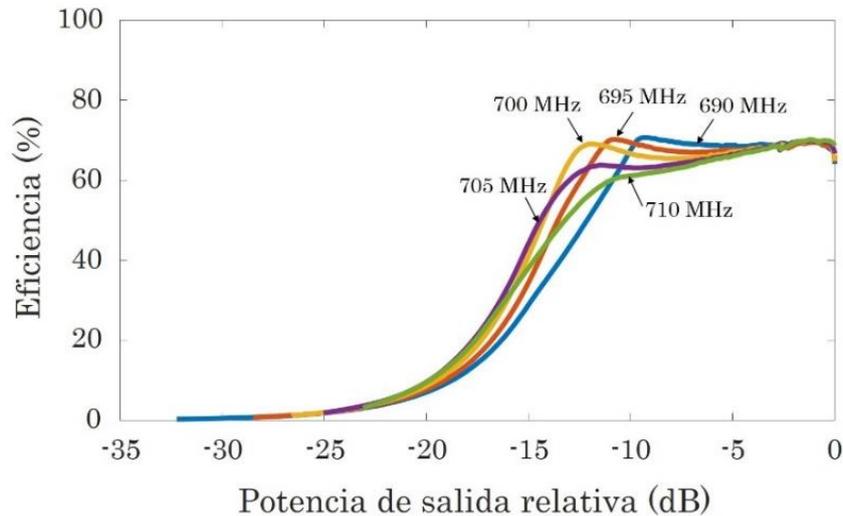
La Figura IV.16 muestra los valores pico de potencia de salida y de eficiencia medidos, a distintos niveles de *back-off* de potencia de salida, frente a la frecuencia.



**Figura IV.16** Perfiles medidos de eficiencia en drenador frente a la frecuencia, para diferentes valores de la potencia de salida, en modo *outphasing* puro.

El ancho de banda en el que la eficiencia permanece por encima del 50%, cuando la potencia de salida está 13 dB por debajo del máximo, es de 17 MHz. A 700 MHz, se ha medido un pico de eficiencia del 70% para un *back-off* de potencia de salida de 11.9 dB, manteniéndose la eficiencia por encima del 60% para un nivel de potencia del 4.5% (-13.45 dB) de la potencia de salida nominal (47 W).

Además, resulta interesante analizar la evolución de los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida relativa para diferentes frecuencias. En la Figura IV.17 se muestran dichos perfiles para frecuencias entre los 690 MHz y los 710 MHz.

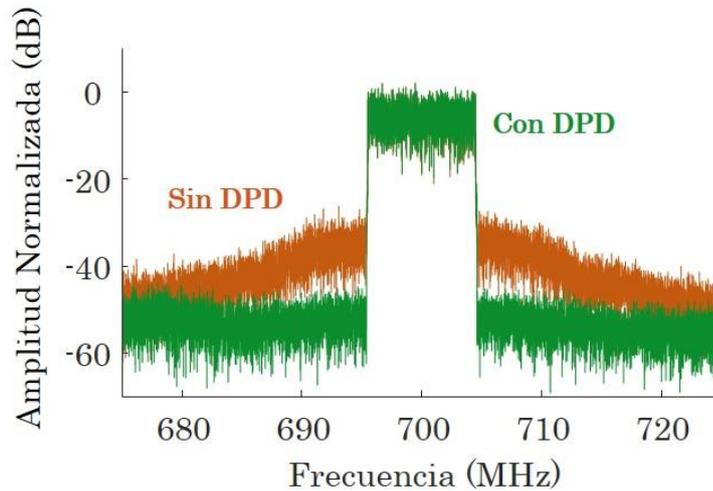


**Figura IV.17** Perfiles medidos de eficiencia en drenador frente a la potencia de salida relativa, para diferentes valores de frecuencia.

Este hardware también fue evaluado con señales reales de comunicaciones, concretamente señales LTE con valores muy altos de PAPR. Debido a la necesidad de reproducir con precisión la parte baja de la envolvente de la señal junto al hecho de que el transmisor presenta un rango dinámico limitado al ser operado en modo *outphasing* puro, se seleccionó un modo mixto de operación, [9], que permite variaciones de envolvente en la señal de entrada y que, además, presenta ventajas en términos de PAE promedio. Para ello, se incrementó la tensión de puerta ligeramente por encima de pinch-off operando de esta manera los APs en un modo de operación cercano a los incluidos en la continuidad de modos clase J.

Para señales de 1.4 MHz y 10 MHz de ancho de banda, con un PAPR de aproximadamente 12.2 dB, se midieron eficiencias y PAE promedio del 57.6%/54.9% y de 46.6%/42.9%, respectivamente, cumpliendo además los requisitos de linealidad. La Figura IV.18 muestra el espectro de salida de la

señal LTE de 10 MHz, antes y después de aplicar DPD. Una descripción más detallada de la técnica de predistorsión utilizada, combinando el modelo polinomial generalizado con memoria con LUTs (GMP-LUT), puede encontrarse en [10].



**Figura IV.18** Espectro normalizado de la señal LTE de 10 MHz a la salida del esquema *outphasing* implementado, antes y después de aplicar DPD.

Finalmente, en la Tabla IV.2 se comparan los resultados obtenidos con diferentes amplificadores *outphasing* GaN HEMT que son representativos del estado del arte. Las prestaciones conseguidas son competitivas, operando en este caso con señales de PAPR más elevada que las usualmente reportadas en la literatura para estos esquemas. Como limitación de esta solución se puede destacar la naturaleza banda estrecha de la misma.

**Tabla IV.2** Comparación con el estado del arte de APs *outphasing*.

Ref.	$f_0$ (GHz)	$\eta_{f_0}$ @ 10dB/13dB OPBO (%)	$P_{out\_max}$ (W)	Señal/PAPR (dB)	Peor ACLR (dBc)	$\eta_{avg}$ (%)
[11]	0.7	70 / 44	55	1.4 MHz LTE / 9.6	-44.2	52.5
Este trabajo	0.7	66.7 / 64	47.75	1.4 MHz LTE / 11.8	-45	57.6
				10 MHz LTE / 12.2	-45	46.6
[12]	2.1	$\approx 40$ / $\approx 30^*$	29.2	20 MHz LTE / 9	-51	55
[13]**	2.14	50 / $\approx 40$	110	3.84 MHz WCDMA / 9.15	-33	55.6
[14]	2.3	55 / $\approx 43$	70.6	3.84 MHz WCDMA / 9.6	-49	53.5
[15]***	9.7	$\approx 48$ / $\approx 45$	5	1.4 MHz LTE / 9.3	-41.6	38
				10 MHz LTE / 11.3	-31.5	25.6

\*PAE

\*\*4-way

\*\*\*Multi-level Supply Modulated

### IV.3.ii. Diseño de una Topología *Outphasing* clase-E/F<sub>2</sub> de 4 Ramas Amplificadoras de Potencia Altamente Eficiente

En este apartado se presenta el diseño e implementación de una topología *outphasing* altamente eficiente con la particularidad de combinar la potencia desde cuatro ramas amplificadoras, en lugar de las dos clásicas de la topología *outphasing* de tipo Chireix. Esta técnica fue introducida por D. Perreault en [16] con la intención de explotar al máximo el control de potencia de salida con alta eficiencia y evitar así las impedancias donde las trayectorias de modulación mutua de la carga se alejan de la zona óptima, tal y como se presentó en el apartado II.3.v al introducir esta técnica.

#### Simulaciones *load-pull* y diseño de la red de salida

Para llevar a cabo esta implementación, en primer lugar, se deben definir los parámetros de diseño  $k$  y  $R_L$ , a partir de los cuales, y teniendo en cuenta las ecuaciones (IV.2)-(IV.5), será posible extraer los valores de las reactancias de cada etapa de la red de compresión de resistencias ( $X_1$  y  $X_2$ ) y consecuentemente el de los elementos discretos que compondrán la misma,

$$X_1 = \frac{X_2}{k + \sqrt{k^2 - 1}} \quad (IV.2)$$

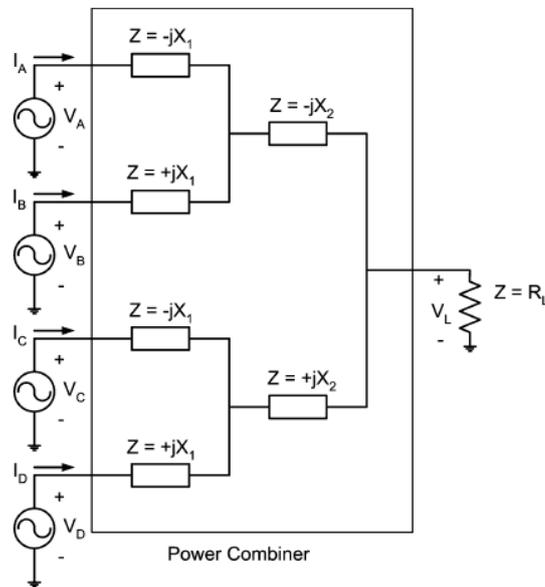
$$X_2 = \frac{2R_L}{k + 1} \quad (IV.3)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_n} \quad (IV.4)$$

$$L = \frac{X_n}{2\pi f} \quad (IV.5)$$

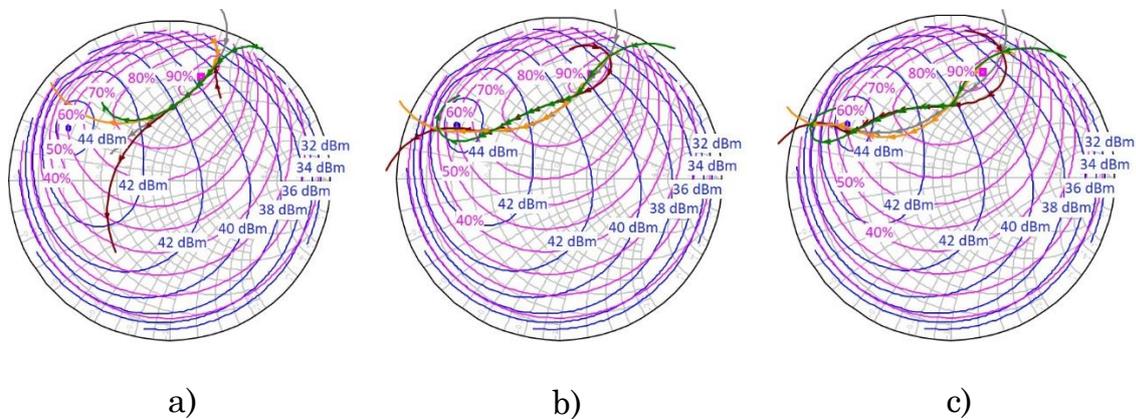
donde  $X_n$  se refiere al valor de reactancia de cada etapa combinadora.

En la Figura IV.19, a modo recordatorio, se muestra un esquema típico de este tipo de topología.



**Figura IV.19** Ejemplo de implementación de una arquitectura *outphasing* de 4 ramas [16].

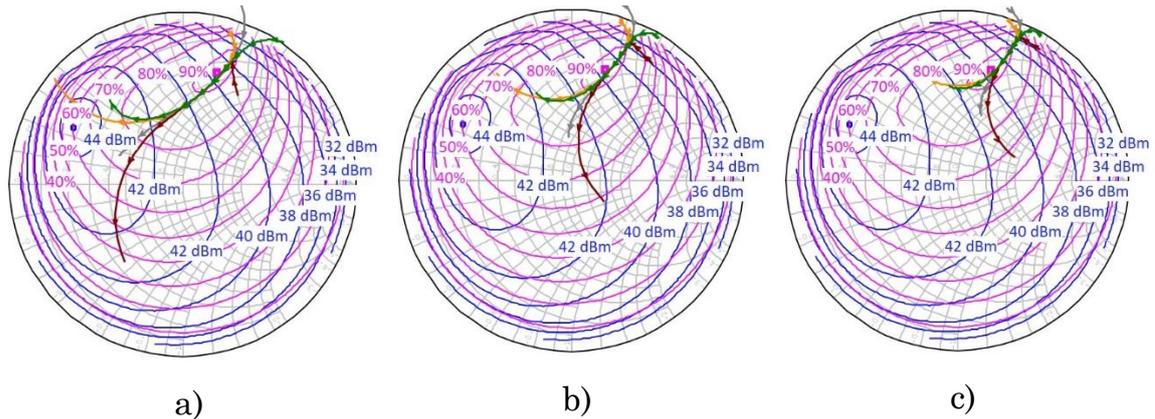
Para encontrar la solución óptima se realizó un estudio del comportamiento de las trayectorias de modulación mutua de la carga para diferentes valores de  $k$  y  $R_L$ . En primer lugar, se llevaron a cabo simulaciones seleccionando un valor fijo de  $R_L = 100 \Omega$  realizándose un barrido del parámetro  $k$  entre 1 y 1.6. En la Figura IV.20 se muestran los resultados obtenidos para cada caso junto con los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida.



**Figura IV.20** Trayectorias de modulación mutua de la carga para a)  $k=1$  y  $R_L=100 \Omega$ , b)  $k=1.3$  y  $R_L=100 \Omega$  y c)  $k=1.6$  y  $R_L=100 \Omega$ .

El incremento del valor de  $k$  provoca que las trayectorias se separen de la zona óptima, degradándose por lo tanto la eficiencia, al mismo tiempo que se estiran alcanzando un mayor rango de control de la potencia de salida.

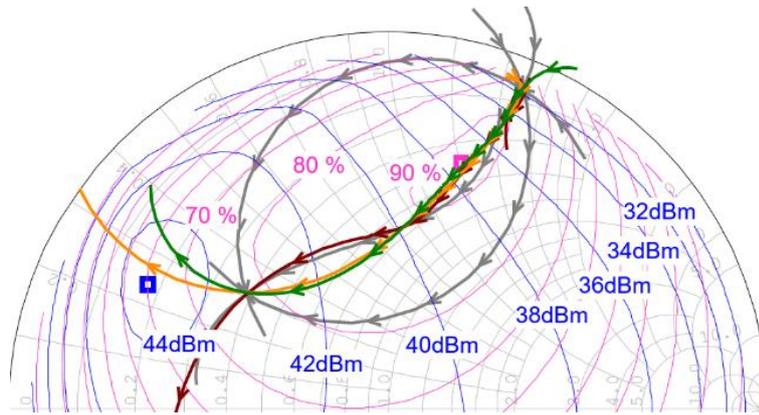
Continuando con el análisis, en la Figura IV.21 se presentan los resultados de simulación obtenidos cuando se varía el valor de  $R_L$  entre  $100 \Omega$  y  $300 \Omega$  mientras permanece fijo el valor de  $k=1$ .



**Figura IV.21** Trayectorias de modulación mutua de la carga para a)  $k=1$  y  $R_L=100 \Omega$ , b)  $k=1$  y  $R_L=200 \Omega$  y c)  $k=1$  y  $R_L=300 \Omega$ .

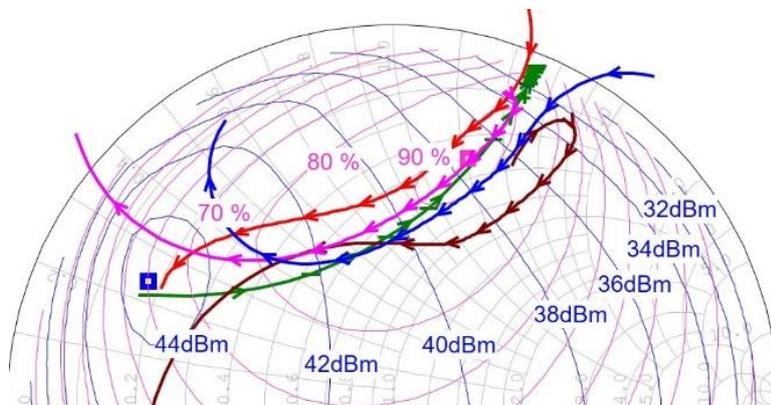
En este caso, al incrementar  $R_L$  las trayectorias se comprimen y se desplazan hacia zonas de potencias de salida más bajas, manteniéndose por otro lado, siempre próximas a la zona de eficiencia máxima.

De cara a obtener una solución óptima se realizó un estudio de estos parámetros mucho más exhaustivo en el que también se analizó el comportamiento de los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida relativa para cada caso. Finalmente se seleccionaron los valores de  $R_L=135 \Omega$  y  $k=1.4$ . En la Figura IV.23 se muestran los resultados obtenidos en simulación para la solución elegida. Se han incluido las trayectorias de modulación mutua de la carga obtenidas para un transmisor *outphasing* de tipo Chireix cuando se usan variables de diseño ( $X$  y  $R_L$ ) con valores que se corresponden a los utilizados para el diseño de este transmisor *outphasing* de cuatro ramas. Es fácil apreciar cómo las trayectorias de la topología de cuatro ramas permanecen siempre más próximas a la trayectoria óptima del amplificador.



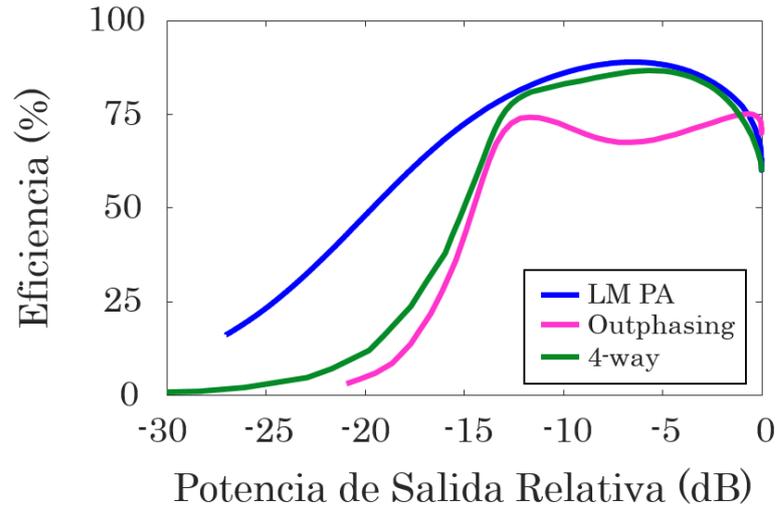
**Figura IV.22** Trayectorias de modulación mutua de la carga con elementos ideales junto con las trayectorias del transmisor de tipo Chireix.

A modo de comparación, en la Figura IV.23 se pueden observar esas mismas trayectorias cuando se sustituyen los elementos ideales por elementos reales de la librería de cada fabricante de bobinas y condensadores, Coilcraft y ATC respectivamente. Se aprecia una importante degradación que sin ninguna duda influirá en el comportamiento de la eficiencia para valores altos de *back-off* de potencia de salida.



**Figura IV.23** Trayectorias de modulación mutua de la carga con elementos reales junto con la trayectoria LM del AP.

Los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida relativa obtenidos en simulación para el amplificador de potencia, el transmisor *outphasing* de tipo Chireix de dos ramas y el transmisor *outphasing* de cuatro ramas pueden verse en la Figura IV.24.

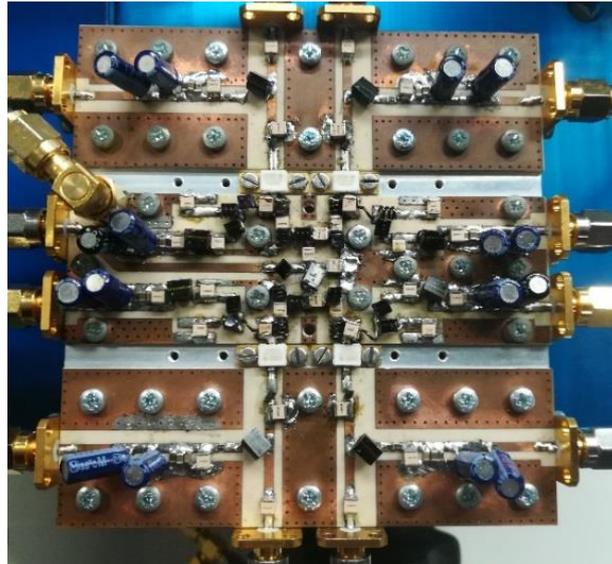


**Figura IV.24** Perfiles de Eficiencia frente al *back-off* de potencia de salida del amplificador de potencia, el transmisor *outphasing* de tipo Chireix y el transmisor *outphasing* de 4 ramas.

El transmisor de cuatro ramas evita el valle en el que la eficiencia decrece en el transmisor *outphasing* de tipo Chireix al permanecer sus trayectorias de modulación mutua de la carga mucho más próximas a la trayectoria óptima de modulación de la carga del amplificador. En simulación, se han obtenido valores muy competitivos con una eficiencia pico del 86.7% a 5.7 dB de *back-off* de potencia de salida y superior al 70% a 13.45 dB.

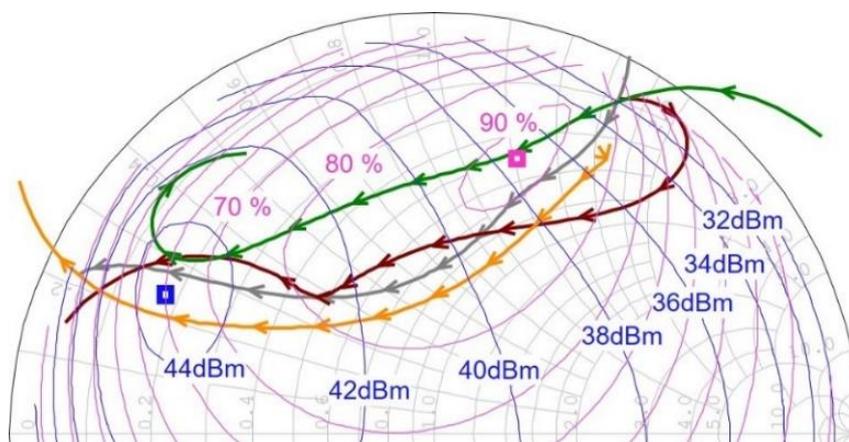
### Implementación de la topología

La implementación de esta topología acarrea dos serias dificultades. La primera de ellas es la complejidad para implementar los cuatro amplificadores de potencia clase-E/F<sub>2</sub>. La Figura IV.25 muestra una fotografía de la implementación que permite intuir las dificultades que presenta su correcta sintonización.



**Figura IV.25** Fotografía de la implementación del transmisor *outphasing* de 4 ramas.

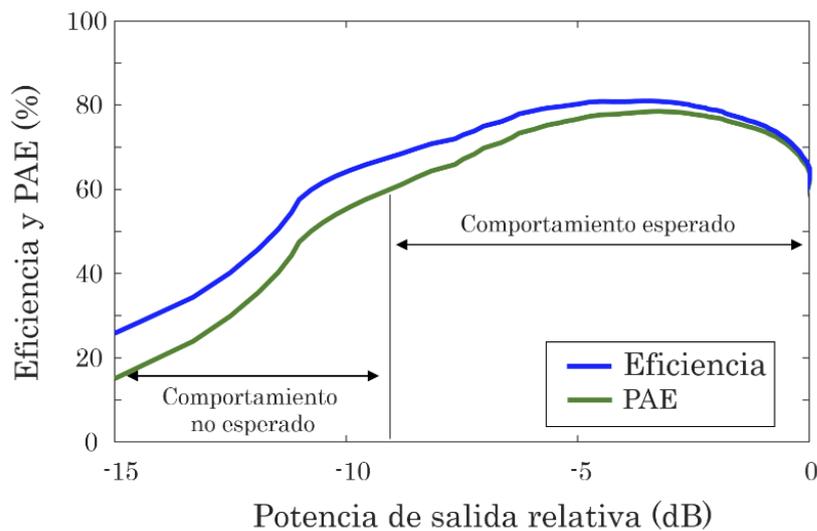
Además, al trazar en simulación las trayectorias de modulación de la carga usando los parámetros [S], medidos en el laboratorio, del conjunto formado por las redes de salida y el combinador, quedó reflejada la alta sensibilidad a la hora de ser sintonizadas. En la Figura IV.26 se muestran los resultados obtenidos en el laboratorio. Las trayectorias permanecen cerca de la zona óptima en cuanto a eficiencia y alcanzan valores de *back-off* de potencia de salida elevados pero se degradan de manera importante frente a las obtenidas en simulación.



**Figura IV.26** Trayectorias de modulación mutua de la carga del transmisor *outphasing* de 4 ramas obtenidas a partir de la medida en parámetros [S] de la integración de las 4 redes de salida y el combinador en el laboratorio.

### Caracterización del transmisor

El transmisor fue caracterizado en función de los ángulos de desfase entre las cuatro excitaciones de onda continua aplicadas a cada una de las ramas. La Figura IV.27 muestra el perfil de eficiencia medido frente al *back-off* de potencia de salida. Se obtuvo un pico de eficiencia del 81% a 4.5 dB por debajo de la potencia de salida máxima y valores del 70% y el 60% a 8.5 dB y 10.7 dB, respectivamente. Además, se midió una PAE del 55% a 10 dB de OPBO.



**Figura IV.27** Perfil de eficiencia medido frente al *back-off* de potencia de salida.

La eficiencia hasta los 9 dB de potencia de salida relativa mejora los resultados obtenidos por el transmisor *outphasing* de tipo Chireix, sin embargo, el rendimiento en el laboratorio difiere bastante de las simulaciones y el perfil se ve degradado de manera importante para valores altos de *back-off* de potencia de salida.

En la Tabla IV.3 se compara la topología implementada con algunos transmisores *outphasing* de cuatro ramas en el estado del arte. Aunque se han encontrado muy pocas publicaciones de esquemas Perreault en la literatura y no ha sido posible hasta el momento de la escritura de la tesis caracterizar la topología implementada en la reproducción de una señal de

comunicaciones, los valores de eficiencia medidos a niveles moderadamente altos de *back-offs* están entre los mejores reportados con esta topología.

**Tabla IV.3** Comparativa de transmisores *outphasing* de cuatro ramas en el estado del arte.

Ref.	$f_0$ (GHz)	$\eta_{f_0}$ @ 8dB OPBO (%)	$P_{out\_max}$ (W)	Señal/PAPR (dB)	$\eta_{avg}$ (%)
[17]	0.02712	48	100	N.R.	N.R.
Este trabajo	0.7	70	87.73	N.R.	N.R.
[18]	2.14	55	50	3.84 MHz WCDMA / 3.5	57 (ACLR=36.6 dBc)
[13]	2.14	55	110	3.84 MHz WCDMA / 9.15	55.6*
[19]	2.14	55	105	3.84 MHz WCDMA / 9.6	54.5*

### IV.3.iii. Diseño de un Transmisor *Outphasing* Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia usando un Acoplador Híbrido 90° como Combinador No Aislado

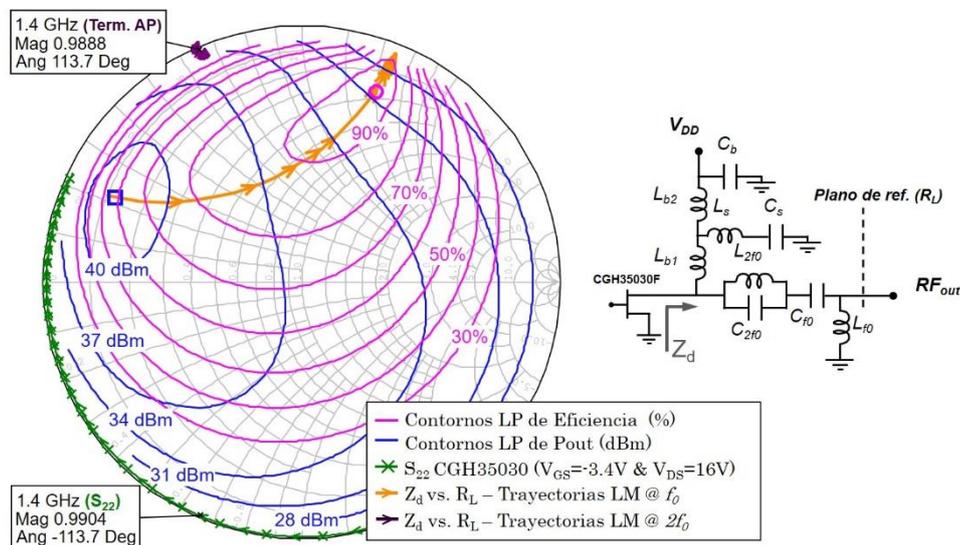
En esta sección dos amplificadores GaN HEMT clase-E/F<sub>2</sub> insensibles ante las variaciones de la carga han sido integrados para el diseño de un transmisor *outphasing* utilizando un híbrido 90° de Anaren, concretamente el 11304-3S, como combinador no aislado en la banda de UHF [20]. Además de proporcionar una eficiencia muy competitiva frente al perfil de potencia de salida, la terminación reactiva permite rotar las trayectorias de modulación de la carga con mucho potencial para una posible reconfiguración en frecuencia. La puerta con la terminación reactiva permitiría también inyectar corriente, de modo a poder integrar el esquema *outphasing* en una arquitectura más compleja.

Como en casos anteriores, para este diseño se ha elegido el transistor empaquetado de Nitruro de Galio del fabricante Wolfspeed, el CGH35050F. En primer lugar, se seleccionó el punto de operación del dispositivo. La tensión de drenador,  $V_{DS} = 16$  V, asegura que el pico de la tensión intrínseca

de drenador no superará la tensión de ruptura del proceso, ofreciendo la posibilidad de añadir una rama auxiliar basada en el mismo transistor pero trabajando a una tensión de drenador más elevada, y la tensión de puerta,  $V_{GS} = -3.4 \text{ V}$ , fue ajustada justo por debajo del valor en el que la conductancia de salida comienza a aumentar, justo por debajo de pinch-off. Además, gracias al modelo del transistor proporcionado por el fabricante se pudo realizar una buena estimación de la capacidad de salida del dispositivo a la frecuencia de trabajo con el transistor polarizado en las condiciones anteriormente mencionadas,  $C_{out} = 3.21 \text{ pF}$ .

### Simulaciones *load-pull*

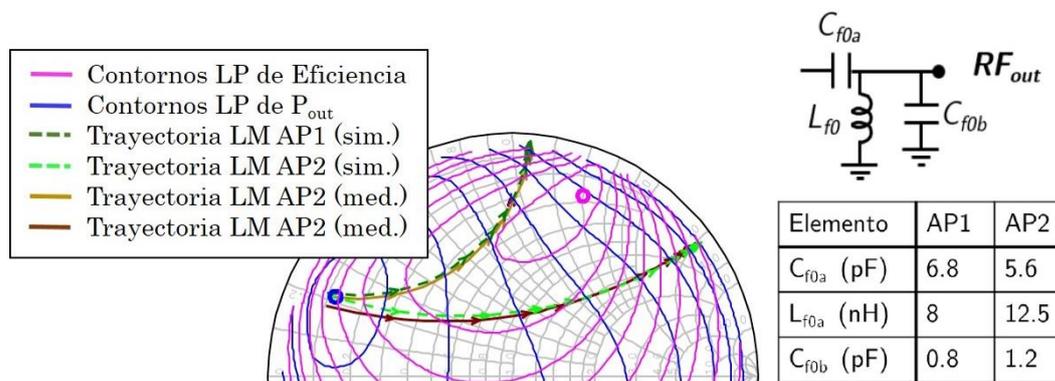
Después de ajustar el nivel de potencia para aproximar la operación de modo conmutado, fueron realizadas simulaciones *load-pull* a la frecuencia central ( $f_0 = 700 \text{ MHz}$ ) utilizando una terminación al segundo armónico de  $1 \angle 113.7^\circ$ , requerida para resonar  $C_{out}$  a  $2f_0$ , y una de circuito abierto para el resto de armónicos superiores, operando de esta forma en una clase-E/F<sub>2</sub> de amplificación.



**Figura IV.28** Simulación de contornos *load-pull* con la trayectoria de modulación de la carga sintetizada para la frecuencia de 700 MHz, terminación a 1.4 GHz, parámetro  $S_{22}$  del transistor CGH35030F GaN HEMT y esquemático de la red de salida seleccionada para el amplificador clase-E/F<sub>2</sub>.

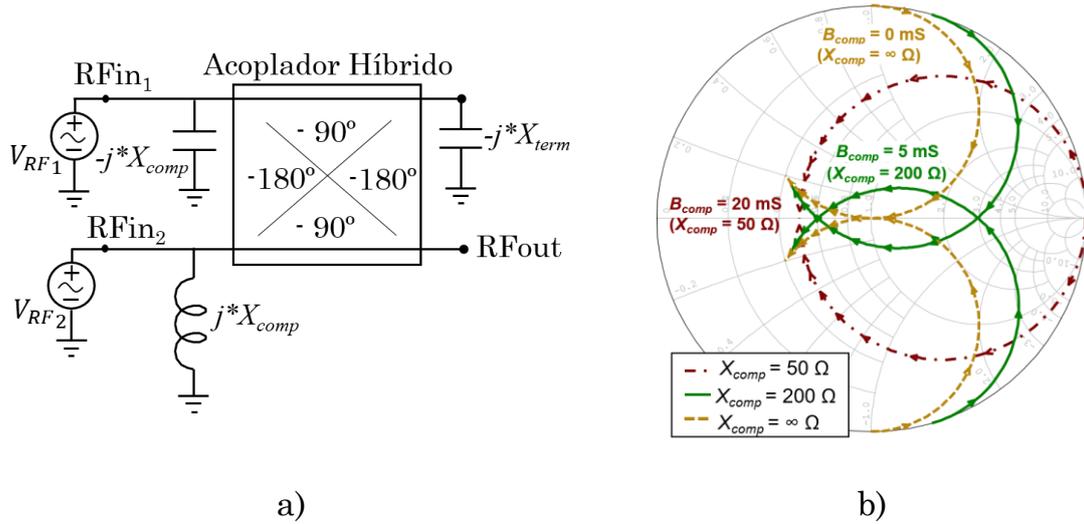
Se diseñó una red de salida capaz de proporcionar la trayectoria óptima de modulación de la carga, aquella que permite conseguir una eficiencia máxima para cada nivel de potencia de salida. Para ello, al igual que en el caso del amplificador diseñado en el apartado IV.2, se sintonizaron a  $2f_0$  los circuitos  $L_{2f_0}C_{2f_0}$  y  $L_sC_s$ , la bobina  $L_{b1}$  proporciona la terminación  $1\angle 113.7^\circ$  para resonar  $C_{out}$  a  $2f_0$  y la bobina  $L_{b2}$  se ajustó para forzar que la vía de polarización de drenador actúe como un choke de RF a 700 MHz.  $C_{f_0}$  y  $L_{f_0}$  permiten obtener la trayectoria de modulación de la carga deseada a la frecuencia fundamental. La red elegida, junto con la trayectoria de modulación de la carga y la terminación a  $2f_0$  pueden verse en la Figura IV.28.

En la Figura IV.29 se muestra una comparativa entre los resultados de simulación y los derivados de la medida en el laboratorio de la red de salida en parámetros [S] de las trayectorias de modulación de la carga de cada una de las ramas amplificadoras.



**Figura IV.29** Comparativa de los resultados obtenidos en simulación y en el laboratorio de las trayectorias de modulación de la carga de cada una de las ramas amplificadoras.

Como novedad con respecto al transmisor diseñado en el apartado IV.3.i, en este caso se ha utilizado un acoplador híbrido de 90 grados como combinador no aislado. Para ello es necesario terminar de forma adecuada el puerto aislado del híbrido, que normalmente está cargado con la impedancia nominal  $Z_0$ , como se muestra en la Figura IV.30.



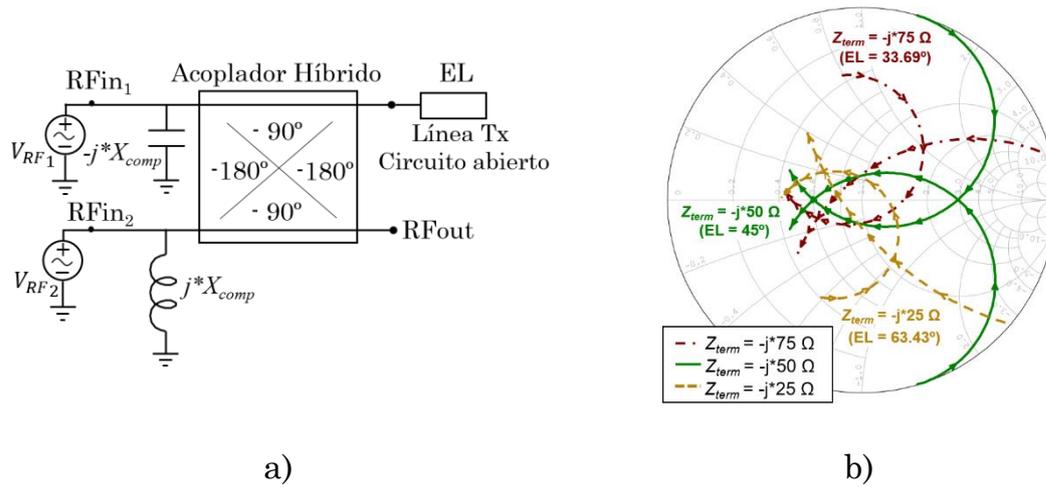
**Figura IV.30** a) Acoplador híbrido terminado con un condensador en su puerto aislado y b) evolución de la impedancia de entrada con la variación de  $\Delta\theta$  entre  $-90^\circ$  y  $90^\circ$  en función de  $X_{comp}$  para  $X_{term} = -j \cdot 50 \Omega$ .

Usando una terminación capacitiva  $-j \cdot X_{term} = -j \cdot 50 \Omega$ , la impedancia vista en los puertos de entrada,  $RF_{in1}$  y  $RF_{in2}$ , describe trayectorias orientadas horizontalmente centradas en el eje resistivo de la Carta de Smith (ver Figura IV.30b) cuando se varía el ángulo de outphasing,  $\Delta\theta$ , entre las formas de onda de tensión aplicadas,  $v_{RF_{in1}}(t)$  y  $v_{RF_{in2}}(t)$  (ver ecuaciones (IV.6) y (IV.7)).

$$V_{RF_{in1}}(t) = V_{RF} \cdot \cos \left[ \omega_0 \cdot t + 90^\circ + \frac{\Delta\theta}{2} \right] \quad (IV.6)$$

$$V_{RF_{in2}}(t) = V_{RF} \cdot \cos \left[ \omega_0 \cdot t - \frac{\Delta\theta}{2} \right] \quad (IV.7)$$

En el combinador Chireix, las reactancias de compensación  $-j \cdot X_{comp}$  y  $j \cdot X_{comp}$  son las responsables de ajustar la parte imaginaria de la impedancia de entrada y los valores de  $\Delta\theta$  para los que una resistencia debe ser sintetizada. Si la terminación en el puerto aislado es una línea de transmisión en circuito abierto, como en la Figura IV.31a, el valor de la longitud eléctrica,  $EL$ , se debería ajustar a  $45^\circ$  atendiendo a la ecuación (IV.8).



**Figura IV.31** a) Acoplador híbrido terminado con una línea de transmisión en circuito abierto y b) evolución de la impedancia de entrada con la variación de  $\Delta\theta$  entre  $-90^\circ$  y  $90^\circ$  en función de  $X_{term}$  para  $X_{comp} = 200 \Omega$ .

Trayectorias similares son posibles cuando se carga el puerto aislado con una terminación inductiva  $j \cdot X_{term} = j \cdot 50 \Omega$ . La posición del condensador y la bobina de compensación debe ser intercambiada, al igual que el signo del término  $\Delta\theta/2$  en la ecuación (IV.6) y (IV.7) debe ser el contrario. Una línea de transmisión en cortocircuito de la misma longitud eléctrica podría ser válida en la ecuación (IV.9) si se buscara una implementación distribuida de la terminación reactiva.

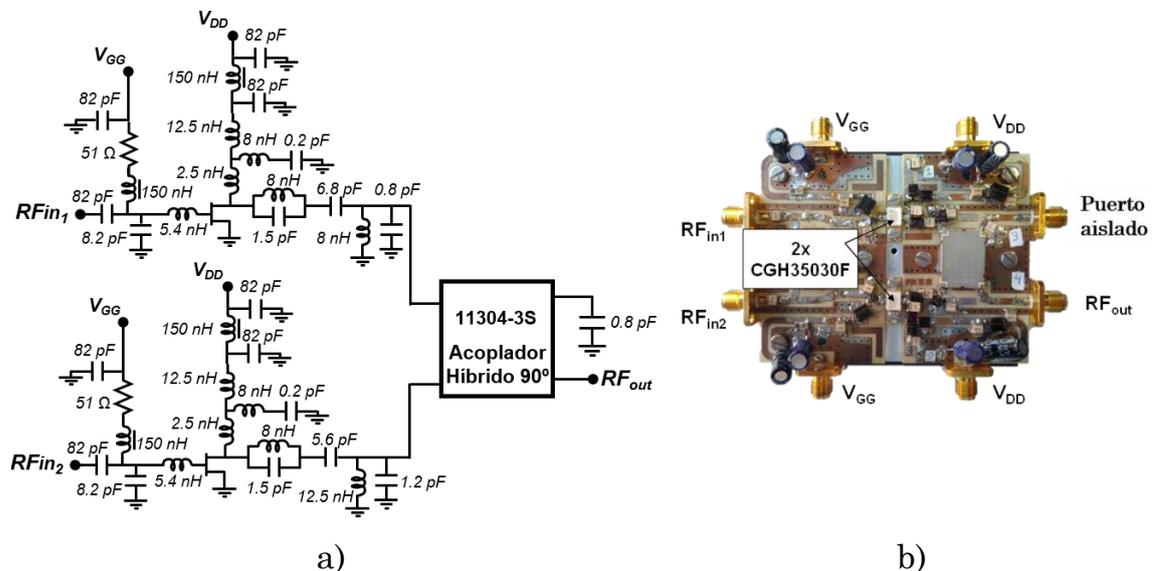
$$Z_{term} = -j \cdot Z_0 \cdot \cot(\beta \cdot l) \quad (IV.8)$$

$$Z_{term} = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l) \quad (IV.9)$$

$$\beta \cdot l = \frac{EL}{180} \cdot \pi \quad (IV.10)$$

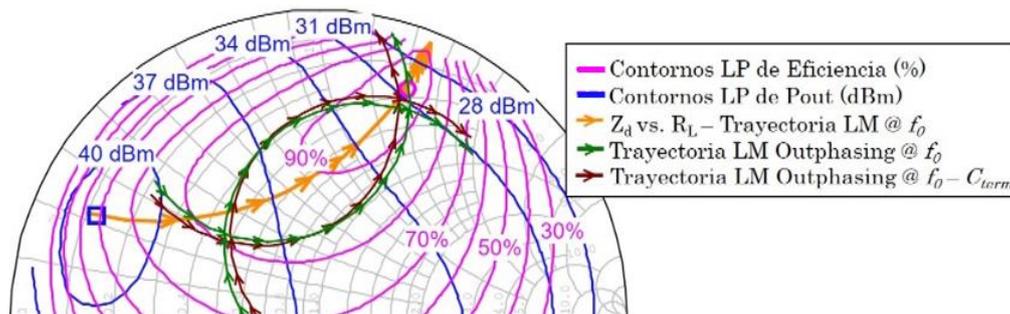
Además de las ventajas en cuanto a la implementación que ofrece el uso de un acoplador híbrido, si se ajusta correctamente el valor de la terminación reactiva los lazos de la impedancia de entrada pueden ser rotados con facilidad, como se representa en la Figura IV.31b. Esta sencilla herramienta permitiría reajustar de forma precisa el circuito después de la fabricación o incluso se podría aprovechar para la reconfiguración en frecuencia si se emplea un AP de banda ancha.

Para el diseño del transmisor *outphasing* se seleccionaron las redes de salida de la Figura IV.29 para cada amplificador de potencia clase-E/F<sub>2</sub>. Al integrarlos junto con el acoplador híbrido 90° se consigue desplazar los lazos de impedancia de entrada del acoplador del eje horizontal de la Figura IV.30 a una posición centrada a lo largo de la trayectoria óptima de modulación de la carga. De esta forma, el *ángulo de outphasing* puede proporcionar un control de la impedancia vista en drenador a la frecuencia fundamental en la zona deseada de los contornos *load-pull*. Por lo tanto, será posible alcanzar valores de eficiencia muy elevados para rangos muy grandes de *back-off* de potencia de salida. Nótese que las susceptancias de compensación del transmisor han sido incluidas en las redes de salida de cada amplificador clase-E/F<sub>2</sub>, simplificando de esta forma el ajuste de cada rama. Como en todos los diseños implementados en esta tesis, han sido utilizados elementos concentrados de alto factor de calidad (bobinas Air Core de Coilcraft y condensadores cerámicos 100B de ATC). El esquemático y una fotografía del transmisor *outphasing* implementado pueden verse en la Figura IV.32a y b, respectivamente.



**Figura IV.32** a) Esquemático y b) fotografía de la topología *outphasing* implementada.

El acoplador híbrido seleccionado para este diseño es el 11304-3S de montaje superficial de Anaren. Este dispositivo cubre la banda frecuencial entre los 500 y los 1000 MHz. Debido a un pequeño desbalance de la amplitud y la fase, el lugar de la modulación mutua de la carga visto desde el terminal de drenador sufrió un pequeño desplazamiento en simulación de la trayectoria deseada (Figura IV.33).



**Figura IV.33** Trayectorias de modulación mutua de la carga del transmisor *outphasing* en drenador antes y después de reajustar  $C_{term}$ , junto con la trayectoria de modulación de la carga del AP y los contornos LP de eficiencia y  $P_{out}$  de la Figura IV.28

Modificando ligeramente el valor del condensador en el terminal aislado del híbrido, el lugar que describen las impedancias vistas en drenador fue reajustado para garantizar una eficiencia muy elevada en los valores más altos de *back-off* de potencia de salida. En la implementación, se hubo de utilizar sin embargo un condensador de terminación mucho más pequeño que los empleados en simulación (0.8 pF), debido al efecto indeseado de los pads necesarios para soldar el híbrido y los componentes que le rodean.

### Caracterización del amplificador

Finalmente, el amplificador *outphasing* clase-E/F<sub>2</sub> fue caracterizado en función del ángulo de desfase entre las señales de onda continua aplicadas a cada amplificador. La Figura IV.34 muestra el *set-up* utilizado para caracterizar este transmisor.

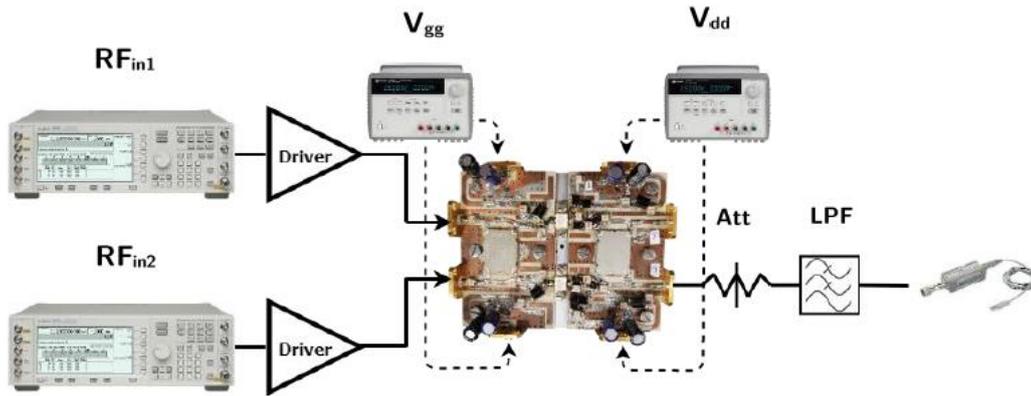


Figura IV.34 Set-up de medida del transmisor.

Los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida medidos en el laboratorio a diferentes frecuencias pueden verse en la Figura IV.35.

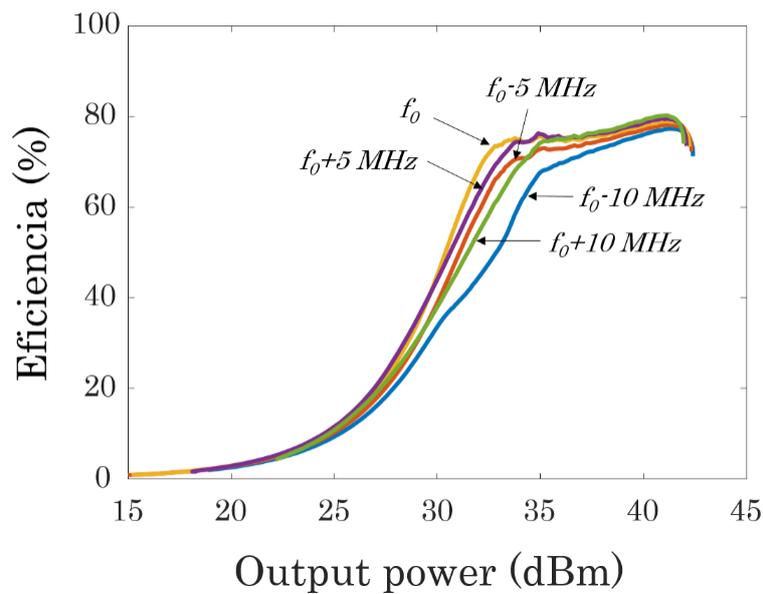
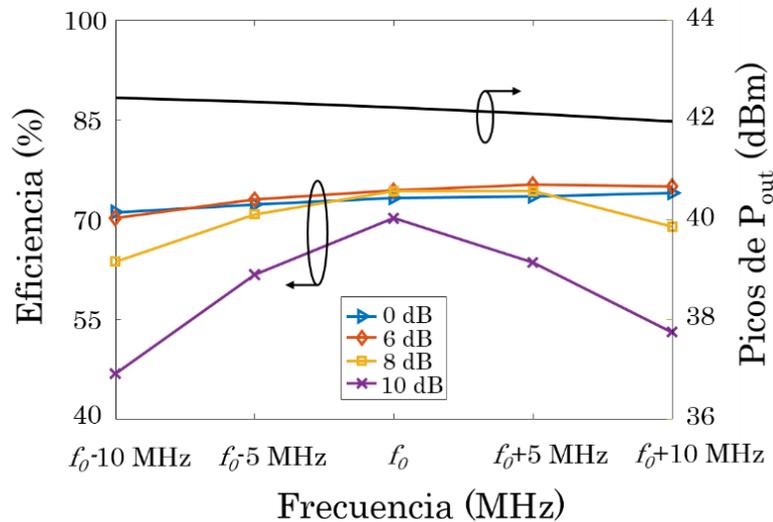


Figura IV.35 Perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida medidos para diferentes frecuencias.

Un pico de eficiencia mayor del 78.9% fue medido a la frecuencia central,  $f_0$ , para 1.1 dB de *back-off* de potencia de salida. Además, la eficiencia permanece por encima del 70% y el 50% a 10 dB y 11.8 dB por debajo del máximo de la potencia de salida, respectivamente. Aunque la frecuencia  $f_0$  obtenida en la implementación estaba ligeramente desplazada (2.7%) de la

frecuencia original de diseño, principalmente debido a la diferencia entre la  $C_{out}$  proporcionada por el modelo del fabricante y la real, el comportamiento del transmisor es muy similar a los resultados obtenidos en simulación.



**Figura IV.36** Eficiencia y máxima potencia de salida medidos frente a la frecuencia para diferentes valores de *back-off* de potencia de salida.

Por otra parte, en la Figura IV.36 puede observarse la eficiencia y el pico de potencia de salida frente a la frecuencia para diferentes niveles de *back-off* de potencia de salida. La eficiencia permanece por encima del 50% para un *back-off* de potencia de 10 dB en un ancho de banda alrededor de 18 MHz mientras que está por encima del 63.5% para 8 dB de OPBO en todo el rango de frecuencias analizado. El pico de potencia de salida se mantiene muy constante con la frecuencia, variando menos de 0.5 dB en el rango de frecuencias medido, con un máximo de 42.4 dBm en la parte baja de la banda de frecuencia caracterizada.

En la Tabla IV.4 se compara la topología implementada con algunos transmisores en el estado del arte. Los resultados conseguidos, aunque competitivos, no llegan a alcanzar del todo a aquellos medidos para el diseño de la sección IV.3.i. En este caso no se intentó cubrir un rango de control de potencia tan grande y se empleó además una tensión de alimentación en drenador más baja. A cambio, la introducción del híbrido permitiría facilitar la reconfiguración en frecuencia y en particular integrar el esquema

*outphasing* con ramas de amplificación adicionales para poder alcanzar muy buenas prestaciones en eficiencia a valores de potencia de salida relativo mucho menores.

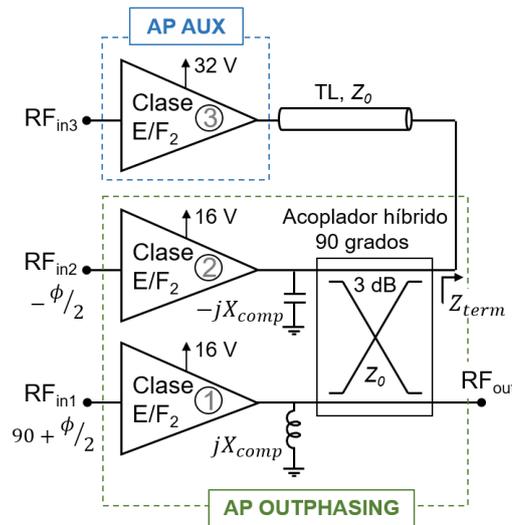
**Tabla IV.4** Comparativa de transmisores *outphasing* en el estado del arte.

Ref.	$f_0$ (GHz)	$\eta_{pico}$ (%)	$\eta_{f_0}$ @ 6dB/10dB/13dB OPBO (%)	$P_{out\_max}$ (W)	Arquitectura
[21]	0.58	77.7	68 / 74 / 66	132	Doherty- <i>Outphasing</i>
[6]	0.7	70	66.4 / 66.7 / 64	47.75	<i>Outphasing</i>
Este trabajo	0.7	78.9	74.4 / 70 / 35.4	17.4	<i>Outphasing</i>
[22]	0.9	≈ 82	≈ 80 / ≈ 70 / ≈ 37	24	<i>Outphasing</i>
[23]	1.95	77	70 / 65 / ≈ 40	19	<i>Outphasing</i>
[24]	2.08	≈ 78	≈ 75 / ≈ 58 / ≈ 42	32.5	Doherty- <i>Outphasing</i>
[25]	2.14	66	58 / 56 / 43	112	Doherty- <i>Outphasing</i>
[26]	3.92	77	≈ 58 / ≈ 33 / ≈ 19	5	<i>Outphasing</i>

#### IV.3.iv. Diseño de una Topología *Outphasing* con Modulación de la Carga por Inyección de Corriente

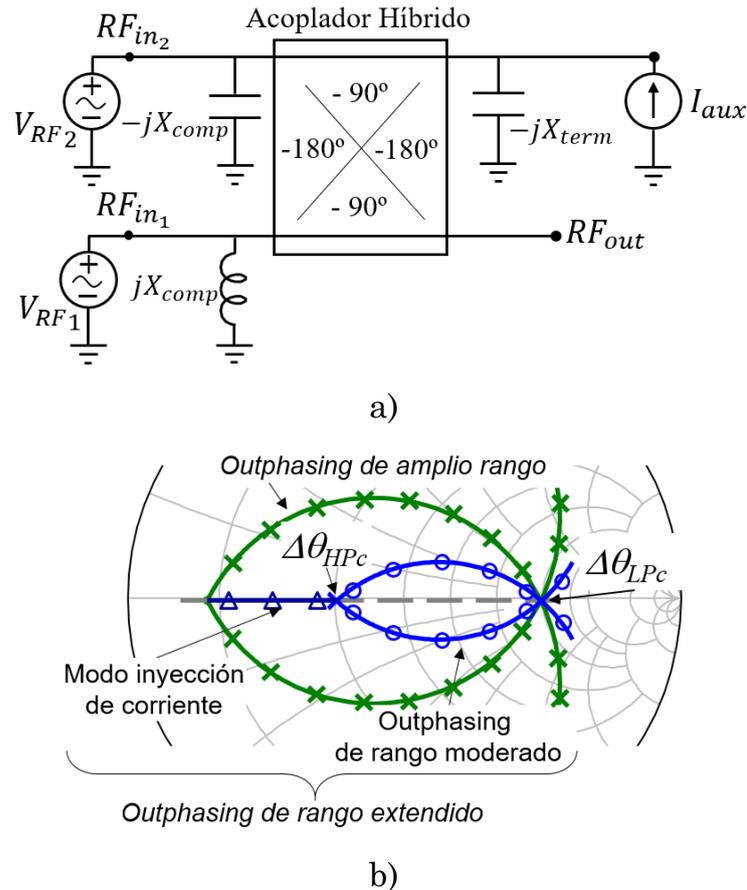
En este apartado se presenta el diseño e implementación de una topología combinada clase-E/F<sub>2</sub>, a la frecuencia de 700 MHz, en la que intervienen un amplificador *outphasing* que asume el rol de amplificador de portadora y un amplificador auxiliar, también clase-E/F<sub>2</sub>, capaz de mejorar el rango de control de potencia de salida para el cual se mantiene una eficiencia máxima.

En la Figura IV.37 se muestra un diagrama simplificado de la topología propuesta para el diseño de este transmisor.



**Figura IV.37** Diagrama simplificado de la topología propuesta para el transmisor.

Los amplificadores 1 y 2 integran el amplificador *outphasing* y el amplificador auxiliar o de control (AP 3) es conectado al puerto aislado del acoplador híbrido en cuadratura (QHC de sus siglas en inglés) con el objetivo de extender el rango de potencia de salida en el que el transmisor mantendrá una eficiencia elevada. Cuando el amplificador auxiliar está en estado OFF, la línea de transmisión en el puerto aislado del híbrido deberá tener la longitud apropiada para transformar su impedancia de salida en una terminación reactiva,  $Z_{term} = -j \cdot X_{term} = -j \cdot 50t\Omega$ . Bajo esas condiciones de terminación y mientras  $I_{aux} = 0$ , el QHC se comporta como un combinador no aislado sin pérdidas. Como puede verse en las Figuras IV.38a y b, al variar el *ángulo de outphasing*,  $\Delta\theta$ , los valores de la impedancia de entrada en  $RF_{int}$  y  $RF_{int}$  describen trayectorias orientadas horizontalmente, centradas a lo largo del eje resistivo de la Carta de Smith. Las reactancias de compensación,  $-j \cdot X_{comp}$  y  $j \cdot X_{comp}$ , desempeñan su papel típico en un combinador Chireix, reduciendo la parte imaginaria de la impedancia de entrada y ajustando los ángulos de compensación,  $\Delta\theta_c$ , para los cuales se sintetiza un valor real (resistivo) de impedancia. En la Figura IV.38b se muestran los resultados obtenidos cuando se usa un valor de  $X_{comp} = 200t\Omega$  para una operación *outphasing* con un rango moderado de control de potencia de salida.



**Figura IV.38** a) Esquema simplificado del combinador basado en un acoplador híbrido y b) comparativa de las trayectorias de modulación mutua de la carga del AP1 y AP2 cuando trabajan en el modo *outphasing* extendido frente al modo *outphasing* tradicional.

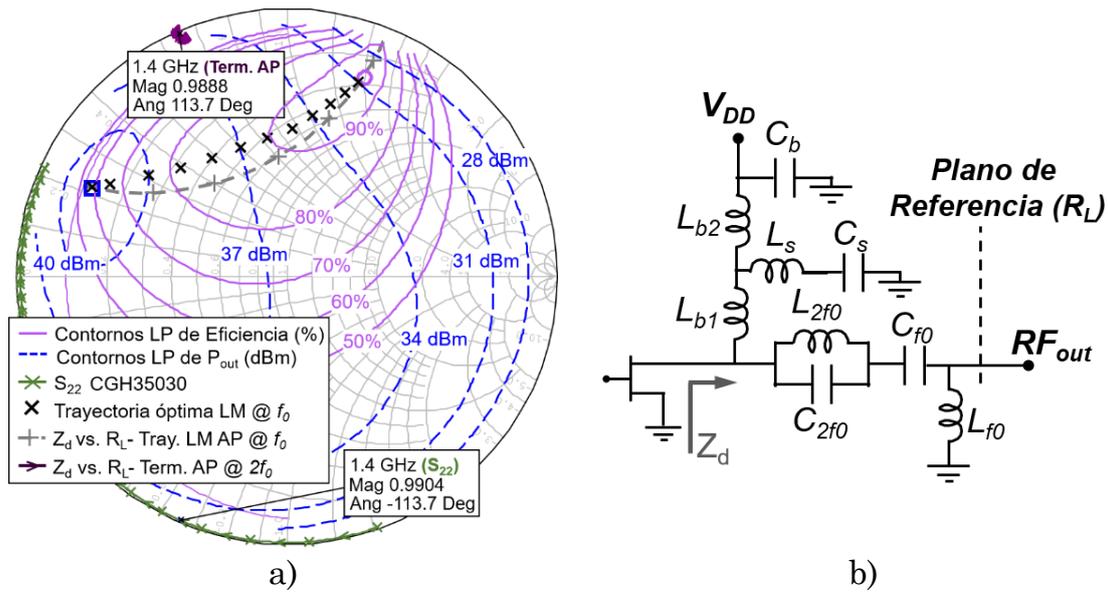
Para conseguir ampliar el rango de control de potencia de esta topología, se lleva a cabo la inyección de la corriente de control,  $I_{aux}$ , desde el amplificador de potencia auxiliar. Esta técnica se recomienda cuando la topología *outphasing* está operando a valores altos de potencia o valores bajos de la resistencia de carga,  $\Delta\theta_{HPC}$  (ver Figura IV.38b). Cuando el transmisor se encuentra trabajando en este modo de operación es necesario reajustar ligeramente el *ángulo de outphasing* con el nivel de potencia de entrada del AP de control con el objetivo de hacer coincidir las trayectorias de modulación mutua de la carga del amplificador *outphasing* mientras se garantiza la orientación a lo largo del eje resistivo para un valor fijo de la fase [27]. Como se puede apreciar en la Figura IV.38b, cuando se combinan las trayectorias de modulación mutua de la carga para el modo en el que se

varía la fase y aquel en el que se inyecta corriente, la componente reactiva es mucho menor que en el caso de un amplificador *outphasing* tradicional que tenga un rango tan amplio de control de la potencia de salida.

### Simulaciones *load-pull*

Para el diseño de esta topología, en primer lugar, se han seleccionado las tensiones de DC de drenador para el amplificador *outphasing* ( $V_{DSO} = 16$  V) y el amplificador de control ( $V_{DSC} = 32$  V) de tal forma que permitan un dimensionamiento apropiado de la inyección de corriente requerida, mientras se evita que el pico en la forma de onda de la tensión drenador a fuente alcance el punto de ruptura en este proceso ( $> 120$  V). La tensión de puerta de DC de los amplificadores que integran la topología *outphasing* fue seleccionada inicialmente justo por debajo del valor para el cual aparece un incremento en la conductancia de salida ( $V_{GSO} = -3.4$  V). En la Figura IV.39a se muestra la evolución del parámetro  $S_{22}$  con la frecuencia cuando el dispositivo está alimentado. Además, también se ha incluido el valor de este parámetro a la frecuencia del segundo armónico, 1.4 GHz. La tensión de puerta del amplificador auxiliar fue seleccionada a un valor inferior ( $V_{GSC} = -6$  V), muy por debajo de la tensión de pinch-off para evitar que el amplificador conduzca con la señal residual que aparece en la rama aislada del híbrido.

En la Figura IV.39a también se ha incluido la trayectoria de modulación de la carga óptima y la obtenida en simulación de la red de salida invariante con la carga empleada para alcanzar la operación clase-E/F<sub>2</sub>. Esta topología (ver Figura IV.39b) es la utilizada en el amplificador de potencia presentado en la sección IV.2 y ha sido empleada tanto en el amplificador *outphasing* como en el amplificador de control. Aunque este último no necesite trabajar bajo condiciones de carga variable, gracias a la reducción de las pérdidas en conducción de esta clase de operación es posible mejorar el comportamiento en eficiencia de todo el sistema.

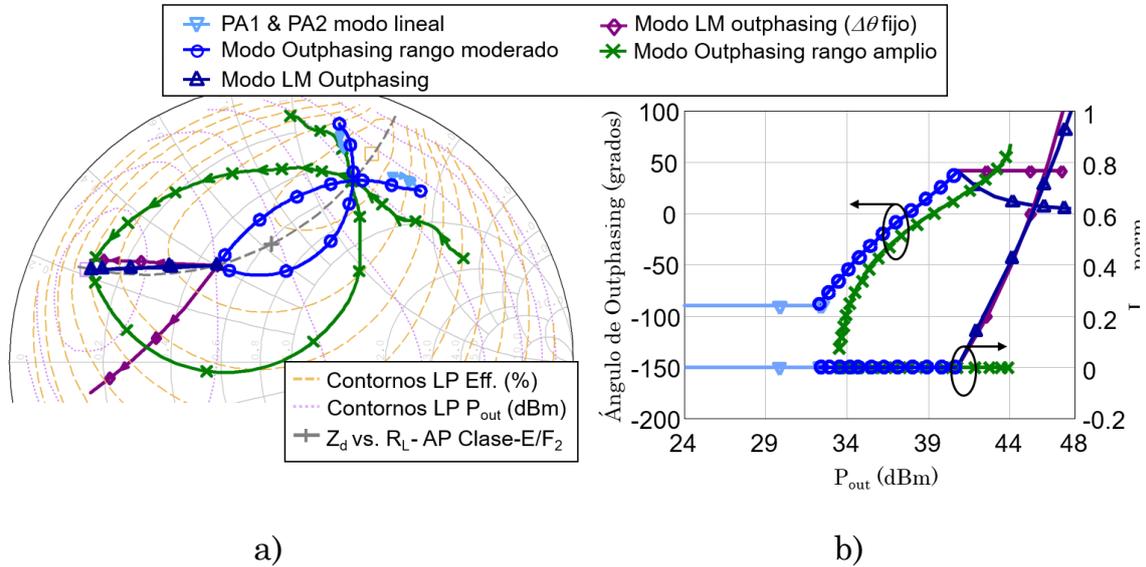


**Figura IV.39** a) Simulación de los contornos LP junto con las trayectorias de modulación de la carga a 700 MHz y la terminación a 1.4 GHz. Se incluye la trayectoria óptima de modulación de la carga y el parámetro  $S_{22}$  del transistor GaN HEMT CGH35030F y b) esquemático de la red de salida del amplificador clase-E/F<sub>2</sub>.

Como se ha comentado previamente, es posible llevar a cabo esta técnica *outphasing* que extiende el rango de control de potencia manteniendo alta eficiencia gracias a la combinación de un modo de operación que utiliza un amplificador *outphasing* de rango moderado y codificación en fase con el modo propuesto de inyección de corriente auxiliar. A continuación se compara esta técnica con una topología *outphasing* tradicional diseñada para cubrir un rango similar, alrededor de los 10 dB por debajo de la potencia de salida máxima (Figura IV.40a). En la Figura IV.40b, se representa la evolución del *ángulo de outphasing* y la corriente inyectada normalizada en función de la potencia de salida para cada caso.

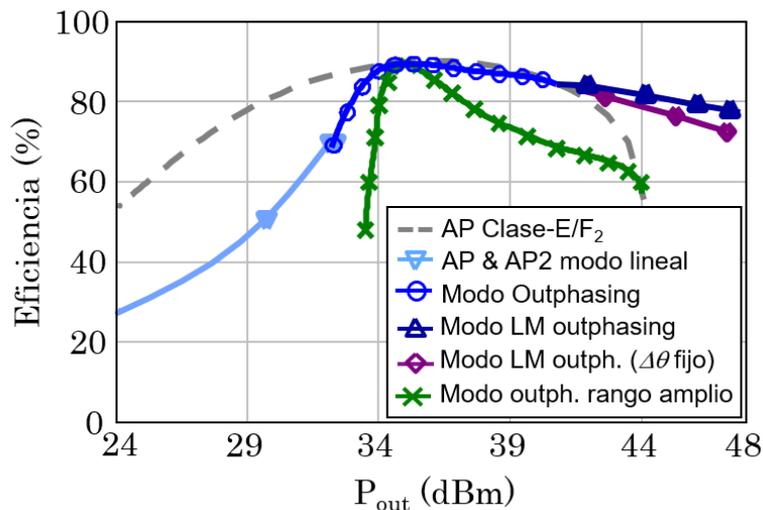
Como se puede apreciar en la Figura IV.40a, el modo *outphasing* extendido permite que las trayectorias de modulación mutua de la carga permanezcan mucho más próximas a la trayectoria óptima, razón por la que es posible alcanzar un perfil de eficiencia frente a la potencia de salida mejorado. Además, se ha decidido incluir las trayectorias de modulación mutua de la carga cuando el *ángulo de outphasing* permanece fijo en el

valor  $\Delta\theta_{HPC}$  mientras aumenta la corriente inyectada, de cara a visualizar los beneficios obtenidos si se reajusta dicho ángulo con el nivel de potencia del AP de control.



**Figura IV.40** a) Trayectorias de modulación de la carga para diferentes modos de operación junto con los contornos LP de eficiencia y potencia de salida y b) evolución del ángulo de outphasing e  $I_{aux}$  normalizada a su máximo, 1.6 A, frente a la potencia de salida para cada caso.

En la Figura IV.41 se presentan los perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida para los diferentes modos de operación.

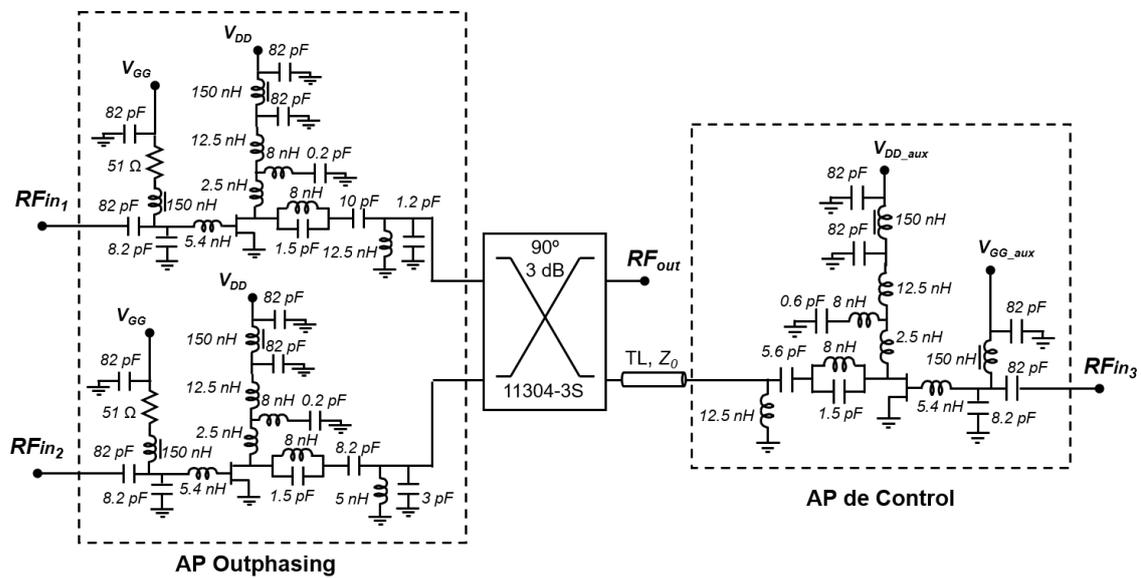


**Figura IV.41** Perfiles de eficiencia frente a la potencia de salida para diferentes modos de operación.

Las pérdidas en las topologías clase-E/F<sub>2</sub> limitan la máxima eficiencia obtenida para cada nivel de potencia. Como se puede apreciar, la arquitectura propuesta ofrece una eficiencia maximizada a lo largo de un rango de potencia extendido. Merece la pena mencionar que una eficiencia pobre del AP de control podría degradar este perfil a valores intermedios del *outphasing* modulado en carga (LM *outphasing*).

**Implementación y caracterización del dispositivo**

En la Figura IV.42 se muestra el esquemático definitivo del transmisor.



**Figura IV.42** Esquemático completo del transmisor.

El acoplador híbrido seleccionado para este diseño es también el 11304-3S de montaje superficial de Anaren. Las susceptancias de compensación han sido incorporadas a la red de salida de los amplificadores 1 y 2. De forma similar al resto de diseños realizados en esta tesis, se han empleado bobinas de núcleo de aire de alto factor de calidad y condensadores cerámicos de Coilcraft y ATC, respectivamente. El amplificador de control se ha conectado al híbrido 90° a través de una línea de transmisión de 50 Ω. En la Figura IV.43 se muestra una fotografía de la implementación realizada donde se puede apreciar cómo se ha ajustado el tramo de línea requerido por medio de un conjunto de transiciones SMA.

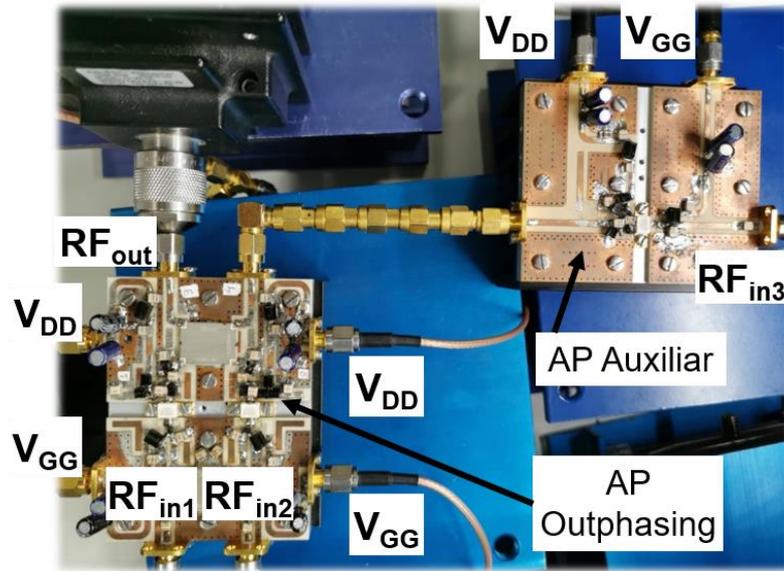


Figura IV.43 Fotografía del transmisor implementado.

Los resultados obtenidos se representarán teniendo en cuenta la eficiencia en drenador y la eficiencia total que se extraen siguiendo las expresiones expresiones (IV.11) y (IV.12), donde  $P_{DC_{123}}$  y  $P_{in_{123}}$  representan la potencia DC total y la potencia de entrada total a las ramas 1, 2 y 3, respectivamente,

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_{DC_{123}}} \quad (IV.11)$$

$$\eta_{total} = \frac{P_{out}}{P_{DC_{123}} + P_{in_{123}}} \quad (IV.12)$$

En la Figura IV.44 puede verse el *set-up* utilizado para la caracterización del transmisor. Para la generación de las dos señales desfasadas en cada rama del *outphasing* se ha usado el generador arbitrario M8190 de Keysight. Por otro lado, para inyectar la señal en el amplificador auxiliar se ha empleado un generador ESG de Agilent.

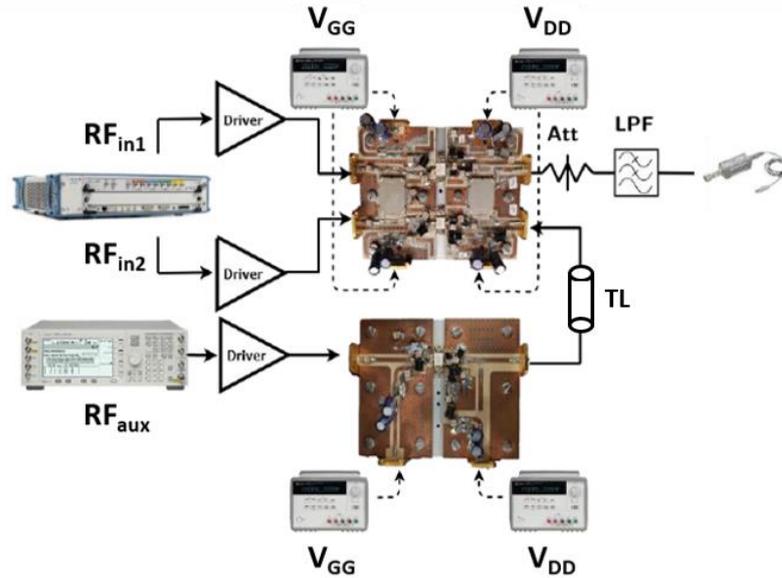


Figura IV.44 Set-up para la caracterización del transmisor LMBA.

De cara a explotar al máximo el rendimiento de este esquema se ha caracterizado siguiendo los modos de operación que se han denominado como lineal, *outphasing* y auxiliar o *peaking*:

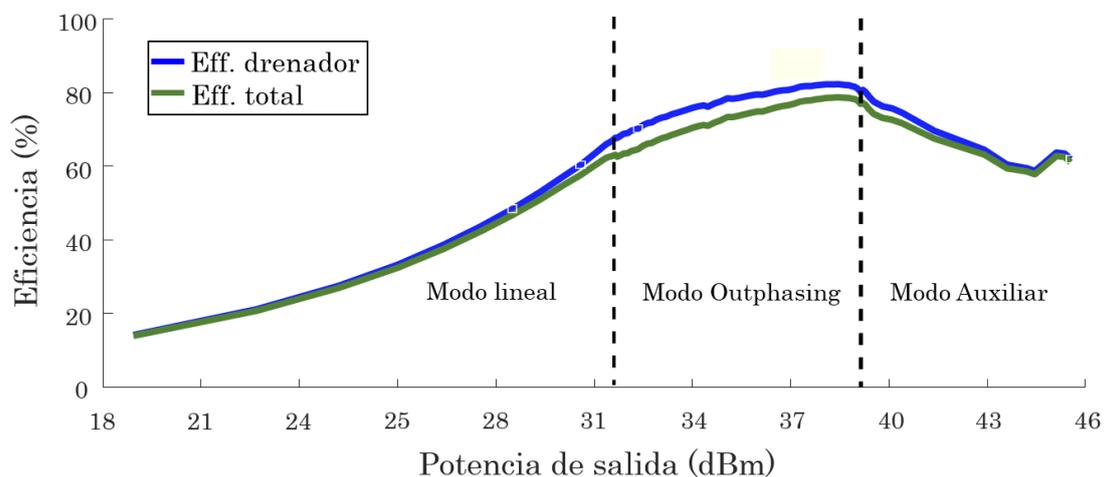
- Modo lineal: se realiza un barrido de la potencia de entrada de las señales de envolvente constante inyectadas en las dos ramas del amplificador *outphasing* con un desfase entre las ramas fijo y equivalente al punto en el que la eficiencia alcanza un valor del 60%. El amplificador de control permanece en estado OFF sin aplicar señal a su entrada.

- Modo *outphasing*: una vez alcanzado el valor de eficiencia de referencia (60%) se realiza un barrido en el *ángulo de outphasing* hasta alcanzar el máximo en la potencia de salida (38.9 dBm), manteniendo el nivel de potencia a la entrada fijo. El amplificador auxiliar se mantiene en estado OFF sin aplicar señal a su entrada. En este modo de operación es posible alcanzar una eficiencia total y en drenador del 79.4% y el 82.9%, respectivamente.

- Modo auxiliar: en el instante en el que se alcanza la potencia máxima de salida en el modo *outphasing*, el amplificador auxiliar entra a operar y se realiza un barrido en el nivel de potencia a su entrada que permite

aumentar la potencia de salida total del transmisor hasta los 45.7 dBm, lo que equivale a un rango extendido de 6.8 dB. Además, en este modo también se llevó a cabo el ajuste del *ángulo de outphasing* con el nivel de potencia de entrada para mejorar el perfil de eficiencia con la potencia de salida llegando a alcanzar valores de eficiencia en drenador del 80%, 70% y 60% para 9.5 dB, 13.3 dB y 15 dB por debajo de la potencia máxima, respectivamente.

En la Figura IV.45 se muestra el perfil de eficiencia en drenador y eficiencia total cuando se realiza el barrido completo. El conjunto de los modos lineal y outphasing conformaría una operación modo-mixto [9], tratada con anterioridad en este capítulo.



**Figura IV.45** Perfil de eficiencia y PAE frente a la potencia de salida.

Este dispositivo también fue caracterizado de forma dinámica con señales reales de comunicaciones, concretamente señales LTE con valores muy altos de PAPR. Para una señal de 5 MHz de ancho de banda, con un valor de PAPR de aproximadamente 12.65 dB, se midió una eficiencia promedio del 62%, en este caso con unos niveles de ACPR de -31 y -32 dBc. Lamentablemente, no se ha llegado a implementar un algoritmo de predistorsión con el que mejorar estos resultados y poder llegar a satisfacer los estrictos requisitos de linealidad del estándar LTE.

La Tabla IV.5 compara los resultados obtenidos con alguno de los transmisores multi-rama más representativos del estado del arte. A falta de trabajar en la linealización mediante DPD de la arquitectura, los resultados conseguidos son prometedores de cara a la reproducción de señales con valores de PAPR muy elevados (hasta unos 14 ó 15 dB). Al haberse utilizado amplificadores clase-E/F<sub>2</sub> de banda estrecha, sería necesario buscar una topología circuital alternativa de modo a poder explotarle también en operación banda ancha. Otra limitación vendría asociada a la necesidad de utilizar tres ramas, pero publicaciones recientes han demostrado la posibilidad de conseguir una operación *outphasing* [28] o una operación LMBA [29] (a la que se le parece el modo auxiliar) a partir de una única entrada de RF.

**Tabla IV.5** Comparativa con otros amplificadores GaN multi-rama del estado del arte.

<i>Ref.</i>	<i>Circuit type</i>	$f_0$ (GHz)	$\eta_{pico}$ (%)	$\eta_{f_0}$ @ 6dB/10dB/13dB OPBO (%)	$P_{out\_max}$ (W)	<i>Signal/PAPR</i> (dB)	$\eta_{pico}$ (%)	<i>ACLR</i> (dBc)
[21]	Doherty- <i>Outphasing</i>	0.58	77.7	76.5* / 74 / 64.5	131.8	LTE 10 MHz / 11.9	66.6	-50.3**
Este trabajo	IC LM <i>Outphasing</i>	0.7	83.2	82.75 / 79.3 / 65.21	37.4	LTE 5 MHz / 12.65	62	-31
[30]	Pseudo - Doherty LMBA	0.7	82	58* / 64 / 45*	15.8	LTE 10 MHz / 9.5	62	-24
[31]	Pseudo - Doherty LMBA	1.5 - 2.7	72	59* / 58 / 34*	19.9	LTE 10 MHz / 9.5	58	-25.8
[25]	Doherty- <i>Outphasing</i>	2.14	66	60* / 56* / 38.5*	112	-	-	-
[32]	4-stage Doherty	2.14	77	N.R.	100	WCDMA 3.84 MHz / 6.5	61	-31

\*Estimación gráfica

\*\*con DPD

## IV.4 Diseño de Convertidores Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia

Teniendo en cuenta las mejoras en eficiencia alcanzadas con los amplificadores basados en la continuidad de los modos clase-E bajo condiciones de carga variable presentadas en el apartado IV.2, resulta interesante el estudio de su circuito dual con inversión temporal, el rectificador, de cara a explotar la posibilidad de ser integrado, junto al inversor, en un convertidor resonante DC/DC doble clase-E/F<sub>2</sub>.

Para ello, se ha tenido en cuenta el estudio presentado en el apartado IV.1, donde se hace mención a las ecuaciones definidas por Acar [3] y Ozen [5] para el cálculo de los parámetros de diseño de topologías clase-E con valor finito de la inductancia de alimentación en corriente continua en función del parámetro  $q$  o desde la perspectiva de la terminación reactiva a ofrecer a la salida del dispositivo conmutador al segundo armónico, respectivamente.

En esta sección se proponen dos topologías convertidoras basadas en la operación clase-E/F<sub>2</sub>. La primera de ellas propone una red de terminación en drenador capaz de sintetizar la trayectoria óptima de modulación de la carga para aproximar la condición ZVS en un rango amplio de resistencias de carga para una topología  $q = 0$ . Por otro lado, se propone una red de interconexión entre el inversor y el rectificador que sintetiza la trayectoria óptima que corresponde con valores de impedancia cercanos a ser resistivos puros y que permitirá mejorar los perfiles de eficiencia frente a la resistencia de carga.

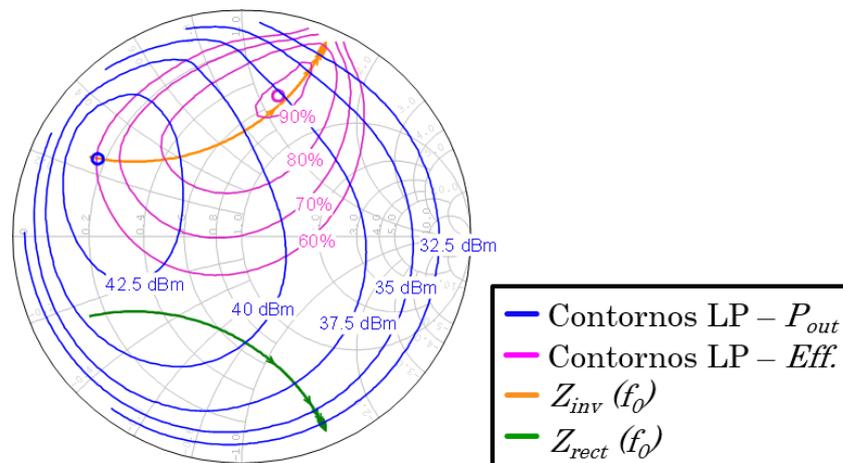
### IV.4.i. Diseño de un Convertidor Clase-E/F<sub>2</sub> de Alta Eficiencia a 700 MHz ( $q = 0$ )

Tomando como punto de partida el diseño del amplificador clase-E/F<sub>2</sub> del apartado IV.2, se decidió implementar un convertidor resonante DC-DC doble clase-E/F<sub>2</sub> insensible a la carga, integrando un amplificador de

potencia (inversor) y un rectificador operando en este mismo modo, ambos basados en la tecnología GaN HEMT. Además de que esta tecnología ofrece un valor muy bajo para el producto de la capacidad de salida y la resistencia en estado ON ( $R_{on} \cdot C_{out} = 1.5 \Omega \cdot pF$  para el dispositivo CGH35030F seleccionado), su elevada tensión de ruptura ( $> 120 V$ ) permite aliviar el estrés del transistor asociado al pico de la forma de onda de tensión típico de este modo de funcionamiento. Gracias al principio de dualidad con inversión temporal presentado en el apartado II.4.i, se implementó el rectificador clase-E/F<sub>2</sub> para, al conectarlo *back-to-back* con el inversor, obtener un convertidor resonante DC/DC a la frecuencia de 700 MHz. Dicho convertidor se encarga de transformar la tensión de entrada de DC en una tensión controlada de RF (parte inversora) para después transformarla de vuelta en la tensión de salida de DC deseada (parte rectificadora).

**Simulaciones *load-pull***

En la Figura IV.46, partiendo de las simulaciones realizadas a la hora de diseñar el amplificador de potencia clase-E/F<sub>2</sub>, se muestran los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida del amplificador junto con la trayectoria óptima de modulación de la carga del dispositivo amplificador y la correspondiente trayectoria de la impedancia ofrecida por el dispositivo rectificador, ambas referidas a su terminal de drenador.

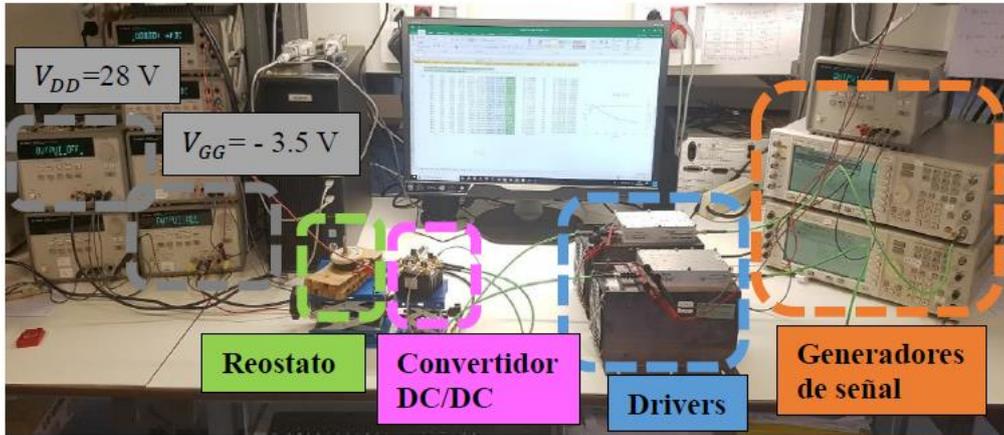


**Figura IV.46** Contornos de eficiencia y potencia de salida de la simulación realizada para el amplificador junto con trayectorias óptimas para el inversor y rectificador.



### Caracterización del convertidor

A la hora de caracterizar el convertidor se utilizó el *set-up* de la Figura IV.49.



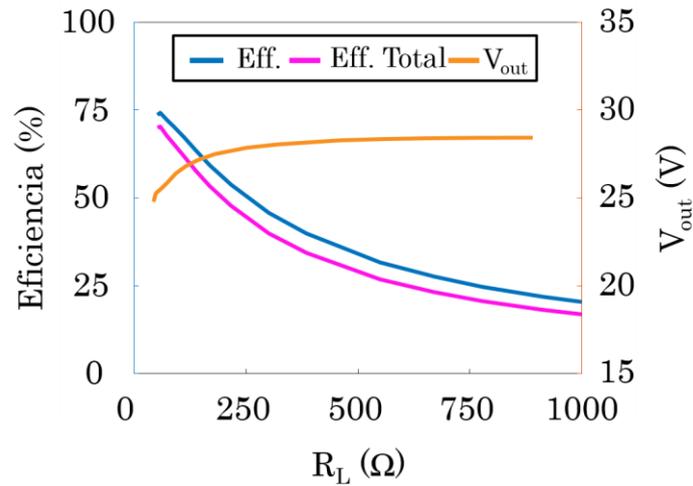
**Figura IV.49** *Set-up* utilizado para la caracterización del convertidor DC/DC clase-E/F<sub>2</sub><sup>2</sup> ( $q = 0$ ).

Tras sintonizar la diferencia de fase entre las señales de excitación en puerta requerida para asegurar la deseada operación síncrona del rectificador, se procedió a su caracterización estática. La Figura IV.50 muestra los perfiles de eficiencia y eficiencia total medidos en el laboratorio y que fueron calculados de acuerdo a las expresiones (IV.13) y (IV.14), junto con el perfil de la tensión de salida del convertidor frente a la variación de la resistencia de carga.

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{out}}{P_{in\_DC}} \quad (IV.13)$$

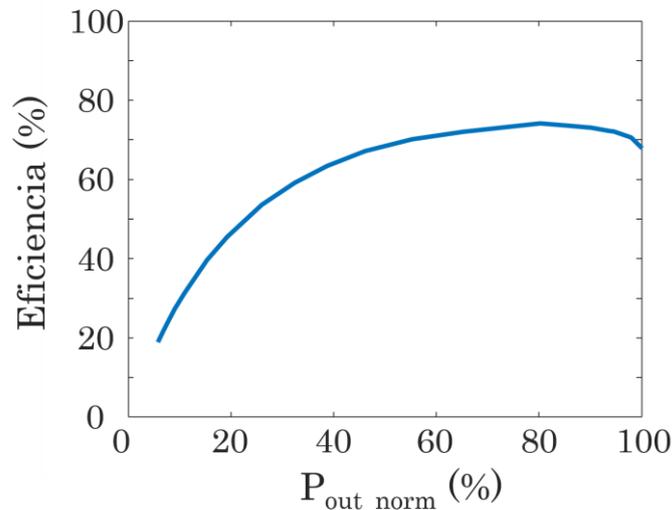
$$\eta_{total} = 100 \cdot \frac{P_{out}}{P_{in\_RF} + P_{in\_DC}} \quad (IV.14)$$

Se midió un pico de eficiencia cercano al 75% a 700 MHz para una resistencia de carga en DC de 59 ohmios, siendo la eficiencia total del sistema en ese punto del 70%. Además, se aprecia que la tensión de salida de DC se mantiene aproximadamente constante con la variación de la carga ( $V_{out} \approx 28\text{ V}$ ).



**Figura IV.50** Eficiencia y tensión de salida medida frente a la resistencia de carga para  $V_{DD} = 28$  V y  $f = 700$  MHz.

Además, la eficiencia del convertidor se mantiene por encima del 60% hasta un 35% de la potencia nominal de salida (13.4 W) como se muestra en la Figura IV.51.



**Figura IV.51** Eficiencia medida frente a la potencia de salida normalizada.

#### IV.4.ii. Diseño de un Convertidor Resonante DC/DC Clase-E/F<sub>2</sub> Alternativo de Alta Eficiencia a 700 MHz

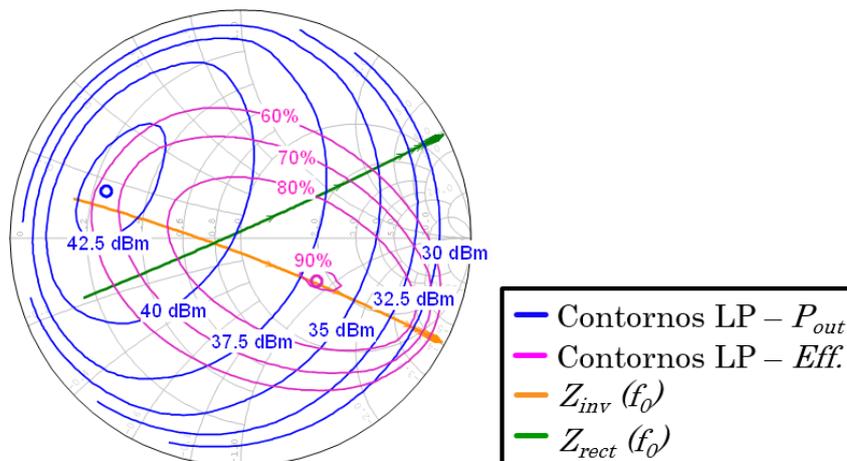
Para el diseño de este convertidor se parte también de la topología utilizada para el diseño del amplificador clase-E/ F<sub>2</sub> (sección IV.2). En este caso, sin embargo, se presenta un convertidor resonante DC/DC doble clase-

E/F<sub>2</sub> para una topología que proporciona una trayectoria óptima cerca del eje resistivo de impedancias.

### Simulaciones *load-pull*

Evidentemente, ha sido necesario modificar algunos elementos de la red de salida y la vía de polarización con respecto al convertidor diseñado en el apartado anterior. Siguiendo el esquemático presentado en la Figura IV.53a, la bobina  $L_{b2}$  ha sido modificada en concordancia con la variación deseada en las trayectorias de las impedancias, función del parámetro  $q$ . De esta forma, los contornos *load-pull* de eficiencia y potencia de salida han sido reorientados hasta situarlos próximos al eje real de la Carta de Smith. Calculando el valor de  $q$  para el que se consiguió la reorientación deseada de los contornos (no se ha encontrado un análisis teórico de este valor en una topología clase-E/F<sub>2</sub>) resultó ser inferior al valor  $q = 1.3$  calculado en [14] para un amplificador clase-E con bobina finita de alimentación. Por otra parte, también ha sido necesario realizar modificaciones en la red de salida con el fin de obtener la nueva trayectoria óptima de modulación de la carga que encaje con los nuevos contornos obtenidos en simulación.

En la Figura IV.52 se muestran los resultados de las simulaciones para esta nueva topología junto con las trayectorias óptimas del amplificador y el rectificador.

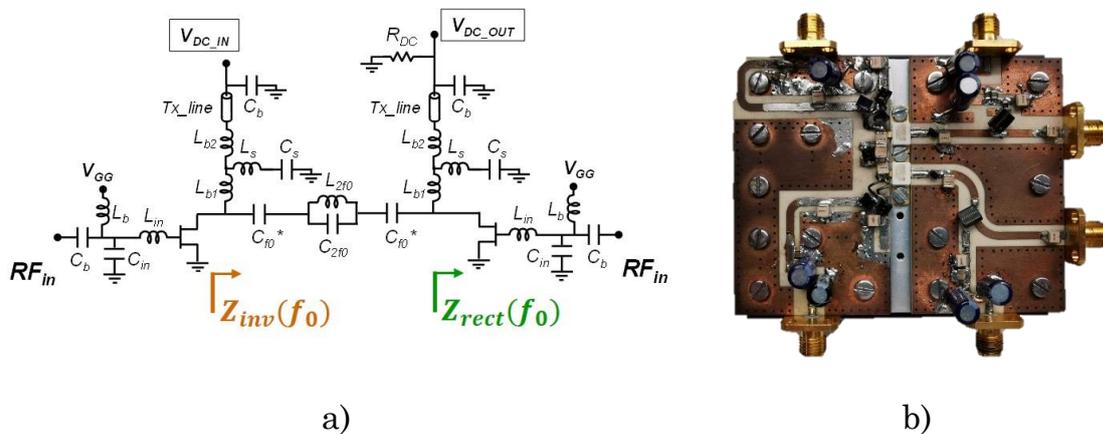


**Figura IV.52** Contornos de eficiencia y potencia de salida de la simulación realizada para el amplificador junto con las trayectorias óptimas de impedancia en el terminal de drenador para el inversor y el rectificador.

Los valores de impedancia de estas trayectorias estarán próximos al eje real de la Carta de Smith, permitiendo de esta forma reducir el número de elementos a utilizar en la red de interconexión entre el inversor y el rectificador y, por lo tanto, evitando las pérdidas en sus resistencias equivalentes en serie y por ende mejorando los perfiles de eficiencia frente a las variaciones de la resistencia de carga.

### Implementación del convertidor

En la Figura IV.53a se muestra el esquemático de esta variante de convertidor resonante DC/DC junto a una fotografía de su implementación en b.

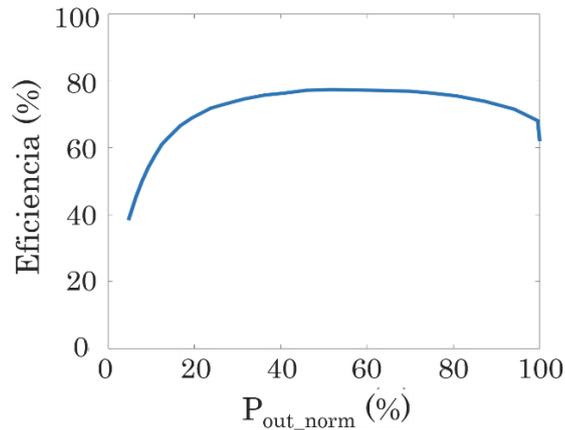


**Figura IV.53** a) Esquemático del convertidor doble clase-E/F<sub>2</sub> alternativo y b) fotografía de la implementación.

La red de interconexión utilizada en esta topología permite la transformación de la impedancia  $Z_{rect}$  en la deseada  $Z_{inv}$  (ver Figura IV.52).

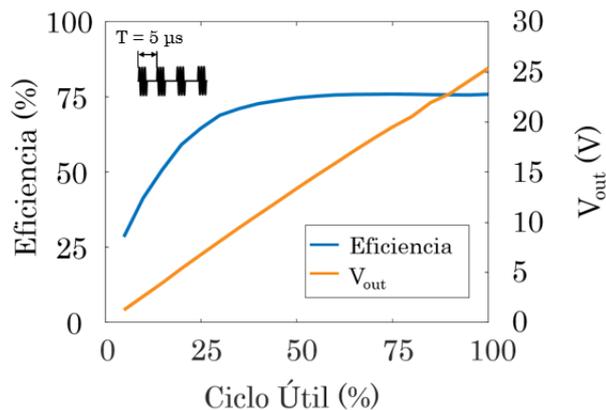
### Caracterización del convertidor

La Figura IV.54 muestra el perfil de eficiencia frente a la potencia de salida normalizada a su valor máximo o nominal. La eficiencia del convertidor se mantiene por encima del 60% hasta un 12% de la potencia nominal de salida (17.8 W).



**Figura IV.54** Eficiencia medida frente a la potencia de salida normalizada.

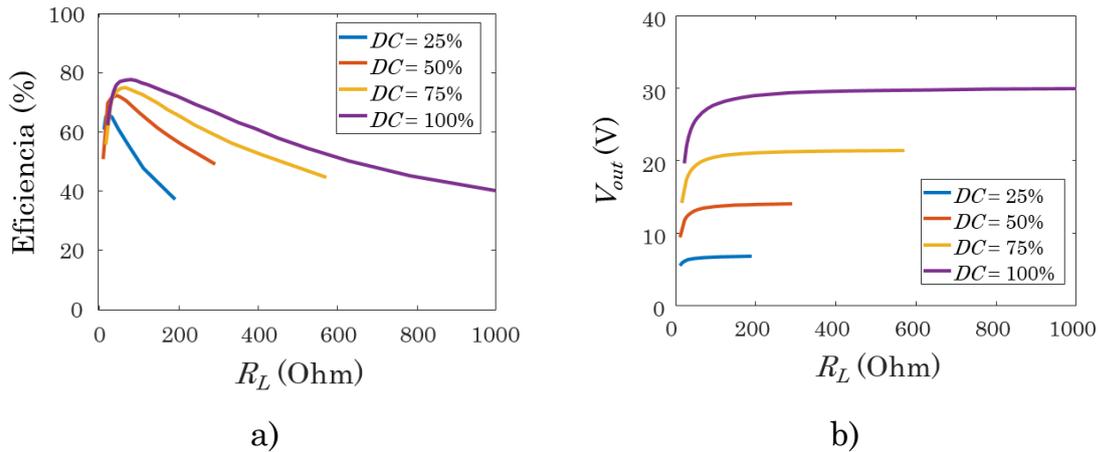
Para este convertidor fue implementada una técnica ON/OFF (excitación de puerta con ráfagas de portadora) para el control de la tensión de salida [34], excitando el rectificador con una señal en puerta debidamente sincronizada [35].



**Figura IV.55** Eficiencia y tensión de salida medida frente al ciclo útil de la envolvente.

En la Figura IV.55 se muestra la evolución de la tensión de salida y la eficiencia frente al ciclo de trabajo, para una frecuencia de repetición de 200 kHz (envolvente de la señal de conmutación a 700 MHz). Se consiguió obtener una eficiencia pico del 77.5% para un ciclo útil del 100%, con una evolución del perfil de la tensión de salida muy lineal.

A continuación, en la Figura IV.56, se ha representado la evolución de la eficiencia y la tensión de salida frente a la impedancia de carga para distintos valores del ciclo de trabajo.



**Figura IV.56** a) Eficiencia y b) tensión de salida medida frente a la resistencia de carga para distintos valores del ciclo de trabajo.

A la vista de estos resultados, este convertidor resonante podría ser utilizado en aplicaciones de alta velocidad como la reproducción de las fuertes variaciones en el tiempo de las envolventes de señal a manejar en las topologías actuales de transmisión inalámbrica, como en el caso de ET o de técnicas híbridas ET/EER.

## IV.5 Referencias

- [1] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [2] 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. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [3] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," IEEE Trans. Circ. & Syst.- I: Reg. Papers, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [4] R. Zulinski, J. Steadman, "Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite dc-feed inductance", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-34, no. 9, pp. 1074-1087, Sep. 1987.
- [5] M. Ozen, R. Jos and C. Fager, "Continuous Class-E Power Amplifier Modes," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 59, no. 11, pp. 731-735, Nov. 2012.
- [6] D. Vegas, J. Perez-Cisneros, M. N. Ruiz and J. A. García, "UHF Class E/F2 Outphasing Transmitter for 12 dB PAPR Signals," IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Boston, MA, USA, June 2019.
- [7] M. Iwadare, S. Mori, K. Ikeda, "Even harmonic resonant class E tuned power amplifier without RF choke" Electron. Commun. Japan, pt. 1, vol. 79, no. 1, 1996.

- 
- [8] S. D. Kee, I. Aoki, A. Hajimiri and D. Rutledge, "The class-E/F family of ZVS switching amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.51, no. 6, pp. 1677-1690, June 2003.
- [9] L. C. N. de Vreede et. al., "Outphasing Transmitters, Enabling Digital like Amplifier Operation with High Efficiency and Spectral Purity," *IEEE Communications Mag.*, vol.53, no.4, pp.216-225, April 2015.
- [10] A. Molina, K. Rajamani and K. Azadet, "Digital Predistortion Using Lookup Tables With Linear Interpolation and Extrapolation: Direct Least Squares Coefficient Adaptation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 65, no. 3, pp. 980-987, March 2017.
- [11] D. Vegas et. al., "UHF class-E power amplifier design for wide range variable resistance operation," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, USA, June 2018, pp. 1-4.
- [12] M. Pampín et al., "Outphasing combiner synthesis from transistor load pull data," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, USA, May 2015, pp. 1-4.
- [13] T. W. Barton and D. J. Perreault, "Four-way microstrip-based power combining for microwave outphasing power amplifiers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 10, pp. 2987-2998, Oct. 2014.
- [14] D. A. Calvillo-Cortes et al., "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.
- [15] T. Cappello, et.al., "Multilevel supply-modulated Chireix outphasing with continuous input modulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 65, no. 12, pp. 5231-5243, Dec. 2017.
- [16] D. J. Perreault, "A new power combining and outphasing modulation system for high-efficiency power amplification," *2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seattle, WA, 2010, pp. 441-444.
- [17] A. S. Jurkov, L. Roslaniec and D. J. Perreault, "Lossless Multiway Power Combining and Outphasing for High-Frequency Resonant Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1894-1908, April 2014.
- [18] T. W. Barton, J. L. Dawson and D. J. Perreault, "Experimental Validation of a Four-Way Outphasing Combiner for Microwave Power Amplification," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 28-30, Jan. 2013.
- [19] T. W. Barton, A. S. Jurkov, P. H. Pednekar and D. J. Perreault, "Multi-Way Lossless Outphasing System Based on an All-Transmission-Line Combiner," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1313-1326, April 2016.
- [20] A. Cordero, "Topologías para la Amplificación Eficiente en un Rango Elevado de Potencia", *Trabajo Final de Carrera*, Universidad de Cantabria, Octubre 2019.
- [21] A. Yamaoka, T. M. Hone and K. Yamaguchi, "70% efficient dual-input Doherty-outphasing power amplifier for large PAPR signals," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, Boston, MA, USA, June 2019.

- [22] M. Özen, M. van der Heijden, M. Acar, R. Jos, and C. Fager, "A Generalized Combiner Synthesis Technique for Class-E Outphasing Transmitters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 64, no. 5, pp. 1126–1139, May 2017.
- [23] M. P. van der Heijden, M. Acar, J. S. Vromans and D. A. Calvillo-Cortes, "A 19W high-efficiency wide-band CMOS-GaN class-E Chireix RF outphasing power amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, 2011.
- [24] C. Liang, T. Niubó-Alemán, Y. Hahn, P. Roblin and J. A. Reynoso-Hernández, "Optimal Two-Way Hybrid Doherty-Outphasing Power Amplifier," *2020 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR)*, San Antonio, TX, USA, 2020.
- [25] A. R. Qureshi, M. Acar, J. Qureshi, R. Wesson and L. C. N. de Vreede, "A 112W GaN dual input Doherty-Outphasing Power Amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, San Francisco, CA, 2016.
- [26] R. Ogasawara, Y. Takayama, R. Ishikawa and K. Honjo, "A 3.9-GHz-Band Outphasing Power Amplifier with Compact Combiner Based on Dual-Power-Level Design for Wide-Dynamic-Range Operation," *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA, 2020.
- [27] R. Quaglia and S. Cripps, "A load modulated balanced amplifier for telecom applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 66, no. 3, pp. 1328–1338, March 2018.
- [28] T. W. Barton and D. J. Perreault, "Theory and Implementation of RF-Input Outphasing Power Amplification," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4273–4283, Dec. 2015.
- [29] P. H. Pednekar, E. Berry and T. W. Barton, "RF-Input Load Modulated Balanced Amplifier with Octave Bandwidth," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 65, no. 12, pp. 5181–5191, Dec. 2017.
- [30] Y. Cao and K. Chen, "Dual-Octave-Bandwidth RF-Input Pseudo-Doherty Load Modulated Balanced Amplifier with  $\geq 10$ -dB Power Backoff Range," *IEEE/MTT-S Int. Microw. Symp (IMS)*, LA, CA, USA, 2020.
- [31] Y. Cao and K. Chen, "Pseudo-Doherty Load-Modulated Balanced Amplifier with Wide Bandwidth and Extended Power Back-Off Range," *IEEE Tran. Microw. Theory and Tech.*, vol. 68, no. 7, pp. 3172–3183, July 2020.
- [32] A. Grebennikov, "A high-efficiency 100-W four-stage Doherty GaN HEMT power amplifier module for WCDMA systems," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Baltimore, MD, USA, June 2011, pp. 1–4.
- [33] 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.
- [34] D. J. Perreault, H. Jingying, J. M. Rivas, H. Yehui, O. Leitermann, R. C. N. Pilawa-Podgurski, A. Sagneri and C. R. Sullivan, "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," *2009 Applied Power Elect. Conf. and Exp. (APEC)*, pp. 1–14, March 2009.
- [35] J. A. García, R. Marante, and M. N. Ruiz, "GaN HEMT Class E<sup>2</sup> Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 4220–4229, Dec. 2012.

# Capítulo V

# Conclusiones y

# Líneas Futuras

---

A modo resumen, de cara a resaltar las prestaciones conseguidas con los diseños propuestos en esta tesis doctoral en cuanto a las topologías amplificadoras, transmisoras y convertidoras y, más concretamente a lo relacionado con su eficiencia energética, en este capítulo se presentan algunas conclusiones alcanzadas y varias comparativas con otros muy buenos resultados encontrados en el estado del arte. Además, también se presentan algunas líneas futuras a seguir de cara a continuar mejorando los resultados obtenidos hasta la fecha.

## V.1 Conclusiones

Con el objetivo siempre presente de mejorar el compromiso linealidad – eficiencia de los actuales sistemas de comunicación inalámbrica, en esta tesis doctoral se han presentado diferentes topologías mediante las que se han obtenido resultados que podrían, humildemente, ser comparados con muchos otros considerados en el estado del arte.

Para ello, en todos los trabajos presentados se ha seleccionado el mismo dispositivo para la implementación de los circuitos de alta eficiencia, concretamente el transistor GaN HEMT CGH35030F de Wolfspeed. Teniendo esto en cuenta, en primer lugar, se decidió desarrollar un modelo muy simplificado de tipo conmutador para dicho dispositivo con el objetivo de ser empleado para el diseño de amplificadores de potencia clase-E

insensibles a la carga. Dicho modelo, permite además evaluar el comportamiento del transistor cuando es usado en un circuito rectificador y, determinar los principales mecanismos de pérdidas que servirán de ayuda a la hora de mejorar el rendimiento en términos de eficiencia de las topologías implementadas.

En este sentido, merece la pena destacar los resultados obtenidos por los amplificadores de potencia presentados. Siguiendo la organización que se ha propuesto para este trabajo, para el caso del AP clase-E presentado en la sección III.2.i, se midió un pico de eficiencia a la frecuencia de trabajo (750 MHz) del 85%, con una potencia de salida de 41.7 dBm. Además, el perfil de eficiencia y PAE permanecen por encima del 75% y 70%, a lo largo de 150 MHz y 100 MHz de ancho de banda, respectivamente. Mediante este amplificador también se obtuvieron muy buenos resultados de eficiencia frente al *back-off* de potencia de salida, llegándose a medir valores de 76% y 70% para 9.6 dB y 10 dB, respectivamente. Para el caso del AP también clase-E de la sección III.2.ii, diseñado a la frecuencia de 915 MHz, se obtuvo una eficiencia pico de 82% y una potencia máxima de 39.8 dBm y se midió una eficiencia del 73% para una potencia 7 dB por debajo de la máxima.

Por otra parte, tras el estudio realizado sobre los modos continuos clase-E, se implementó un AP clase-E/F<sub>2</sub> capaz de conseguir mejores resultados que los alcanzados por sus homólogos clase-E. En este caso se midió una eficiencia pico del 85.2% a 700 MHz y un máximo en la potencia de salida de 44.3 dBm. Además, merece la pena destacar los resultados obtenidos en cuanto a control de la eficiencia con la variación de la potencia de salida. Se han medido eficiencias del 80% y el 70% para valores de *back-off* de potencia de salida de 9 dB y 12.7 dB, respectivamente.

**Tabla V.1** Comparativa de amplificadores de potencia clase-E en el estado de la técnica.

<i>Ref.</i>	$f_o$ (GHz)	$\eta_{pico}$ (%)	<i>PAE</i> (%)	$P_{out\_max}$ (W)
[1]	0.00678	>90%	N.R.	16
[2]	0.0073	90.1	N.R.	300
[3]	0.01356	95	94.6	31
[4]	0.014	91	N.R.	13.4
[5]	0.027	89.6	N.R.	13.8
[6]	0.02712	>90	N.R.	25
[7]	0.37	87	84	45
[8]	0.434	80.7	78.6	36.9
[9] AP clase-E/F <sub>2</sub> (IV.2)	0.7	85.2	84	26.9
[10] AP clase-E (III.2.i)	0.75	85	82	13.8
[11]	0.77	87.5	85.5	10.5
[12]	0.8	87.8	80.6	48.9
[13]	0.9	87.9	86.8	12.3
[14] AP clase-E (III.2.ii)	0.915	82	81.25	9.5
[15]	1.19	75	74	15
[16]	1.275	81	73	10

Para conseguir el manejo de señales de comunicaciones con alto nivel de PAPR, en este trabajo se han llevado a cabo diferentes implementaciones de transmisores *outphasing* de alta eficiencia, tanto clase-E como clase-E/F<sub>2</sub>.

En el caso del transmisor *outphasing* clase-E descrito en la sección III.3.i, se obtuvo un perfil estático de la eficiencia frente a la variación del *ángulo de outphasing* con un gran rango dinámico, obteniéndose valores de eficiencia del 80% y 70% a un *back-off* de potencia de 6 dB y 10 dB, respectivamente. Además, se demostró su capacidad para transmitir una señal LTE de 1.4 MHz de 9.6 dB de PAPR, con una eficiencia promedio del 52.5%, cumpliendo los estrictos requisitos de linealidad.

También se implementó un transmisor *outphasing*, en este caso operando en la clase-E/F<sub>2</sub> de amplificación (ver sección IV.3.i), con el que se han

llegado a medir eficiencias de 66.7% y 64% a valores 10 dB y 13 dB por debajo de la potencia máxima de salida, respectivamente. Además, se verificó su uso con señales LTE de 1.4 MHz y 11.8 dB de PAPR y 10 MHz y 12.2 dB, llegándose a alcanzar eficiencias promedio del 57.6% y 46%, respectivamente.

Aprovechando también la continuidad de los modos clase-E, en la sección IV.3.ii se ha presentado un transmisor *outphasing* de 4 ramas capaz de obtener una eficiencia del 70% a 8 dB de *back-off* de potencia de salida. Los resultados obtenidos en simulación aspiraban a mejorar el rendimiento en eficiencia de las topologías anteriores al conseguir evitar las zonas donde las trayectorias de modulación mutua de la carga se alejan de la zona óptima, sin embargo, tras su implementación, el perfil de eficiencia se degradó para valores altos de potencia de salida relativa.

Continuando con la búsqueda de soluciones capaces de ofrecer prestaciones adicionales como un mayor ancho de banda, capacidad de reconfigurabilidad en frecuencia u operación multi-banda, integrabilidad en arquitecturas más complejas, etc. se decidió diseñar un transmisor *outphasing* que utiliza un acoplador híbrido como combinador no aislado. Se midieron eficiencias del 74%, 70% y 35% para 6 dB, 10 dB y 13 dB, respectivamente.

Por último, en la sección IV.3.iv se presenta una topología combinada de tipo LMBA que permite extender el rango de potencias en el que se consigue mantener una eficiencia elevada. Gracias al uso de un amplificador auxiliar, junto con un transmisor *outphasing*, se ha conseguido medir una eficiencia del 60% para 15 dB de *back-off* de potencia de salida.

En la Tabla V.2, pueden verse comparadas estas implementaciones con otros transmisores *outphasing* en el estado de la técnica.

**Tabla V.2** Comparativa de transmisores en el estado de la técnica.

<i>Ref.</i>	$f_0$ (GHz)	$\eta_{f_0}$ @ 6dB/10dB/13dB OPBO (%)	$P_{out,max}$ (W)	Señal/PAPR (dB)	$\eta_{avg}$ (%)
[17]	0.58	$\approx 68 / \approx 74 / \approx 66$	131.8	10 MHz LTE / 11.9	66.6
[18] Outphasing clase-E (III.3.i)	0.7	80 / 70 / 40	60	1.4 MHz LTE / 9.6	52.5
[9] Outphasing clase-E/F <sub>2</sub> (IV.3.i)	0.7	66.3 / 66.7 / 64	47.75	1.4 MHz LTE / 11.8	57.6
				10 MHz LTE / 12.2	46.6
Outphasing 4 ramas clase-E/F <sub>2</sub> (IV.3.ii)	0.7	70	87.73	N.R.	N.R.
Outphasing clase-E/F <sub>2</sub> (híbrido) (IV.3.iii)	0.7	74 / 70 / 35.4	17.4	N.R.	N.R.
LMBA (IV.3.iv)	0.7	75 / 75 / 65	40	N. R.	N. R.
[19]	0.77	75 / 70 / 50	33.8	1.4 MHz LTE / 9.6	57.5
[20]	0.77	80 / 47 / 20	53.7	5 MHz WCDMA / 5.1	70.48 (ACLR=37 dBc)
	0.96	72 / 43 / 20	39.8	5 MHz WCDMA / 5.1	68.62 (ACLR=34.5 dBc)
[21]	0.9	80 / 70 / 37	24	3.84 MHz WCDMA / 6.7	>70
[22]	1.95	70 / 65 / $\approx 40$	19	3.84 MHz WCDMA / 9.6	54.5
[23]	2.1	$\approx 40 / \approx 40^* / \approx 30^*$	29.2	20 MHz LTE / 9	55
[24]	2.14	55 / - / -	50	3.84 MHz WCDMA / 3.47	57 (ACLR=36.6 dBc)
[25]	2.14	50 / 48 / 40	90	3.84 MHz WCDMA / 9.6	51
[26]	2.14	57 / 44 / 35	95	3.84 MHz WCDMA / 6.18	65 (ACLR=27 dBc)
[27]	2.14	60 / 50 / 40	110	3.84 MHz WCDMA / 9.15	55.6 (ACLR=33 dBc)
[28]	2.14	58 / 56 / 43	112	N. R.	N. R.
[29]	2.14	60 / 45 / 35	105	3.84 MHz WCDMA / 9.15	54.5 (ACLR=34.2 dBc)
[30]	2.3	60 / 55 / 40	70.6	3.84 MHz WCDMA / 9.6	53.5
[31]	9.7	$\approx 52 / \approx 48 / \approx 45$	5	1.4 MHz LTE / 9.3	38 (ACLR=41.6 dBc)
				10 MHz LTE / 11.3	25.6 (ACLR=31.5 dBc)

\* PAE

Otra topología relevante que ha sido desarrollada en este trabajo es el convertidor resonante DC/DC en UHF. En primer lugar, se implementó un convertidor DC/DC clase-E<sup>2</sup> a 700 MHz invariante con la carga. Mediante este dispositivo se consiguió medir una eficiencia máxima del 78% para una resistencia de carga de 65  $\Omega$ . Además, la eficiencia se mantiene por encima del 60% hasta un 30% de la potencia nominal de salida de DC (10 W).

Por otra parte, tras la implementación de topologías muy eficientes por medio de la utilización de los modos continuos clase-E, se implementaron dos convertidores resonantes DC/DC doble clase-E/F<sub>2</sub> utilizando dos topologías diferentes. Por un lado, siguiendo con la nomenclatura utilizada en la sección IV.1 cuando se presentaban la continuidad de los modos clase-E, se diseñó una topología de tipo  $q = 0$  mediante la cual se midió un pico de eficiencia cercano al 75% a 700 MHz para una resistencia de 59 ohmios, siendo la eficiencia total del sistema en ese punto del 70%. Además, se aprecia que la tensión de salida de DC se mantiene aproximadamente constante con la variación de la carga ( $V_{out} \approx 28$  V). Por otro lado, con la intención de simplificar la red de interconexión entre el inversor y el rectificador y también mejorar el rendimiento en términos de eficiencia, se diseñó e implementó un convertidor resonante DC/DC doble clase-E/F<sub>2</sub> alternativo que corresponde con valores de impedancia cercanos a resistivos puros y con el que se obtuvo una eficiencia pico de eficiencia cercano al 77.5% para una resistencia de 80 ohmios. Además, la tensión de salida de DC se mantiene aproximadamente constante alrededor de los 29 V. Además, este convertidor presenta un amplio rango de control de la tensión de salida con el ciclo útil de la envolvente.

En la Tabla V.3, se muestran los resultados de eficiencia y potencia de salida para distintos convertidores de alta frecuencia en el estado de la técnica, siendo las filas destacadas las de los implementados en esta tesis.

**Tabla V.3** Comparativa convertidores DC/DC de alta frecuencia en el estado de la técnica.

<i>Ref.</i>	<i>f<sub>o</sub> (GHz)</i>	<i>P<sub>out_max</sub> (W)</i>	<i>η (%)</i>
[32]	0.020	16	95
[33]	0.025	68	96.5
[34]	0.03	220	87.5
[35]	0.1	7	91
[36]	0.11	25	86
[37]	0.233	0.55	82
Convertidor resonante DC/DC clase-E <sup>2</sup> (III.4.i)	0.7	10.2	78
Convertidor resonante DC/DC doble clase-E/F2 (q=0) (IV.4.i)	0.7	13.4	74.2
Convertidor resonante DC/DC doble clase-E/F2 (q=1.3) (IV.4.ii)	0.7	16	75.3
[38]	0.78	11.5	72
[39]	1	8.5	76.7
[40]	1.2	5	75
[41]	4.5	0.053	64

Con todo ello, se puede concluir que se han cumplido los objetivos planteados, logrando implementar un gran número de topologías para la mejora de la eficiencia energética en comunicaciones móviles y en el ámbito de la electrónica de potencia, habiendo proporcionado novedosos diseños, competitivos con los existentes en la literatura reciente. Este trabajo no destaca por sus avances desde el punto de vista teórico, en tanto los objetivos se centraban en la implementación de soluciones prácticas y novedosas que pudiesen ofrecer figuras de mérito cercanas al estado de la técnica, enfocándose especialmente en el diseño de transmisores de comunicaciones inalámbricas, llegándose incluso a formalizar ciertos acuerdos con empresas internacionales punteras en el sector de las telecomunicaciones.

## V.2 Líneas Futuras

El diseño de arquitecturas de transmisión eficientes es cada más desafiante, al tener que manejar señales espectralmente eficientes con valores de potencia pico a potencia promedio sin precedentes.

Asimismo, la conversión de potencia en alta frecuencia también presenta ventajas aprovechables en la electrónica de potencia, donde se buscan implementaciones de menor tamaño, sin renunciar a un buen comportamiento en eficiencia.

En este sentido, las principales líneas futuras que se plantean tras los resultados obtenidos en esta tesis doctoral pueden resumirse en los siguientes puntos:

- Implementación de amplificadores clase-E en bandas de frecuencia superiores y/o con mayores anchos de banda, con perfiles de eficiencia que permanezcan altos frente a la variación de la impedancia de carga. De este modo, serían óptimos para su uso en transmisores basados en la modulación de la carga, como los esquemas *outphasing*, proporcionando una alta eficiencia en *back-off*.
- Estudiar la posibilidad de explotar los modos continuos clase-E para mejorar el comportamiento en eficiencia para valores altos de *back-off* de potencia de salida al operar en bandas superiores con dispositivos con peores prestaciones en cuanto a  $R_{on}$ , contribución de parásitos reactivos en su esquema equivalente, o menor tensión de ruptura.
- Utilización de las soluciones mencionadas en los dos primeros puntos para el diseño de topologías transmisoras con técnicas combinadas que permitan manejar señales con altos valores de PAPR como los utilizados en los nuevos y futuros estándares de comunicación.

- Plantear el uso de amplificadores de alta eficiencia frente a la variación de la carga, junto con la implementación de su dual (rectificador clase-E), para la obtención de un convertidor DC/DC resonante, de forma que la tensión a la salida del mismo tienda a un valor constante con el aumento de la resistencia de carga. Esta característica habría de combinarse con un mecanismo alternativo de control de la tensión de salida que ofrezca una respuesta dinámica mucho mejor en términos de ancho de banda y *slew rate* que el control tipo ON/OFF.
- Mejora de las estrategias de predistorsión digital (DPD), para la mejora de la linealidad de los transmisores, así como la implementación de técnicas híbridas en los transmisores *outphasing*.

## V.3 Referencias

- [1] S. Liu, M. Liu, S. Yang, C. Ma and X. Zhu, "A Novel Design Methodology for High-Efficiency Current-Mode and Voltage-Mode Class-E Power Amplifiers in Wireless Power Transfer systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4514-4523, June 2017.
- [2] D. J. Kessler and M. K. Kazimierczuk, "Power losses and efficiency of class-E power amplifier at any duty ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 51, no. 9, pp. 1675-1689, Sept. 2004.
- [3] P. Srimuang, N. Puangngernmak and S. Chalermwisutkul, "13.56 MHz class E power amplifier with 94.6% efficiency and 31 watts output power for RF heating applications," *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Nakhon Ratchasima, 2014.
- [4] W. Saito *et al.*, "Demonstration of 13.56-MHz class-E amplifier using a high-Voltage GaN power-HEMT," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 27, no. 5, pp. 326-328, May 2006.
- [5] W. Saito *et al.*, "380v/1.9A GaN power-HEMT: current collapse phenomena under high applied voltage and demonstration of 27.1 MHz class-E amplifier," *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest.*, pp. 586-589, Washington, DC, 2005.
- [6] L. Roslaniec, A. S. Jurkov, A. A. Bastami and D. J. Perreault, "Design of Single-Switch Inverters for Variable Resistance/Load Modulation Operation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3200-3214, June 2015.

- [7] N. D. Lopez, J. Hoversten, M. Poulton, and Z. Popović, "A 65-W high efficiency UHF GaN power amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2008.
- [8] J. Cumana, A. Grebennikov, G. Sun, N. Kumar, and R. H. Jansen, "An extended topology of parallel-circuit class-E power amplifier to account for larger output capacitances," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 59, no. 12, pp. 3174–3183, Dec. 2011.
- [9] D. Vegas, J. Perez-Cisneros, M. N. Ruiz and J. A. García, "UHF Class E/F2 Outphasing Transmitter for 12 dB PAPR Signals," *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 71-74, Boston, MA, USA, 2019.
- [10] D. Vegas, F. Moreno, M. N. Ruiz, J.A. García, "Efficient Class-E Power Amplifier for Variable Load Operation," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, April 2017.
- [11] M. N. Ruiz Lavín, "Diseño de topologías rectificadoras e inversoras clase E basadas en tecnologías GaN HEMT y E-pHEMT para aplicaciones de transmisión inalámbrica y reciclado de energía", *Ph.D. dissertation*, Dept. of Communications Engineering, University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 2017.
- [12] A. Al Tanany, A. Sayed, and G. Boeck, "Broadband GaN switch mode class E power amplifier for UHF applications," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 761–764. Jun 2009.
- [13] J. de Cos, A. Suárez and J. A. García, "Hysteresis and Oscillation in High-Efficiency Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4284-4296, Dec. 2015.
- [14] J. A. García, S. Calvo, D. Vegas, M.N. Ruiz, "Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable," *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2017.
- [15] F. Y. Ng-Molina, T. M. Martin-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa, J. A. Garcia, and J. Mata-Contreras, "GaN transistor-based class E power amplifier for the low L-band," *Integr. Nonlinear Microw. Millimetre-Wave Circuits Workshop*, Vienna, Austria, Apr. 2011.
- [16] C. Florian, A. Musio, A. F. Scappaviva, R. P. Paganelli, and M. Feudale, "Design of and band class E power amplifiers with GaAs pHEMT technology for space SAR," *IEEE Int. RF Microw. Conf., Seremban, Negeri Sembilan, Malaysia*, pp. 47–350, Dec. 2011.
- [17] A. Yamaoka, T. M. Hone and K. Yamaguchi, "70% efficient dual-input Doherty-outphasing power amplifier for large PAPR signals," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, Boston, MA, USA, June 2019.
- [18] D. Vegas et. al., "UHF class-E power amplifier design for wide range variable resistance operation," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, USA, June 2018, pp. 1-4.

- [19] R. Marante, M. A. Ruiz and J. A. García, "A UHF outphasing transmitter based on class E power amplifiers," *2012 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits*, Dublin, 2012, pp. 1-3.
- [20] M. N. Ruiz, R. Morante, L. Rizo, J. A. García, P. L. Gilabert and G. Montoro, "A dual-band outphasing transmitter using broadband class E power amplifiers," *2014 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC)*, Leuven, 2014.
- [21] M. Özen, M. van der Heijden, M. Acar, R. Jos, and C. Fager, "A Generalized Combiner Synthesis Technique for Class-E Outphasing Transmitters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 64, no. 5, pp. 1126–1139, May 2017.
- [22] M. P. van der Heijden, M. Acar, J. S. Vromans and D. A. Calvillo-Cortes, "A 19W high-efficiency wide-band CMOS-GaN class-E Chireix RF outphasing power amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, 2011.
- [23] M. Pampín et al., "Outphasing combiner synthesis from transistor load pull data," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, USA, May 2015.
- [24] T. W. Barton, J. L. Dawson and D. J. Perreault, "Experimental Validation of a Four-Way Outphasing Combiner for Microwave Power Amplification," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 28-30, Jan. 2013.
- [25] J. Qureshi et al., "A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925–1935, Aug. 2009.
- [26] T. Barton and D. Perreault, "An RF-input outphasing power amplifier with RF signal decomposition network," *IEEE Int. Microw. Symp*, May 2015.
- [27] T. W. Barton and D. J. Perreault, "Four-Way Microstrip-Based Power Combining for Microwave Outphasing Power Amplifiers," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 10, pp. 2987-2998, Oct. 2014.
- [28] A. R. Qureshi, M. Acar, J. Qureshi, R. Wesson and L. C. N. de Vreede, "A 112W GaN dual input Doherty-Outphasing Power Amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, San Francisco, CA, 2016.
- [29] T. W. Barton, A. S. Jurkov, P. H. Pednekar and D. J. Perreault, "Multi-Way Lossless Outphasing System Based on an All-Transmission-Line Combiner," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1313-1326, April 2016.
- [30] D. A. Calvillo-Cortes et al., "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.
- [31] T. Cappello, et.al., "Multilevel supply-modulated Chireix outphasing with continuous input modulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 65, no. 12, pp. 5231-5243, Dec. 2017.
- [32] A. Sepahvand, Y. Zhang and D. Maksimovic, "High efficiency 20–400 MHz PWM converters using air-core inductors and monolithic power stages in a

- normally-off GaN process," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 580-586, Long Beach, CA, 2016.
- [33] Y. Zhang, J. Strydom, M. de Rooij and D. Maksimović, "Envelope tracking GaN power supply for 4G cell phone base stations," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2292-2297, Long Beach, CA, 2016.
- [34] J. M. Rivas et al., "A very high frequency DC–DC converter based on a class resonant inverter," *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, pp. 1657–1666, 2008.
- [35] 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.
- [36] R. C. N. Pilawa-Podgurski et al., "Very-high-frequency resonant boost converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1654–1665, Jun. 2009.
- [37] P. Hazucha et al., "A 233-MHz 80%–87% efficient four-phase DC–DC converter utilizing air-core inductors on package," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 4, pp. 838–845, Apr. 2005.
- [38] J. A. Garcia, R. Marante, and M. N. Ruiz, "GaN HEMT class E resonant topologies for UHF DC/DC power conversion," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 12, pp. 4220–4229, Dec. 2012.
- [39] J.A. García, R. Marante, M.N. Ruiz and G. Hernández, "A 1 GHz Frequency-Controlled Class E2 DC/DC Converter for Efficiently Handling Wideband Signal Envelopes," *2013 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Seattle, Jun 2013.
- [40] I. Ramos, M. N. Ruiz Lavín, J. A. García, D. Maksimović and Z. Popović, "GaN Microwave DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4473-4482, Dec. 2015.
- [41] S. Djukic, D. Maksimovic, and Z. Popović, "A planar 4.5-GHz DC–DC power converter," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 47, no. 8, pp. 1457–1460, Aug. 1999.

# Publicaciones

## Contribuciones a Revistas Internacionales

P. L. Gilabert, G. Montoro, D. Vegas, N. Ruiz and J. A. Garcia, "Digital Predistorters Go Multidimensional: DPD for Concurrent Multiband Envelope Tracking and Outphasing Power Amplifiers," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 20, no. 5, pp. 50-61, May 2019.

## Contribuciones a Congresos Internacionales

A. Cordero, M.Nieves Ruiz, David Vegas, José A. García, "Outphasing Class-E/F<sub>2</sub> Power Amplifier using a Quadrature Hybrid as Non-Isolating Combiner," 2021 *IEEE Radio and Wireless Symp. (RWS)*, San Diego, Jan. 2021.

D. Vegas, Jose-Ramon Pérez-Cisneros, M.Nieves Ruiz, José A. García, "UHF Class E/F<sub>2</sub> Outphasing Transmitter for 12 dB PAPR Signals," *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, Boston, June 2019.

A. Mediavilla et al., "A High-Performance Ka-Band Cryo-Cooled Receiver for Deep Space Applications," 2018 *48th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 926-929, Madrid, 2018.

D. Vegas, María Pampín, J.R. Pérez-Cisneros, M.N. Ruiz, A. Mediavilla, J.A. García, "UHF Class-E Power Amplifier Design for Wide Range Variable Resistance Operation," *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, Philadelphia, June 2018.

J. A. García, M. N. Ruiz, D. Vegas, M. Pampín and Á. Mediavilla, "UHF power conversion with GaN HEMT class-E<sub>2</sub> topologies," 2017 *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Miami, FL, October 2017.

M.N. Ruiz, D. Vegas, J.R. Pérez-Cisneros, J.A. García, "GaN HEMT Class-E Rectifier for DC+AC Power Recovery," *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, Honolulu, June 2017.

D. Vegas, F. Moreno, M. N. Ruiz, J.A. García, “Efficient Class-E Power Amplifier for Variable Load Operation,” *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, April 2017.

L. Rizo, D. Vegas, M.N. Ruiz, R. Marante, L. Cabria and J.A. García “Class-E Amplifier and Rectifier for a Wireless Link with Secure Signal and Simultaneous Power Transmission,” *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, Portugal, Mayo 2016.

## **Contribuciones a Congresos Nacionales**

D. Vegas, José R. Perez-Cisneros, M.Nieves Ruiz, José A. García, “Amplificador de Potencia Clase-E/F2 de Alta Eficiencia en un Amplio Rango de Cargas Resistivas en la Banda UHF,” *XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Sevilla, Sept. 2019.

D. Vegas, José R. Pérez-Cisneros, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García, “Operación Eficiente a Muy Baja Carga con Inversor Clase-E/F2 a GaN HEMT,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2019.

D. Vegas, Miguel A. González, José R. Perez-Cisneros, M.Nieves Ruiz, José A. García, “Transmisor Outphasing Clase-E de Alta Eficiencia en Tecnología GaN HEMT,” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Granada, Sept. 2018.

D. Vegas, María Oti, María Pampín, José R. Perez-Cisneros, M.Nieves Ruiz, José A. García, “Predicción de los Contornos Load-Pull en un Amplificador Clase-E,” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Granada, Sept. 2018.

D. Vegas, F. Moreno, M.N. Ruiz, J.A. García, “Amplificador Clase-E de Alta Eficiencia para Operación sobre Carga Variable,” *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Cartagena, Sept. 2017.

D. Vegas, S. Calvo, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García, “Inversor Clase E en UHF para Operación sobre Carga Variable,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2017.

H. Mendiguchia, D. Vegas, M.N. Ruiz, M. Pampín, J.A. García, “Diseño de un Amplificador de Alta Eficiencia a GaN HEMT en 2.6 GHz,” *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Madrid, Sept. 2016.

J. R. Pérez-Cisneros, J. A. García, M. Nieves Ruiz Lavín, Jesús de Mingo, María Pampín, David. Vegas, Pedro Carro, Paloma García, “Amplificador de Potencia Doble-Banda (1.8 GHz y 2.6 GHz) con Alta Eficiencia,” *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Madrid, Sept. 2016.



# Lista de Acrónimos

AC	Corriente alterna ( <i>Alternating Current</i> )
ACPR	Relación de potencia de canal adyacente ( <i>Adjacent channel power ratio</i> )
AM	Modulación en Amplitud
AP o PA	Amplificador de potencia
BO	<i>Back-off</i>
CO <sub>2</sub>	Dióxido de Carbono
DC	Corriente continua ( <i>Direct current</i> )
DPD	Pre-distorsión digital de señales ( <i>Digital Pre-Distortion</i> )
EER	Técnica de eliminación y restauración de la envolvente
E-pHEMT	<i>Enhancement-mode pseudomorphic HEMT</i>
ET	Técnica de seguimiento de la envolvente ( <i>Envelope Tracking</i> )
FET	Transistor de efecto de campo ( <i>Field-effect transistor</i> )
FM	Modulación en Frecuencia
GaN	Nitruro de Galio
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> , originalmente <i>Groupe Spécial Mobile</i>
GSMA	<i>GSM Association</i>
HEMT	Transistor de alta movilidad de electrones ( <i>High electron mobility transistor</i> )
HF	<i>High Frequency</i>
IQ	<i>In-phase – Quadrature Transmitter</i>
ISM	Bandas reservadas para su uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica ( <i>Industrial, Scientific and Medical</i> )
LINC	<i>Linear Amplification using Nonlinear Components</i> (Amplificación Lineal usando Componentes No Lineales)
LMBA	<i>Load Modulated Balanced Amplifier</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i> (Estándar de comunicaciones móviles utilizado en 4G)
LUT	<i>Look-up Table</i>

MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i> (Circuitos Integrados Monolíticos de Microondas)
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor ( <i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor</i> )
OPBO	<i>Output Power Back-Off</i> (Back-off de Potencia de Salida)
PAE	Eficiencia de potencia añadida ( <i>Power-added efficiency</i> )
PAPR	Relación Potencia Pico – Potencia media ( <i>Peak to Average Power Ratio</i> )
PM	Modulación en Fase
QHC	Acoplador Híbrido en Cuadratura ( <i>Quadrature Hybrid Coupler</i> )
RBS	Estaciones Base de Radio ( <i>Radio Base Stations</i> )
RF	Radiofrecuencia
RFID	Identificación por radiofrecuencia ( <i>Radio Frequency IDentification</i> )
SIM	Módulo de identificación de abonado
SMPA	<i>Switch Mode Power Amplifier</i> (Amplificadores de Potencia en Modo Conmutado)
SMS	Sistema de mensajes cortos ( <i>Short Message Service</i> )
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación
TSH	Telegrafía Sin Hilos
UHF	Banda de frecuencia comprendida entre 300 MHz y 3 GHz ( <i>Ultra high frequency</i> )
VCO	Oscilador controlado por tensión ( <i>Voltage-controlled oscillator</i> )
VHF	Banda de frecuencia comprendida entre 30 y 300 MHz ( <i>Very high frequency</i> )
VSA	Analizador vectorial de señal ( <i>Vector signal analyzer</i> )
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i> (Estándar de comunicaciones móviles utilizado en 3G)
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> , (Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas)
WPT	Transferencia inalámbrica de energía ( <i>Wireless Power Transfer</i> )
ZVDS	Conmutación a derivada de la tensión nula ( <i>Zero Voltage Derivative Switching</i> )
ZVS	Conmutación a tensión nula ( <i>Zero Voltage Switching</i> )